

Erwin Böhmer
Dietmar Ehrhardt
Wolfgang Oberschelp

Elemente der angewandten Elektronik

Kompendium für Ausbildung und Beruf

17. Auflage

Elemente der angewandten Elektronik

Erwin Böhmer · Dietmar Ehrhardt ·
Wolfgang Oberschelp

Elemente der angewandten Elektronik

Kompendium für Ausbildung und Beruf

17., korrigierte und verbesserte Auflage

Mit umfangreichem Bauteilekatalog

Erwin Böhmer
Technische Elektronik
Universität Siegen
Siegen, Deutschland

Dietmar Ehrhardt
Analoge Schaltungstechnik
Universität Siegen
Siegen, Deutschland

Wolfgang Oberschelp
FB Elektrotechnik und angewandte Naturwissenschaften
HS Gelsenkirchen
Gelsenkirchen, Deutschland

ISBN 978-3-8348-1496-8

<https://doi.org/10.1007/978-3-8348-2114-0>

ISBN 978-3-8348-2114-0 (eBook)

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Springer Vieweg

© Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH 1979, 1983, 1984, 1986, 1987, 1989, 1990, 1992, 1994, 1996, 1998, 2000, 2001, 2004, 2007, 2010, 2018

Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die nicht ausdrücklich vom Urheberrechtsgesetz zugelassen ist, bedarf der vorherigen Zustimmung des Verlags. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Bearbeitungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen und die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

Der Verlag, die Autoren und die Herausgeber gehen davon aus, dass die Angaben und Informationen in diesem Werk zum Zeitpunkt der Veröffentlichung vollständig und korrekt sind. Weder der Verlag noch die Autoren oder die Herausgeber übernehmen, ausdrücklich oder implizit, Gewähr für den Inhalt des Werkes, etwaige Fehler oder Äußerungen. Der Verlag bleibt im Hinblick auf geografische Zuordnungen und Gebietsbezeichnungen in veröffentlichten Karten und Institutionsadressen neutral.

Gedruckt auf säurefreiem und chlorfrei gebleichtem Papier

Springer Vieweg ist Teil von Springer Nature

Die eingetragene Gesellschaft ist Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH

Die Anschrift der Gesellschaft ist: Abraham-Lincoln-Str. 46, 65189 Wiesbaden, Germany

Vorwort zur siebzehnten Auflage

Wir haben zahlreiche Zuschriften und Verbesserungsvorschläge bekommen. Natürlich haben wir wenn möglich all diese Vorschläge eingearbeitet. Das Buch ist auf XML umgestellt worden und damit auch digital verfügbar. Trotzdem haben wir darauf geachtet, dass die Idee des Buches erhalten bleibt. Linke Seite der Text und rechte Seite die dazugehörigen Bilder. Die Umstellung auf XML hat viel Zeit gekostet, doch der Aufwand hat sich gelohnt. Ergänzt wurde das Buch durch ein Kapitel Verständnisfragen. Hier kann ein lernender Leser prüfen, ob er die technischen Beiträge des Buches verstanden hat.

Siegen und Gelsenkirchen im Februar 2018

Dietmar Ehrhardt
Wolfgang Oberschelp

Vorwort zur sechzehnten Auflage

Das Buch erfährt immer noch eine große Beliebtheit, wie die zahlreichen Zuschriften und Verbesserungsvorschläge beweisen. Wir nehmen die wohl gemeinten Ratschläge gerne auf und haben die meisten der geäußerten Verbesserungsvorschläge in die Neuauflage des Buchs eingearbeitet. Daneben wurde der Anhang C um die graphische Spektralanalyse erweitert.

Auch diesem Buch ist wieder eine CD beigelegt, die über Lehre und Forschung auf den Gebieten Halbleiterelektronik, Mikroelektronik und Mikrosystemtechnik am *Institut für Mikrosystemtechnik* der Universität Siegen berichtet. Die Autoren danken dem Institut für diese Unterstützung.

Siegen und Gelsenkirchen im Januar 2009

Erwin Böhmer
Dietmar Ehrhardt
Wolfgang Oberschelp

Einführung

Das vorliegende Buch beschreibt den Aufbau und die Funktionsweise zahlreicher Bauelemente so ausführlich, wie es für eine funktionsgerechte Anwendung erforderlich ist. Es hält sich dabei an die Vorgehensweise der Praxis mit einer Beschreibung der Betriebseigenschaften durch Kenndaten und Kennlinien, die der Hersteller üblicherweise im Datenblatt angibt.

Die eingestreuten Rechenbeispiele fördern das Verständnis. Zahlreiche weitere Beispiele mit Lösungen findet der Leser in dem auszugsweise auf der beiliegenden CD wiedergegebenen Band

Rechenübungen zur angewandten Elektronik von E. Böhmer, Vieweg 1997,

bzw. in dem verbesserten und erweiterten Nachfolgebund

Elemente der Elektronik – Repetitorium und Prüfungstrainer, Vieweg 2005.

Auf den Hauptteil des Buches folgt ein vierteiliger Anhang:

Anhang A ist als Nachschlagewerk angelegt. Man findet dort zunächst Werkstoffkenn-
daten, Bezeichnungen und Kennzeichnungen. Es folgt eine Einführung in die Grundbegriffe der Halbleitertechnologie und die Herstellung von Leiterplatten. Das anschließende Blindwiderstands-Frequenz-Diagramm – im Laborjargon HF-Tapete – erlaubt schnelle überschlägige Berechnungen bei allen Schaltungen mit Kapazitäten und Induktivitäten. Der Frequenzgang von RC- und RL-Zweipolen sowie die speziellen Eigenschaften von Schwingkreisen werden gesondert dargestellt.

Die aufgeführten Kenngrößen zu Wechsel- und Mischströmen muss jeder Elektroniker beherrschen, ebenso die Verhältnisdarstellung nach dem Dezibelsystem. Die Begriffe Rauschmaß und Rauschzahl interessieren ihn nur beim Aufbau von Verstärkern für sehr schwache Signale. Die Hinweise zum störungsfreien Aufbau eines Gerätes dagegen sind von grundsätzlicher Bedeutung und umso beachtenswerter, je komplexer ein Schaltungssystem ist.

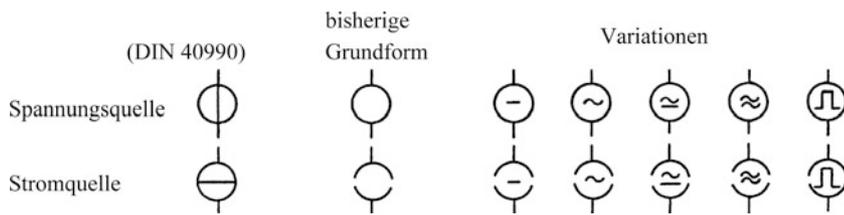
Anhang B ist als Bauteile-Katalog angelegt. Er gibt eine Übersicht über handelsübliche Ausführungen zu den im Textteil beschriebenen Bauelementen. Dazu werden auch die wesentlichen Kenndaten und Grenzdaten mitgeteilt.

Anhang C enthält eine Anleitung zur Schaltungssimulation anhand von Beispielen zu ausgewählten Themen des Buches. Das hier benutzte Programm WinSpice ist leicht zu handhaben und kommt somit Anfängern besonders entgegen. Es erlaubt die Simulation auch sehr umfangreicher Schaltungen.

Anhang D gibt dem Leser eine Beschreibung der beiliegenden CD. Diese erweitert seinen theoretischen Horizont und gewährt Einblick in Forschung und Technologie auf dem Gebiet der Halbleiterelektronik. Sie stellt ihm außerdem Software und Fachliteratur zur Verfügung.

Da dieses Buch eine Reihe von Themen nicht erschöpfend behandeln kann, werden am Ende der Seiten Hinweise auf weiterführende Literatur und einschlägige DIN-Normen gegeben. Die Letzteren findet man in den Normblättern des DIN (Deutsches Institut für Normung e. V.). In diesem Buch werden die DIN-Normen weitgehend beachtet. Auf Abweichungen wird an einzelnen Stellen besonders hingewiesen. Entgegen DIN 41852 wird z. B. die früher durchweg übliche Kleinschreibung für die Halbleiterbezeichnungen „n“ und „p“ beibehalten. Ferner werden im Hauptteil des Buches die bisher üblichen Schaltzeichen für Spannungs- und Stromquellen weiterverwendet, da diese im Gegensatz zu den neuen Symbolen Variationen zulassen und sich somit besser für eine physikalisch orientierte Betrachtung eignen. Im **An-**

hang C dagegen mit seiner formalen Behandlung von Schaltungsproblemen werden die neuen Schaltzeichen eingesetzt.



Soweit Sicherheitsaspekte eine Rolle spielen, wird auf entsprechende „VDE-Bestimmungen“ verwiesen, herausgegeben vom VDE (Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.).

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|---|----|
| 1 | Elektrische Leitung und Widerstände | 2 |
| 1.1 | Elektrische Leitung, Grundbegriffe | 2 |
| 1.2 | Leitungen und Sicherungen | 4 |
| 1.3 | Elektrische Widerstände | 6 |
| 1.4 | Übliche Bauformen der Widerstände | 8 |
| 1.5 | Stellwiderstände mit Schleifkontakt | 10 |
| 1.6 | Widerstandsnetzwerke, passive und aktive Zweipole | 12 |
| 2 | Homogene Halbleiterbauelemente | 14 |
| 2.1 | Grundbegriffe der Halbleiter | 14 |
| 2.2 | Mess- und Kompensationsheißleiter | 16 |
| 2.3 | Anlassheißleiter | 18 |
| 2.4 | Kaltleiter | 20 |
| 2.5 | Varistoren | 22 |
| 2.6 | Feldplatten (MDR) | 24 |
| 2.7 | Fotowiderstände (LDR) | 26 |
| 2.8 | Hallgeneratoren | 28 |
| 3 | Halbleiterdioden | 30 |
| 3.1 | Grundlagen der Halbleiterdiode | 30 |
| 3.2 | Silizium-Leistungsdioden | 32 |
| 3.3 | Dioden im Ladegleichrichter | 34 |
| 3.4 | Z-Dioden (Zenerdioden) | 36 |
| 3.5 | Fotodioden und Fotoelemente | 38 |
| 3.6 | Lumineszenz-Dioden (Leuchtdioden) | 40 |
| 4 | Kondensatoren | 42 |
| 4.1 | Kondensatoren, Grundbegriffe | 42 |
| 4.2 | Laden und Entladen eines Kondensators | 44 |
| 4.3 | Bauformen und Eigenschaften | 46 |
| 4.4 | Elektrolytkondensatoren | 48 |
| 4.5 | RC-Übertragungsglieder | 50 |
| 4.6 | Impulsübertragung durch RC-Glieder | 52 |
| 4.7 | Spannungsglättung mit Kondensatoren | 54 |
| 5 | Spulen und Schwingkreise | 56 |
| 5.1 | Spulen, Grundbegriffe | 56 |
| 5.2 | Spulenkenngrößen und Schaltvorgänge | 58 |
| 5.3 | Drosselspulen mit Eisenkern oder Eisenpulver-Kern | 60 |
| 5.4 | Ferritkernspulen | 62 |
| 5.5 | Spulen bei höheren Frequenzen | 64 |
| 5.6 | Spulen mit nanokristallinem Kern | 66 |
| 5.7 | Schwingkreise, Grundbegriffe | 68 |
| 5.8 | Schwingkreise mit Tiefpassfunktion | 70 |
| 5.9 | Resonanzschaltungen | 72 |
| 5.10 | Schwingkreise mit Anzapfungen | 74 |
| 5.11 | Schwingquarze | 76 |

| | | |
|-----------|--|-----|
| 6 | Transformatoren und Übertrager | 78 |
| 6.1 | Verlustfreie Spulensysteme | 78 |
| 6.2 | Transformatoren als Übertrager | 80 |
| 6.3 | Aufbau und Berechnung von Übertragern | 82 |
| 6.4 | Impulsübertrager (Impulstransformatoren) | 84 |
| 6.5 | Netztransformatoren | 86 |
| 7 | Relais | 88 |
| 7.1 | Elektromagnetische Relais, Arten und Wirkungsweise | 88 |
| 7.2 | Betriebseigenschaften von Relais | 90 |
| 7.3 | Kontaktmaterial, Kontaktbeanspruchung und Kontaktschutz | 92 |
| 7.4 | Relais-Kondensator-Schaltungen | 94 |
| 8 | Röhren und Displays | 96 |
| 8.1 | Gasentladungsröhren | 96 |
| 8.2 | Vakuumdioden und -trioden | 98 |
| 8.3 | Tetroden und Pentoden | 100 |
| 8.4 | Bildverstärker, Bildwandler und Bildaufnehmer | 102 |
| 8.5 | Vakuum-Lumineszenzröhren (Fluoreszenzröhren) | 104 |
| 8.6 | Flüssigkristall-Anzeigen (LC-Displays) | 106 |
| 9 | Feldeffekt-Transistoren | 108 |
| 9.1 | Aufbau und Wirkungsweise des Sperrschicht-Feldeffekt-Transistors | 108 |
| 9.2 | Feldeffekttransistoren, Groß- und Kleinsignalbetrieb | 110 |
| 9.3 | Feldeffekttransistoren in Konstantstromschaltungen | 112 |
| 9.4 | Sourceschaltung im Kleinsignalbetrieb | 114 |
| 9.5 | Analyse eines Kleinsignalverstärkers in Sourceschaltung | 116 |
| 9.6 | Drainschaltung (Sourcefolger) | 118 |
| 9.7 | Gateschaltung | 120 |
| 9.8 | Feldeffekttransistoren mit isolierter Gate-Elektrode | 122 |
| 9.9 | Integrierte MOS-Schaltungen | 124 |
| 9.10 | Analogschalter und -multiplexer | 126 |
| 9.11 | Kenngrößen und ihre Anwendung | 128 |
| 10 | Bipolare Transistoren | 130 |
| 10.1 | Aufbau und Wirkungsweise | 130 |
| 10.2 | Emitterschaltung als Großsignalverstärker | 132 |
| 10.3 | Temperaturabhängigkeit und innere Stromverteilung | 134 |
| 10.4 | Schaltbetrieb des Bipolar-Transistors | 136 |
| 10.5 | Gleichstrombetrieb im aktiven Bereich | 138 |
| 10.6 | Emitterschaltung als Kleinsignalverstärker | 140 |
| 10.7 | Hochfrequenzverhalten der Emitterschaltung | 142 |
| 10.8 | h-Parameter und y-Parameter | 144 |
| 10.9 | Kleinsignalverstärker mit Parallelgegenkopplung | 146 |
| 10.10 | Emitterschaltung mit Reihengegenkopplung | 148 |
| 10.11 | Kollektorschaltung (Emitterfolger) | 150 |
| 10.12 | Basisschaltung | 152 |
| 10.13 | Differenzverstärker | 154 |
| 10.14 | Transistorverbandschaltungen | 156 |
| 11 | Operationsverstärker | 158 |
| 11.1 | Grundbegriffe des Operationsverstärkers | 158 |
| 11.2 | Linearer invertierender Verstärker | 160 |
| 11.3 | Linearer nichtinvertierender Verstärker | 162 |

| | | |
|-----------|---|------------|
| 11.4 | Eingangsverhalten des realen Verstärkers | 164 |
| 11.5 | Ausgangsverhalten des realen Verstärkers | 166 |
| 11.6 | Frequenzgang und Stabilität | 168 |
| 11.7 | Differenzierschaltungen | 170 |
| 11.8 | Integrierschaltungen | 172 |
| 11.9 | Aktive RC-Filter zweiter und höherer Ordnung | 174 |
| 11.10 | State-Variable-Filter (SVF) | 176 |
| 11.11 | Messgleichrichter | 178 |
| 11.12 | Begrenzer, Amplitudenfilter und Funktionsgeber | 180 |
| 11.13 | Spannungsquellen | 182 |
| 11.14 | Stromquellen | 184 |
| 11.15 | Transformationsschaltungen | 186 |
| 12 | Ausgewählte Analogbausteine | 188 |
| 12.1 | Standard-Operationsverstärker LM 741 und TL081 | 188 |
| 12.2 | Mehrfachverstärker und ihre Anwendung | 190 |
| 12.3 | Präzisions-Operationsverstärker | 192 |
| 12.4 | Steilheits-Operationsverstärker CA 3080 und LM 13600 | 194 |
| 12.5 | Logarithmierschaltungen | 196 |
| 12.6 | Multiplizierbaustein AD 534 | 198 |
| 12.7 | Filterbaustein HY 3105 als Universalfilter | 200 |
| 12.8 | Schalter-Kondensator-Filter (<i>Switched Capacitor Filter</i> , SC-Filter) | 202 |
| 12.9 | Abtast-Halte-Glieder | 204 |
| 13 | Sinusoszillatoren | 206 |
| 13.1 | Einfache RC-Oszillatoren | 206 |
| 13.2 | RC-Oszillatoren mit Amplitudenregelung | 208 |
| 13.3 | LC-Oszillatoren mit der Basisschaltung | 210 |
| 13.4 | LC-Oszillatoren mit der Emitterschaltung | 212 |
| 14 | Kippschaltungen | 214 |
| 14.1 | Triggerschaltungen mit Transistoren | 214 |
| 14.2 | Symmetrische bistabile Kippschaltungen | 216 |
| 14.3 | Monostabile und astabile Multivibratoren | 218 |
| 14.4 | Trigger mit Operationsverstärkern | 220 |
| 14.5 | Fensterkomparatoren | 222 |
| 14.6 | Multivibratoren mit Operationsverstärkern | 224 |
| 14.7 | Multivibratoren mit dem Timer-IC 555 | 226 |
| 14.8 | Funktionsgenerator 8038 | 228 |
| 14.9 | Spannungs-Frequenz-Umsetzer | 230 |
| 14.10 | Kippschaltungen mit Unijunction-Transistoren | 232 |
| 14.11 | Vierschichtelemente (Thyristoren) | 234 |
| 15 | Digitale Verknüpfungs- und Speicherschaltungen | 236 |
| 15.1 | Diodengatterschaltungen | 236 |
| 15.2 | Emitterschaltung als Inverter | 238 |
| 15.3 | NOR- und NAND-Gatter in DTL-Technik | 240 |
| 15.4 | Grundsaltungen der TTL-Technik | 242 |
| 15.5 | Schottky- und ECL-Schaltungen | 244 |
| 15.6 | CMOS-Logikschaltungen | 246 |
| 15.7 | Kippschaltungen mit NOR- und NAND-Gattern | 248 |
| 15.8 | Einfache Flip-Flops mit Taktsteuerung | 250 |
| 15.9 | Master-Slave-Flip-Flops (MS-Flip-Flops) | 252 |
| 15.10 | Register | 254 |

| | | |
|-----------|--|------------|
| 15.11 | Frequenzteiler (Untersetzer) und Zählschaltungen | 256 |
| 15.12 | Zeitähler (Timer-Counter) 2240 | 258 |
| 15.13 | Impulszähler | 260 |
| 15.14 | Vergleicher (Komparatoren) | 262 |
| 15.15 | Multiplexer und Demultiplexer | 264 |
| 15.16 | Schreib-Lese-Speicher (RAMs) | 266 |
| 15.17 | ROMs, PROMs und PLDs | 268 |
| 16 | DA- und AD-Umsetzer | 270 |
| 16.1 | DA-Umsetzer (DAU) | 270 |
| 16.2 | Drei Konzepte für die Analog-Digital-Umsetzung | 272 |
| 16.3 | Indirekte Verfahren zur Analog-Digital-Umsetzung | 274 |
| 17 | Optoelektronik | 276 |
| 17.1 | Fototransistoren und Fotothyristoren | 276 |
| 17.2 | Optokoppler | 278 |
| 17.3 | Lichtschranken und Lichtleiter | 280 |
| 17.4 | Optische Nachrichtentechnik | 282 |
| 18 | Leistungstransistoren und Anwendungen | 284 |
| 18.1 | Verlustleistung und Wärmeableitung | 284 |
| 18.2 | Transistor als Leistungsschalter | 286 |
| 18.3 | Schnelles Schalten induktiver Lasten | 288 |
| 18.4 | Darlington-Leistungstransistoren als Schalter und Steller | 290 |
| 18.5 | Leistungs-MOSFETs und IGBTs | 292 |
| 18.6 | Leistungsmodule | 294 |
| 18.7 | Schaltungsdesign zu MOSFETs und IGBTs | 296 |
| 18.8 | Gleichspannungsquellen mit Leistungstransistoren | 298 |
| 18.9 | Wechselspannungsquellen für hohe Strombelastung | 300 |
| 18.10 | Niederfrequenz-Leistungsverstärker | 302 |
| 18.11 | Digitale Niederfrequenz – Leistungsverstärker (D-Verstärker) | 304 |
| 19 | Thyristoren und Triacs | 306 |
| 19.1 | Leistungsthyristoren, Grundbegriffe und Funktionsweise | 306 |
| 19.2 | Ansteuerschaltungen für Thyristoren | 308 |
| 19.3 | Wechselstromsteller mit Thyristoren | 310 |
| 19.4 | Dynamische Vorgänge und Schutzbeschaltung | 312 |
| 19.5 | Triac, Grundbegriffe und Anwendungsbeispiel | 314 |
| 19.6 | Wechselstromschalter mit Triacs und Thyristoren | 316 |
| 19.7 | Ansteuerbausteine für Triacs | 318 |
| 19.8 | Zeitsteuerungen mit Triacs | 320 |
| 20 | Spannungs- und Stromversorgung | 322 |
| 20.1 | Netzgeräte mit Spannungsregler | 322 |
| 20.2 | Erzeugung von mehreren Betriebsspannungen | 324 |
| 20.3 | Primärzellen und Primärbatterien | 326 |
| 20.4 | Sekundärzellen und Sekundärbatterien (Akkumulatoren) | 328 |
| 20.5 | Ladefahrten und Ladetechniken für Akkumulatoren | 330 |
| 20.6 | Solargeneratoren | 332 |
| 20.7 | Brennstoffzellen (Fuel Cells, FCs) | 334 |
| 20.8 | Gleichspannungswandler (DC/DC-Wandler) | 336 |
| 20.9 | Drossel-Aufwärtswandler mit PFM-Schaltregler | 338 |
| 20.10 | Drossel-Inverswandler mit PFM-Schaltregler | 340 |
| 20.11 | Drossel-Abwärtswandler mit PFM-Schaltregler | 342 |

| | |
|--|------------|
| 20.12 Drossel-Abwärtswandler mit PWM-Schaltregler | 344 |
| 20.13 Sperrwandler mit Speichertransformator | 346 |
| 20.14 Begriffe und Problematik moderner Netzgeräte | 348 |
| Formelzeichen | 350 |
| Zählpfeile | 352 |
| Anhang A | 353 |
| Anhang B: Bauteile-Katalog | 369 |
| Kurz erklärt | 440 |
| Anhang C: SPICE – eine Einführung mit Beispielen | 441 |
| Nachwort | 470 |
| Anhang D: Verständnisfragen zu einzelnen Kapiteln | 472 |
| Quellenverzeichnis | 482 |
| Literatur | 483 |
| Sachverzeichnis | 488 |

1.1 Elektrische Leitung, Grundbegriffe

Zu jedem elektrischen Bauelement führen Anschlussdrähte, die eine elektrische Leitung bilden. Im einfachsten Fall handelt es sich um zwei parallele Drähte in Luft, deren charakteristische Eigenschaften im Folgenden betrachtet werden. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse lassen sich analog auch auf andere Leitungsformen in Luft und anderen Medien übertragen.

Zwischen den Drähten einer am Ende offenen (leerlaufenden) Leitung bildet sich beim Anlegen einer Gleichspannung U ein elektrisches Feld aus mit der Feldstärke E , deren Wirkungsrichtung durch „Feldlinien“ skizziert ist (Abb. 1.1). Die Leitung nimmt eine elektrische Ladung Q auf. Sie stellt einen Kondensator dar mit der Kapazität C , die sich mit zunehmendem Leiterabstand a verringert. Nach abgeschlossener Aufladung wird der Strom I zu Null, sofern nicht eine „Ableitung“ zwischen den Drähten aufgrund einer unvollkommenen Isolation auftritt. Trockene Luft stellt einen sehr guten Isolator dar. Durch Erhitzung oder Bestrahlung (Röntgenstrahlen, UV-Licht) werden jedoch Luftmoleküle ionisiert. Es bilden sich positive frei bewegliche Ionen und negative Elektronen, die entlang der Feldlinien Ladungen transportieren und damit einen Strom bilden. Eine von der Spannungsquelle abgetrennte Leitung kann sich so entladen. Da diese Entladung über einen Strom durch die ionisierte Luft erfolgt, spricht man von einer Gasentladung. Es handelt sich dabei um eine „unselbständige Gasentladung“, weil sie zum Erliegen kommt, sobald der äußere Ionisator nicht mehr wirksam ist.

Die durch eine „normale“ Ionisierung erzeugte Leitfähigkeit κ der Luft wird in ihrer Größenordnung in Abb. 1.1 angegeben. Man berechnet damit einen entsprechenden Leitwert G , der in Parallelschaltung mit der Kapazität C eine Ersatzschaltung für die offene Leitung ergibt.

Wie das Rechenbeispiel zeigt, ist der „Querstrom“ über die ionisierte Luft sehr klein. Größere Querströme können zwischen benachbarten Leitungen auf einer geätzten Leiterplatte auftreten, wenn die Plattenoberfläche verunreinigt ist. Man bezeichnet derartige Ströme auf einer eigentlich isolierenden Fläche als „Kriechströme“. Sie sind zu vermeiden durch einen isolierenden Schutzlack. Besonders bei höheren Spannungen (> 100 V) zwischen den Leitungen können die Kriechströ-

me ohne Schutzlackierung leicht kritische Werte erreichen. Nur eine Schutzlackierung ergibt definierte Verhältnisse und garantiert eine bestimmte Spannungsbelastbarkeit (siehe Anhang A.6).

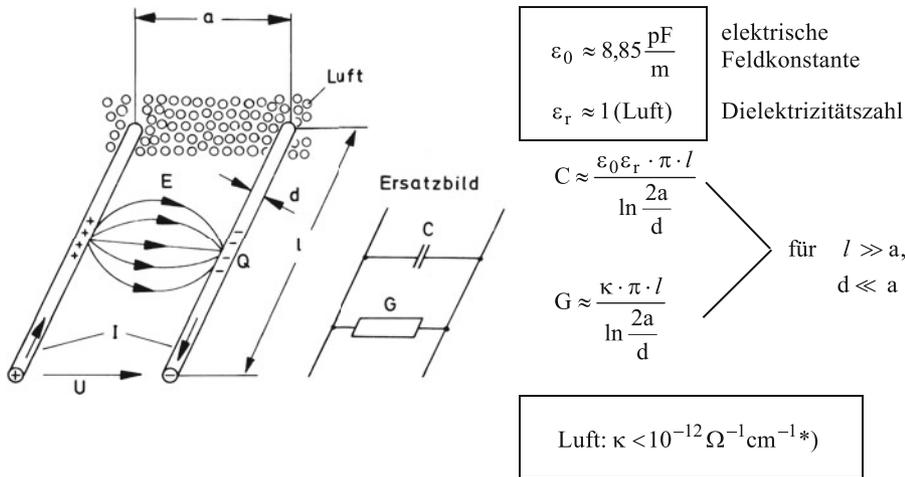
Eine am Ende kurzgeschlossene gleichstromdurchflossene Leitung ist darzustellen durch das in Abb. 1.2 angegebene Ersatzbild. Bereits bei sehr kleiner Spannung U kommt es zu einem relativ großen Strom I in Verbindung mit einem magnetischen Feld mit der Feldstärke H , während das elektrische Feld vernachlässigbar ist. Die Leitung umfasst den magnetischen Fluss Φ . Die Kapazität C und der Querleitwert G nach Abb. 1.1 treten praktisch nicht in Erscheinung. Eine am Ende kurzgeschlossene Leitung ist eine Spule einfachster Art (Windungszahl $N = 1$) mit der Induktivität L , die sich mit zunehmendem Leiterabstand a erhöht. Der stets vorhandene Leitungswiderstand R erfordert für den Strom I die Spannung $U = I \cdot R$.

Im Allgemeinen ist eine Leitung im Betrieb weder kurzgeschlossen noch leerlaufend. Spannung und Strom, elektrisches und magnetisches Feld sind gleichzeitig vorhanden. Zur vollständigen Charakterisierung dient dann ein Ersatzbild, das alle vier Ersatzgrößen enthält: C , G , L , R . Beim Gleichstrombetrieb ist normalerweise nur der Widerstand R von Bedeutung, beim Wechselstrombetrieb interessieren auch die Größen L und C , während G meistens vernachlässigbar ist.

Trennt man eine stromdurchflossene Leitung mit ihrem Magnetfeld an irgendeiner Stelle auf, so kommt es zur Induktion einer Spannung, die an der Trennstelle wirksam wird und dort zur Funkenbildung führen kann. Der Funke kommt zustande durch Ionisierung und „Zündung“ des Luftgemisches über der Trennstelle infolge einer hohen elektrischen Feldstärke. Es bildet sich ein Stromfluss über das Gas in Form einer kurzzeitigen „selbständigen Gasentladung“ in Verbindung mit einer Leuchterscheinung. Unter ungünstigen Umständen kann es auch beim Abschalten großer Ströme zur Ausbildung eines stehenden Lichtbogens kommen¹.

Literatur: [1, 2, 3]

¹ Ein stehender Lichtbogen kann durch einen Pressluftstrom gelöscht werden. Ausgenutzt wird dieser Effekt beim Pressluftschalter. Andererseits sind stehende Lichtbögen durchaus erwünscht bei der Bogenlampe und beim elektrischen Schweißen.

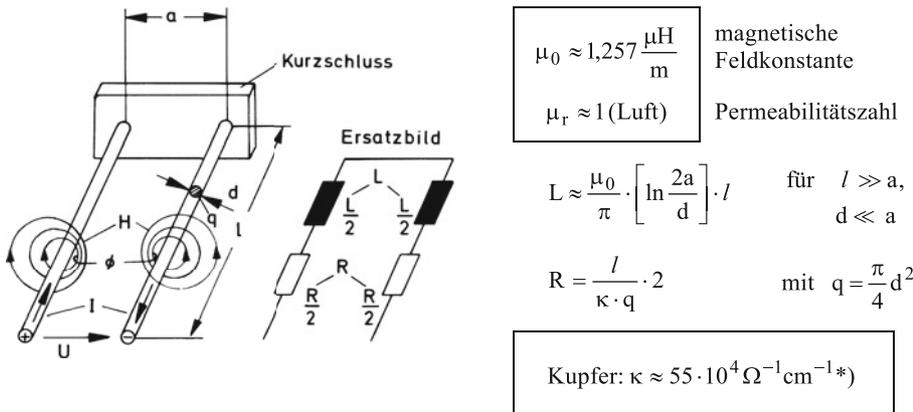


Für $a = 5\text{ mm}$, $d = 1\text{ mm}$, $l = 1\text{ m}$ wird $C \approx 12\text{ pF}$, $G < 1,5 \cdot 10^{-10}\text{ S}$.

Mit $U = 10\text{ V}$ folgt:

$$I = U \cdot G < 10\text{ V} \cdot 1,5 \cdot 10^{-10}\text{ S} = 1,5\text{ nA}, \quad Q = C \cdot U \approx 12 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{V}} \cdot 10\text{ V} = 120 \cdot 10^{-12}\text{ As}.$$

Abb. 1.1 Offene Zweidrahtleitung und Kenngrößen. *) Für die elektrische Leitfähigkeit findet man in der Literatur uneinheitlich die Kurzzeichen κ , γ und σ . Zur Definition der Leitfähigkeit siehe Anhang A.1. Die Umrechnung in SI-Einheiten ergibt: $1\ \Omega^{-1}\text{ cm}^{-1} = 100\ \Omega^{-1}\text{ m}^{-1} = 100\text{ S/m}$ (siehe Anhang A.15)



Für $a = 5\text{ mm}$, $d = 1\text{ mm}$, $l = 1\text{ m}$ wird $L \approx 1\ \mu\text{H}$, $R \approx 50\ \text{m}\Omega$.

Mit $U = 10\text{ mV}$ folgt:

$$I = \frac{U}{R} \approx \frac{10\text{ mV}}{50\ \text{m}\Omega} = 200\ \text{mA}, \quad \Phi = L \cdot I \approx 10^{-6}\ \Omega\text{s} \cdot 200\ \text{mA} = 200 \cdot 10^{-9}\ \text{Vs}.$$

Abb. 1.2 Kurzgeschlossene Zweidrahtleitung und Kenngrößen. *) Für die elektrische Leitfähigkeit findet man in der Literatur uneinheitlich die Kurzzeichen κ , γ und σ . Zur Definition der Leitfähigkeit siehe Anhang A.1. Die Umrechnung in SI-Einheiten ergibt: $1\ \Omega^{-1}\text{ cm}^{-1} = 100\ \Omega^{-1}\text{ m}^{-1} = 100\text{ S/m}$ (siehe Anhang A.15)

1.2 Leitungen und Sicherungen

Elektrische Leitungen bestehen oft aus Kupferdrähten und sind in der Regel mit einer Isolierhülle versehen. Nichtisolierte Drähte setzt man in der Elektronik praktisch nur als Drahtbrücken ein. Häufig werden Drahtlitzen verwendet, bei denen mehrere dünne Drähte zu einer „Ader“ verseilt werden, die dadurch sehr flexibel und weniger bruchempfindlich wird als ein massiver Draht. Die Zusammenfassung mehrerer Adern bezeichnet man als Kabel, wofür das übliche Netzkabel ein bekanntes Beispiel ist.

Abb. 1.3 zeigt den Aufbau von Litzen und Kabeln. Die Litzen bzw. Adern werden mit bestimmten Nennquerschnitten q hergestellt. In der abgebildeten Tabelle findet man die zugehörigen Kennwerte, insbesondere auch die Strombelastbarkeit. Die übliche PVC-Isolation ist durchweg so gut, dass sie einer Prüfspannung >500 V (Ader/Ader) standhält. Die zulässige Betriebsspannung ist jedoch meistens niedriger und hängt ab von den Sicherheitsbestimmungen der jeweiligen Anlage (z. B. VDE 0110).

Eine häufig in der Elektronik verwendete Leitungsform sind die geätzten Kupferleiter auf einer Leiterplatte. Die einzelne Leiterbahn hat entsprechend Abb. 1.4a einen rechteckförmigen Querschnitt mit der Dicke $d = 35 \mu\text{m}$ (Standardwert). Ihr Widerstand berechnet sich wie folgt:

$$R = \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{l}{d \cdot b} = \frac{1}{\kappa \cdot d} \cdot \frac{l}{b} = R_{\square} \cdot \frac{l}{b}$$

mit $R_{\square} = \frac{1}{\kappa \cdot d} = \frac{1 \cdot \Omega \cdot \text{cm}}{55 \cdot 10^4 \cdot 35 \cdot 10^{-4} \text{ cm}} = 0,5 \text{ m}\Omega$ als „Flächenwiderstand“.

Multipliziert mit dem Faktor l/b , liefert der Flächenwiderstand den tatsächlichen Leitungswiderstand R . Demnach ist $R_{\square} = R$ für $l/b = 1$, d. h. der Flächenwiderstand R_{\square} gibt den Widerstand eines Leitungsstückes an, dessen Länge l gleich der Breite b ist. Die Oberfläche eines solchen Leitungsstückes ist ein Quadrat. Abb. 1.4a veranschaulicht dies.

Der Leitungswiderstand bewirkt beim Stromdurchgang stets einen gewissen Spannungsabfall und auch eine Verlustleistung, die zu einer Erwärmung der Leiterbahn führt. Abb. 1.4b zeigt die Temperaturerhöhung ΔT für verschiedene Leiterbreiten b in Abhängigkeit von der Stromstärke. Um eine übermäßige Erwärmung zu vermeiden, wählt man die Leiterbreite b so, dass die Temperaturerhöhung $\Delta T < 10 \text{ K}$ bleibt. In diesem Fall ist auch die mit einem Temperaturanstieg verbundene Widerstandszunahme noch gering.

Abb. 1.4c zeigt auch diesen Zusammenhang. Aufgetragen ist dort der auf den Grundwiderstand R_{20} (bei 20°C) bezogene temperaturabhängige Kupferwiderstand R_T über der Temperatur. Diese „normierte Darstellung“ des Widerstandes gilt für beliebige Kupferleitungen. Ein Temperaturanstieg um $\Delta T = 100^\circ\text{C} = 100 \text{ K}$ bedeutet demnach eine Widerstandszunahme von 40 %. Nach Abb. 1.4c ergibt sich somit für Kupfer ein „Temperaturbeiwert“ $\alpha = 4 \cdot 10^{-3} \text{ 1/K}$, in der Praxis meistens als Temperaturkoeffizient bezeichnet.

Übermäßige Temperaturerhöhungen kommen auf Leiterbahnen bei ungewöhnlichen Strombelastungen vor, beispielsweise bei einem Kurzschluss auf einer „Netzteilkarte“. Darunter versteht man eine Leiterplatte mit einem Transformator und Gleichrichterteil, die vom Netz her sehr hohe Ströme aufnehmen kann. Dabei kann es sogar zum Aufschmelzen der Leiterbahn kommen. Um diesen schlimmen Fall zu vermeiden, setzt man grundsätzlich vor den Netztransformator eine Sicherung².

Gebräuchlich sind Schmelzsicherungen verschiedener Bauweisen nach Abb. 1.5a³. Das eigentliche Sicherungselement ist ein dünner Draht in Luft oder in einer Sandeinbettung, der bei einem Überstrom durchschmilzt und damit den überlasteten Strompfad unterbricht.

Abb. 1.5b gibt die von der IEC (*International Electrotechnical Commission*) festgelegten Nennströme an. Den Nennstrom muss eine Sicherung unbegrenzt aushalten. Ein Strom vom zweifachen Wert des Nennstromes jedoch soll nach Abb. 1.5c zum Abschalten führen, und zwar bei einer „trägen“ Sicherung (T) nach der Zeit $t_{AB} \approx 50 \text{ s}$ und bei einer „flinken“ Sicherung (F) bereits nach 2 s. Bei noch höheren Strömen verkürzt sich die Ansprechzeit entsprechend Abb. 1.5c. Gestrichelt angegeben sind auch die Charakteristiken für die superträge Sicherung (TT), die mittelträge Sicherung (MT) und die superflinke Sicherung (FF).

Für die Praxis ist zu bedenken, dass es sich in Abb. 1.5c um Sollkurven handelt. Die tatsächlichen Abschaltzeiten können erheblich abweichen. Im Übrigen muss beachtet werden, dass das Abschaltvermögen einer Sicherung nicht unbegrenzt ist. Das Datenblatt gibt darüber Auskunft. Beim Überschreiten des zulässigen Stromes und/oder der zulässigen Spannung an der Trennstelle kann es zu einem Lichtbogen mit Explosion und Brandgefahr kommen.

Literatur: [1-1, 1-2, 1-3]

² Siehe Abschn. 20.1.

³ Erfunden um 1880 von A. Edison.

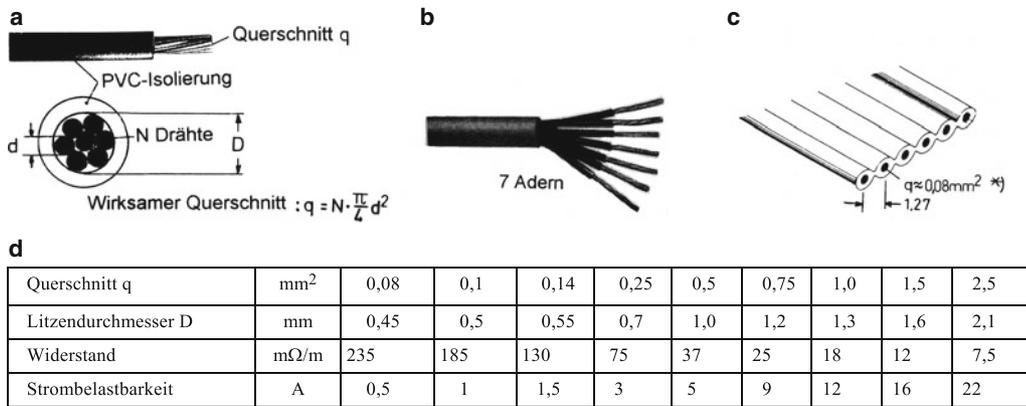


Abb. 1.3 Litzen und Kabel. **a** isolierte Schaltschlitz, **b** Rundkabel, **c** Flachbandkabel *) Vorzugsmaß: $q \approx 0,08 \text{ mm}^2 \hat{=} \text{AWG 28}$ (American Wire Gauge), **d** Litzenkennwerte

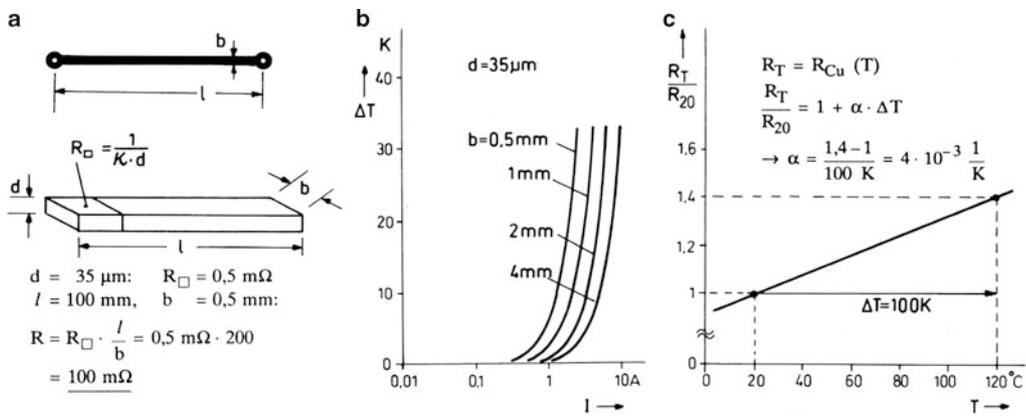


Abb. 1.4 Kupferwiderstand von Leiterbahnen. **a** Flächen- und Bahnwiderstand, **b** Erwärmung, **c** Temperaturabhängigkeit

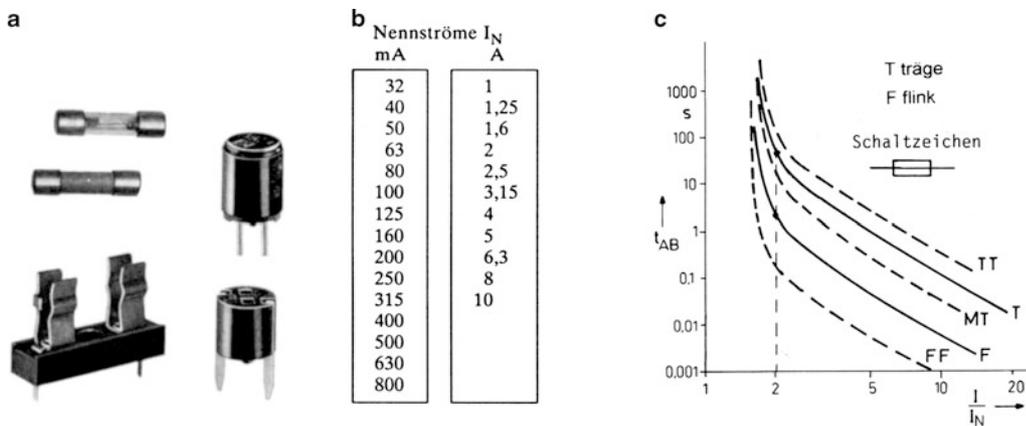


Abb. 1.5 Schmelzsicherungen (Geräteschutzsicherungen, DIN 41571). **a** Bauformen und Halterungen, **b** Nennströme, **c** Abschaltcharakteristiken

1.3 Elektrische Widerstände

Elektrische Widerstände sind „Zweipole“ mit einem geeigneten Widerstandskörper zwischen zwei Anschlüssen. Sie lassen sich entsprechend ihren Strom-Spannungs-Kennlinien in die beiden Klassen lineare und nichtlineare Widerstände einteilen (Abb. 1.6). Lineare Widerstände bezeichnet man auch als ohmsche Widerstände. Die Glühlampe stellt einen nichtlinearen Widerstand dar⁴.

Mit „Widerstand“ bezeichnet man neben dem Bauelement auch den Quotienten aus Spannung und Strom, wobei man entsprechend den angegebenen Definitionen zwischen dem „Gleichstromwiderstand“ R und dem „differentiellen Widerstand“ r zu unterscheiden hat. Bei der Glühlampe nehmen beide Widerstandswerte mit steigender Spannung zu. Im Grunde zeigen alle metallischen Widerstände diesen Effekt, der jedoch bei der Glühlampe besonders ausgeprägt ist wegen der sehr starken Aufheizung des Glühfadens und einer damit einhergehenden starken Widerstandszunahme.

In Bezug auf eine schnelle Spannungsänderung verhält sich auch die Glühlampe wie ein linearer Widerstand, wenn während des betrachteten Vorganges keine Temperaturänderung eintritt. Erhöht man z. B. die Spannung sprunghaft von 1,5 V auf 2 V, so springt der Arbeitspunkt nach Abb. 1.6 entlang der gestrichelten Geraden (durch den Nullpunkt) vom stationären Punkt A zum flüchtigen Punkt A_f. Im Zuge der damit einsetzenden Temperaturerhöhung sinkt jedoch der Strom ab auf einen Wert entsprechend der Kennlinie für den stationären Betrieb.

Der Widerstand R kann je nach Widerstandsmaterial in Abhängigkeit von der Temperatur fallen entsprechend Abb. 1.7a (Elektrolyte, Kohle, Halbleiter) oder entsprechend Abb. 1.7b steigen (Metalle). Man kennzeichnet üblicherweise die Temperaturabhängigkeit durch den Temperaturkoeffizienten TK , wofür auch das Kurzzeichen α gebräuchlich ist. Für den Arbeitspunkt B erhält man so:

$$TK = \alpha \approx \frac{+1\Omega}{20\text{ K}} \cdot \frac{1}{100\Omega} = +0,5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\text{K}} \quad (\text{K} = \text{Kelvin}).$$

Vgl. dazu auch Abschn. 1.2.

Der TK -Wert ist abhängig von der Temperatur und wird für die Bezugstemperatur 20 °C als TK_{20} bzw. α_{20} angegeben, den entsprechenden Widerstandswert bezeichnet man mit R_{20} .

Führt man einem Widerstand eine elektrische Leistung P zu, so erwärmt er sich so lange, bis er eine solche „Über-

temperatur“ ΔT gegenüber der Umgebung erreicht hat, dass die zugeführte elektrische Leistung als „Wärmeleistung“ vollständig an die Umgebung abgeführt wird (thermisches Gleichgewicht, stationärer Zustand). Da die umgewandelte elektrische Leistung im Allgemeinen nutzlos an die Umgebung abgegeben wird, spricht man auch von „Verlustleistung“. Nach Abb. 1.8 kann man sich den Widerstand als Wärmequelle vorstellen, von der aus die umgewandelte elektrische Leistung P als „Wärmestrom“ P über einen „Wärmewiderstand“ R_{th} an die Umgebung abgeführt wird. Der Wärmewiderstand bzw. sein Kehrwert, der Wärmeleitwert G_{th} , erfasst die örtlichen Bedingungen der Wärmeabführung. Eine Oberflächenvergrößerung verringert zum Beispiel den Wärmewiderstand, ebenso das Eintauchen in Öl.

Abb. 1.8 gilt für den stationären Zustand. Dynamische Vorgänge, wie sie bei einer Änderung der Leistungszufuhr auftreten, lassen sich mit dem Ersatzbild ebenfalls beschreiben, wenn man es durch eine „Wärmekapazität“ C_{th} parallel zu R_{th} , erweitert (siehe Abschn. 2.3).

Abb. 1.9 zeigt die Zusammenhänge zwischen Baugröße, Wärmewiderstand und der daraus resultierenden Belastbarkeit für übliche Kohleschichtwiderstände mit einer zulässigen Schichttemperatur $T = 110\text{ °C}$. Mit steigender Umgebungstemperatur sinkt die zulässige Belastbarkeit. Nach Abb. 1.9 (Spalte 1 der Tabelle) erhält man für 40 °C und 80 °C:

$$P_{40} = (110\text{ °C} - 40\text{ °C}) \cdot \frac{1}{140\text{ K/W}} = 0,5\text{ W},$$

$$P_{80} = (110\text{ °C} - 80\text{ °C}) \cdot \frac{1}{140\text{ K/W}} = 0,21\text{ W}.$$

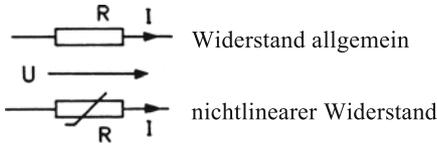
Der Wert P_{40} wird in Abb. 1.9 als Höchstwert festgesetzt und als Nennbelastbarkeit oder Nennleistung bezeichnet⁵. Die weitere Abhängigkeit der Belastbarkeit von der Umgebungstemperatur wird durch die „Lastminderungskurve“ dargestellt, die zusammen mit anderen Eigenschaften dem Datenblatt des Widerstandes zu entnehmen ist. Insbesondere wird darin eine Grenzspannung angegeben, die auch impulsweise nicht überschritten werden darf und besonders für hochohmige Widerstände ohne nennenswerte Verlustleistung die Belastbarkeitsgrenze darstellt (siehe **Anhang B1-Bauteilekatalog**).

Literatur: [1, 2, 3, 1-4, Ü1, Ü2]

⁵ Neuerdings wird die Belastbarkeit nicht mehr auf eine Umgebungstemperatur von 40 °C, sondern nach internationaler Norm vorzugsweise auf 70 °C bezogen. Impulsweise darf die Nennlast stets überschritten werden.

⁴ In der Praxis bezeichnet man alle Widerstände mit annähernd linearer Strom-Spannungs-Kennlinie als ohmsch.

Schaltzeichen mit Strom- und Spannungszählpfeil:



Im Arbeitspunkt A gilt:
Gleichstromwiderstand

$$R_A = \frac{U_A}{I_A} = \frac{1,5 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 30 \Omega$$

differentieller Widerstand

$$r_A = \left. \frac{dU}{dI} \right|_A \quad (\text{Tangente})$$

$$\approx \left. \frac{\Delta U}{\Delta I} \right|_A \quad (\text{Sekante})$$

$$\approx \frac{1 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 50 \Omega$$

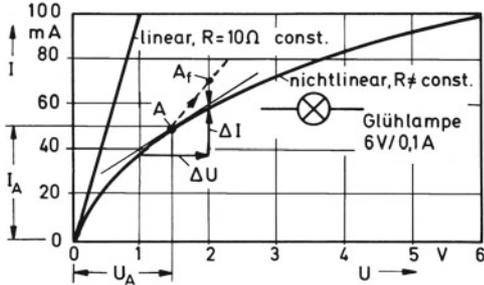


Abb. 1.6 Strom-Spannungs-Kennlinien und Widerstandsbegriffe

$$TK = \frac{dR}{dT} \cdot \frac{1}{R} \approx \frac{\Delta R}{\Delta T} \cdot \frac{1}{R}$$

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R}$$

$$P \approx \Delta T \cdot \frac{1}{R_{th}} = \Delta T \cdot G_{th}$$

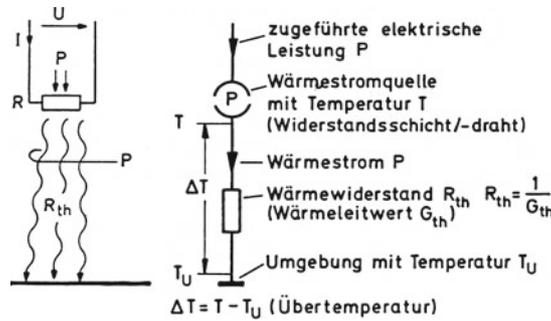
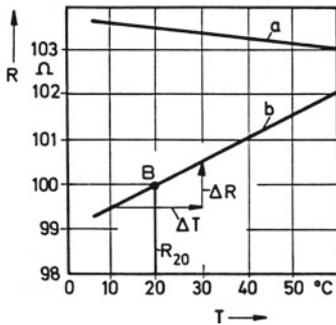


Abb. 1.7 Widerstands-Temperaturkennlinien. a TK negativ, b TK positiv

Abb. 1.8 Widerstandserwärmung und thermisches Ersatzbild

| | | | | |
|--|-----|----|----|-------|
| Durchmesser D | 4 | 6 | 8 | mm |
| Länge L | 10 | 15 | 25 | mm |
| Wärmewiderstand | 140 | 70 | 35 | K/W*) |
| Belastbarkeit (für T _U ≤ 40 °C) | 0,5 | 1 | 2 | W |

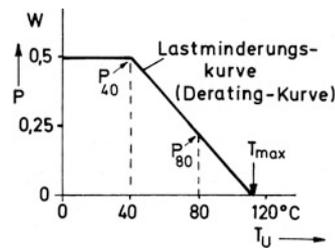


Abb. 1.9 Typische Werte für „Schichtwiderstände“ und Lastminderungskurve. *) K/W = Kelvin/Watt = °C/W (DIN 1301/1345). Die Bezeichnung grd/W ist nicht mehr zulässig (Einheitengesetz). (Mit Rücksicht auf die Stabilität des Widerstandswertes ist ein Betrieb in gebührendem Abstand unterhalb der Derating-Kurve empfehlenswert. Je höher die Oberflächentemperatur ist, desto rascher „altert“ ein Widerstand.)

1.4 Übliche Bauformen der Widerstände

Drahtwiderstände bestehen aus einem Draht, der im Allgemeinen auf ein Keramikrohr gewickelt wird (Abb. 1.10a). Der Widerstand kann mit einer Abgriffschelle versehen werden und wird damit veränderlich. Zum Schutz gegen Umwelteinflüsse wird die Oberfläche oft mit einer Zementschicht oder einer Glasur abgedeckt, wodurch eine Betriebstemperatur für den Draht bis zu 300 °C bzw. 400 °C zulässig ist. So benötigen „Hochlastwiderstände“ für 200 W als glasierte Drahtwiderstände nur relativ kleine Abmessungen ($L = 20 \text{ cm}$, $D = 2 \text{ cm}$). Das übliche Drahtmaterial ist eine Chrom-Nickel-Legierung mit einem Temperaturkoeffizienten in der Größenordnung $+100 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$. Für Präzisionswiderstände empfiehlt sich Manganin mit einem bedeutend geringeren TK-Wert (Größenordnung $+10 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$). In dem technisch interessierenden Temperaturbereich ($-50 \dots 100 \text{ °C}$) kann bei Drahtwiderständen der TK-Wert als konstant angesehen werden (siehe auch Anhang B.1).

Schichtwiderstände bestehen im Allgemeinen aus einer auf einen Keramikträger aufgedampften sehr dünnen Kohleschicht oder neuerdings auch Metallschicht bzw. Metalloxidschicht (Abb. 1.10b). Die TK-Werte liegen bei $-300 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ für Kohleschichtwiderstände bzw. $\pm 50 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ für Metallschichtwiderstände. Vorwiegend werden diese Widerstände für den Leistungsbereich $0,1 \dots 2 \text{ W}$ hergestellt. Hohe Widerstandswerte können durch Einschleifen einer Wendel (gestrichelt) aus niedrigen Grundwerten hergestellt werden. Anstelle der Kontaktierung mit Metallkappen gibt es auch spezielle Lötverfahren für die Verbindung der Anschlussdrähte mit der Widerstandsschicht (kappenlose Ausführung).

Dickschichtwiderstände entstehen durch Verschmelzen einer „Widerstandspaste“ (Mischung aus Metallen, Metalloxiden und Glas) mit einem Keramikgrundkörper in einem Einbrennprozess. Häufig wird diese Technik auch mit der Abkürzung „Cermet“ (Keramik-Metall) bezeichnet. Da sich derartige Pasten leicht in beliebiger Geometrie auf Keramikplättchen beispielsweise im Siebdruckverfahren auftragen lassen, eignet sich das Verfahren besonders zur Herstellung von Widerstandskombinationen, wobei die Leiterbahnen mit einer besonderen „Leiterpaste“ hergestellt werden (Abb. 1.10c)⁶. Diskrete Dickschichtwiderstände sind unter der Bezeichnung Metallglasurwiderstände bekannt (siehe

auch Anhang B.1). Sie werden auch in Chipform hergestellt für die SMD-Technik (siehe auch Anhang A.6).

Massewiderstände stellt man her durch Zusammenpressen einer homogenen Widerstandsmasse mit einem Bindemittel, wobei die Anschlussdrähte mit eingepresst werden. Der gesamte Querschnitt steht für die Stromleitung zur Verfügung. Daher können Massewiderstände sehr klein ausgeführt werden. Sie sind unempfindlich gegenüber kurzzeitigen Überlastungen (besonders impulsfest).

Alle Widerstände umgeben sich bei Stromfluss mit einem magnetischen Feld, und zwischen ihren Drahtenden breitet sich ein elektrisches Feld aus. Entsprechend muss in einem vollständigen Ersatzschaltbild neben dem ohmschen Widerstand R auch eine Induktivität L und eine Kapazität C erscheinen (Abb. 1.11)⁷. Bei den üblichen Drahtwiderständen in „unifilarer“ Wicklung (Abb. 1.12) ist die Induktivität relativ groß (Größenordnung Mikrohenry). Die Anwendung beschränkt sich daher auf den Bereich unter 100 kHz, wobei sich das elektrische Verhalten noch hinreichend genau durch die Elemente R und L ohne Berücksichtigung der Kapazität C beschreiben lässt. Es ergibt sich dazu eine Grenzfrequenz nach Anhang A.8. Das zu erwartende Resonanzverhalten mit L und C zeigt sich erst bei weit höheren Frequenzen (MHz-Bereich).

Zur Erzielung einer besonders kleinen Induktivität kann der Widerstand bifilar oder auch kreuzweise gewickelt werden (Abb. 1.12). Die Kreuzwicklung – auch *Ayrton-Perry*-Wicklung genannt – wird häufig bei Präzisionswiderständen angewandt, ebenso die Wicklung nach *Chaperon*.

Auch Schichtwiderstände unter 100Ω haben im Prinzip das gleiche Frequenzverhalten (R und L), allerdings mit wesentlich höherer Grenzfrequenz und noch höherer Resonanzfrequenz. Bei Schichtwiderständen über 1000Ω dominiert der kapazitive Einfluss, L ist vernachlässigbar. Man kann die Kapazität C grob zu $0,5 \text{ pF}$ ansetzen und dann mit R näherungsweise eine Grenzfrequenz nach Anhang A.8 berechnen.

Es ist heute weitgehend üblich, die Widerstandswerte unter Angabe der Toleranz mit Hilfe von Farbringen auf dem Bauelement anzugeben. Den zugehörigen Code zeigt Abb. 1.13, während Abb. 1.14 die Normwerte der internationalen Reihen E 6, E 12 und E 24 angibt. Weitere Angaben über den Temperaturkoeffizienten sowie das Alterungsverhalten durch irreversible physikalische und chemische Vorgänge entnimmt man dem Datenblatt.

Literatur: [3, 1-4, 1-5, Ü1, Ü2]

DIN 41410 ff. und 44050 ff.

⁶ Schichtschaltungen dieser Art bilden die Grundlage der Hybridschaltungen (siehe Anhang A.5). Man unterscheidet dabei Dickschicht- und Dünnschichttechnik. Bei der Letzteren werden die Schichtelemente unter Vakuumabschluss aufgestäubt oder aufgedampft.

⁷ Für zylindrisch gewickelte Drahtwiderstände kann man L und C bestimmen nach Abschn. 5.5.

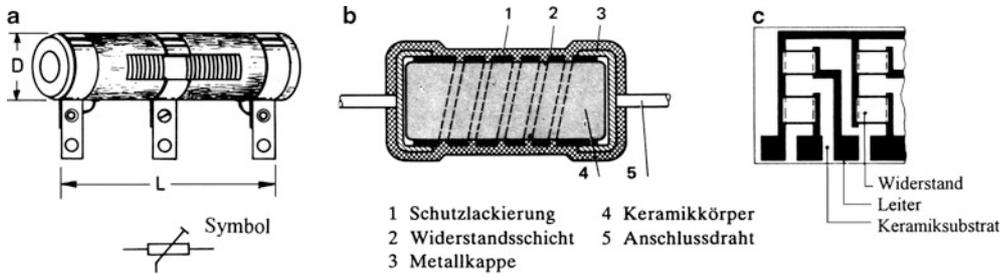


Abb. 1.10 Ausführungsformen von Widerständen. **a** Drahtwiderstand, **b** Schichtwiderstand, **c** Dickschichtkombination

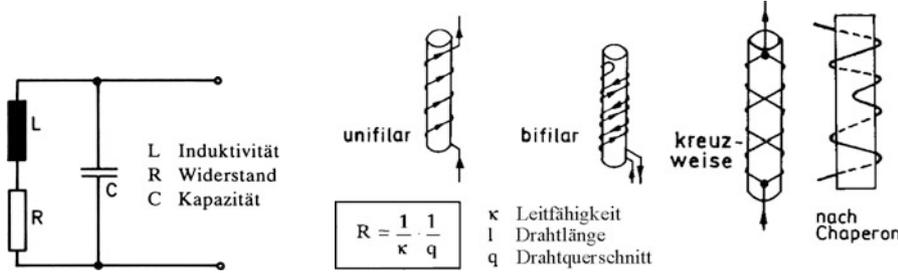


Abb. 1.11 Ersatzschaltung

Abb. 1.12 Wicklungsarten

| Kennfarbe | 1. Ring: 1. Wertziffer | 2. Ring: 2. Wertziffer | 3. Ring: Multiplikator | 4. Ring: Toleranz |
|-----------|---------------------------|---------------------------|---|----------------------|
| farblos | - | - | - | $\pm 20\%$ |
| silber | - | - | $\times 10^{-2} \Omega = 0,01 \Omega$ | $\pm 10\%$ |
| gold | - | - | $\times 10^{-1} \Omega = 0,1 \Omega$ | $\pm 5\%$ |
| schwarz | (0) | 0 | $\times 10^0 \Omega = 1,0 \Omega$ | - |
| braun | 1 | 1 | $\times 10^1 \Omega = 10 \Omega$ | $\pm 1\%$ |
| rot | 2 | 2 | $\times 10^2 \Omega = 100 \Omega$ | $\pm 2\%$ |
| orange | 3 | 3 | $\times 10^3 \Omega = 1 \text{ k}\Omega$ | - |
| gelb | 4 | 4 | $\times 10^4 \Omega = 10 \text{ k}\Omega$ | - |
| grün | 5 | 5 | $\times 10^5 \Omega = 100 \text{ k}\Omega$ | $\pm 0,5\%$ |
| blau | 6 | 6 | $\times 10^6 \Omega = 1 \text{ M}\Omega$ | - |
| violett | 7 | 7 | $\times 10^7 \Omega = 10 \text{ M}\Omega$ | - |
| grau | 8 | 8 | $\times 10^8 \Omega = 100 \text{ M}\Omega$ | - |
| weiß | 9 | 9 | $\times 10^9 \Omega = 1000 \text{ M}\Omega$ | - |

Beispiel: braun 1, rot 2, orange $\times 1 \text{ k}\Omega$, gold $\pm 5\%$ } $12 \times 1 \text{ k}\Omega = 12 \text{ k}\Omega \pm 5\%$

Abb. 1.13 Standard-Farbcode mit 4 Ringen. (Siehe auch Anhang A.3)

| E6 Toleranz $\pm 20\%$ | E 12 Toleranz $\pm 10\%$ | E 24 Toleranz $\pm 5\%$ |
|------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| 1,0 | 1,0 | 1,0 |
| | 1,1 | 1,1 |
| | 1,2 | 1,2 |
| 1,5 | 1,5 | 1,3 |
| | 1,6 | 1,6 |
| | 1,8 | 1,8 |
| 2,2 | 2,2 | 2,0 |
| | 2,4 | 2,2 |
| | 2,7 | 2,4 |
| 3,3 | 3,3 | 2,7 |
| | 3,6 | 3,0 |
| | 3,9 | 3,3 |
| 4,7 | 4,7 | 3,6 |
| | 5,1 | 3,9 |
| | 5,6 | 4,3 |
| 6,8 | 6,8 | 4,7 |
| | 7,5 | 5,1 |
| | 8,2 | 5,6 |
| | 9,1 | 6,2 |
| | | 6,8 |
| | | 7,5 |
| | | 8,2 |
| | | 9,1 |

Abb. 1.14 Normreihen E 6/E 12/E 24. (Gebräuchlich sind auch für hochgenaue Widerstände die Normreihen E 48 und E 96 nach Anhang A.15, die drei Ziffern für die Widerstandsangabe benötigen. Der Farbcode besteht dazu nach der IEC-NORM (International Electrotechnical Commission) aus drei Ziffernringen vor dem Multiplikatorring und Toleranzring.)

1.5 Stellwiderstände mit Schleifkontakt

Stellwiderstände mit Schleifkontakt werden als Schiebe- oder Drehwiderstände entsprechend Abb. 1.15 und Abb. 1.16 ausgeführt. Man bezeichnet sie auch als „Potentiometer“. Diese etwas altertümliche Bezeichnung geht zurück auf ihre messtechnische Anwendung als kalibrierte Spannungsteiler.

Es gibt heute zahlreiche Ausführungsformen für Frontplattenmontage sowie zum direkten Einlöten in gedruckte Schaltungen. Letztere Ausführungen dienen im Allgemeinen nur zum Einstellen irgendwelcher Betriebswerte und werden „Trimpotentiometer“ genannt. Abb. 1.15 zeigt das offene Kohleschichtpotentiometer mit einem Kohlestift als „Schleifer“ sowie das gekapselte Schraubentrimmpotentiometer in der Ausführung als „Drahttrimmer“. Der Schleifkontakt ist jeweils mit dem mittleren Anschlussstift verbunden.

Abb. 1.16a zeigt die bekannte Ausführung eines Drahtpotentiometers als Drehwiderstand für hohe Belastung (bei entsprechender Baugröße bis zu 100 W). Abb. 1.16b dagegen zeigt den Aufbau eines Wendepotentiometers (Helipot) mit einem Stellbereich von $10 \times 360^\circ$. Der Schleifer bewegt sich in mehrfachen Umdrehungen entlang einer feindrählig gewickelten Widerstandswicklung, die wendelförmig am Innenmantel des Gehäuses angeordnet ist. Das Wendepotentiometer ist ein Präzisionsgerät und wird vorwiegend in Messeinrichtungen verwendet.

Der jeweils angegebene Widerstandswert R_0 und die zulässige Belastung P beziehen sich auf die gesamte Widerstandsbahn. Bei nur teilweiser Ausnutzung reduziert sich zwangsläufig auch die zulässige Verlustleistung. Zweckmäßig rechnet man aus der zulässigen Gesamtverlustleistung und dem Widerstandswert den zugehörigen Strom aus, der in einem stationären Betrieb nicht überschritten werden darf:

Beispiel: $P_{\max} = 2\text{ W}, R_0 = 10\text{ k}\Omega$

$$\rightarrow I_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\max}}{R_0}} = \sqrt{\frac{2\text{ W}}{10^4\ \Omega}} = 14,1\text{ mA}.$$

Zuweilen geben auch die Hersteller einen maximalen Schleiferstrom an wegen des besonders bei älteren Konstruktionen problematischen Übergangswiderstandes zwischen Widerstandsbahn und Schleifkontakt.

Ein wesentliches Merkmal jedes Potentiometers ist seine Stellcharakteristik (Stellkennlinie), d. h. die Abhängig-

keit des veränderlichen Widerstandes R_x vom Stellweg x . Abb. 1.17a zeigt die meistgebräuchliche lineare Kennlinie. Mit der eingeblendeten Vergrößerung wird deutlich, dass die Veränderung des Widerstandes zumindest bei Drahtpotentiometern aufgrund der Windungsstruktur nicht stetig erfolgen kann. Das „Auflösungsvermögen“ ist begrenzt. Diesem Nachteil begegnet man heute durch den Aufbau stetiger Widerstandsbahnen (Metallfilm und Cermet), wodurch sich auch bessere Hochfrequenzeigenschaften ergeben (kleine Induktivität und kleine Kapazität). Cermet-Trimmer mit einem Metall-Keramik-Schichtwiderstand gibt es in den oben gezeigten Ausführungsformen. Weitere Varianten sind das Leitplastik-Potentiometer sowie das Hybrid-Potentiometer. Das Letztere ist ein Drahtpotentiometer mit Leitplastik-Überzug. Es wird auch LPH-Poti (Leitplastik-Hybrid-Potentiometer) genannt.

Die in Abb. 1.17b abgebildete logarithmische Kennlinie hat große Bedeutung für Lautstärke-Potentiometer in Audio-Geräten. Sie ergibt eine dem menschlichen Ohr angepasste Einstellempfindlichkeit. Üblicherweise werden logarithmische Potentiometer als Kohleschicht-Potentiometer durch eine entsprechende Formung der Widerstandsschicht hergestellt. Auf diese Weise lassen sich auch andere Funktionen realisieren, z. B. die Sinus- und Cosinusfunktion für spezielle messtechnische Anwendungen⁸.

Abb. 1.18a zeigt die Anwendung eines linearen Potentiometers als veränderbaren Vorwiderstand zu einem festen Lastwiderstand R_L . Es ergibt sich der angegebene Strom I mit einem Maximalwert I_{\max} bei der Einstellung $x = 0$.

Abb. 1.18b zeigt die oft verwendete Schaltung als Spannungsteiler. Für $x = 1$ wird $U_2 = U_1 = U_{\max}$, unabhängig vom jeweiligen Lastwiderstand R_L . Bezieht man die Ausgangsspannung auf den Maximalwert U_1 , so ergibt sich Abb. 1.18c. Offenbar erhält man nur bei Leerlauf ($R_L \rightarrow \infty$ bzw. $R_0/R_L = 0$) einen linearen Verlauf über dem Stellweg x . Die Kurven biegen umso stärker durch, je niederohmiger die Last wird. Da sie die Ausgangsspannung mit Bezug auf die Eingangsspannung darstellen (Normierung), sind sie für beliebige Eingangsspannungen gültig.

Literatur: [3, 1-4, 1-5]

DIN-Normen: 41450 ff., 44211 ff.

⁸ Vgl. Halbleiter-Potentiometer im Anhang B.1.

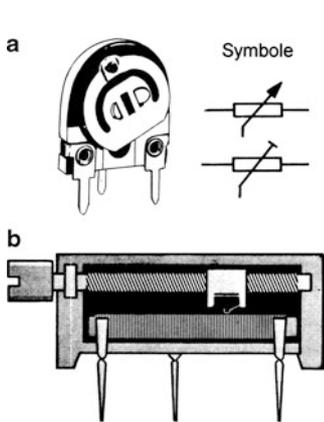


Abb. 1.15 Trimpotentiometer. a Kohle-schichttrimmer, b Drahttrimmer

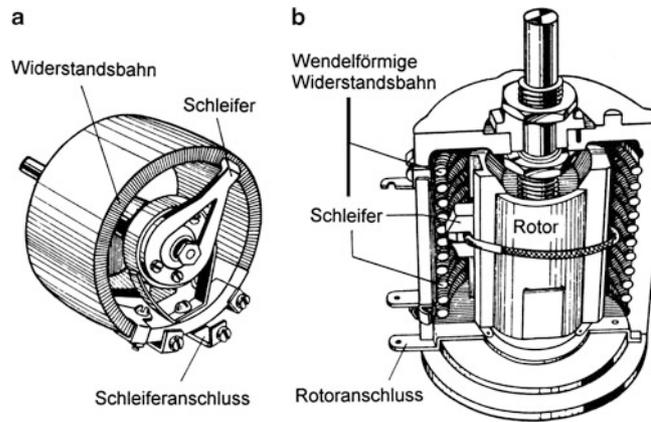


Abb. 1.16 Drehwiderstände. a Hochlastpotentiometer, b Wendelpotentiometer

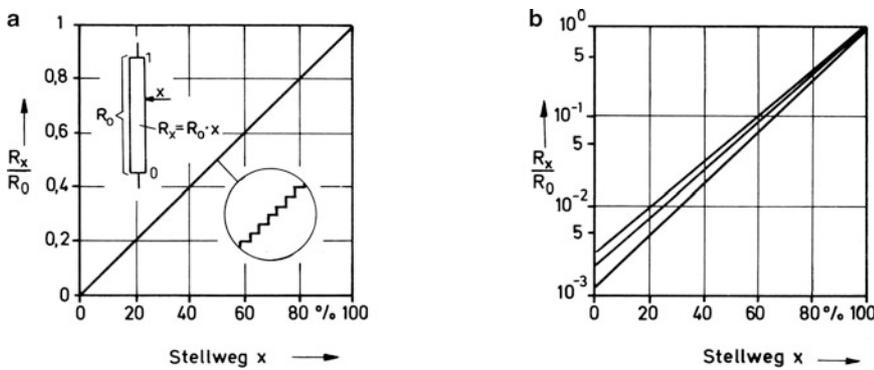


Abb. 1.17 Gebräuchliche Stellkennlinien von Potentiometern (normiert). a linear, b logarithmisch

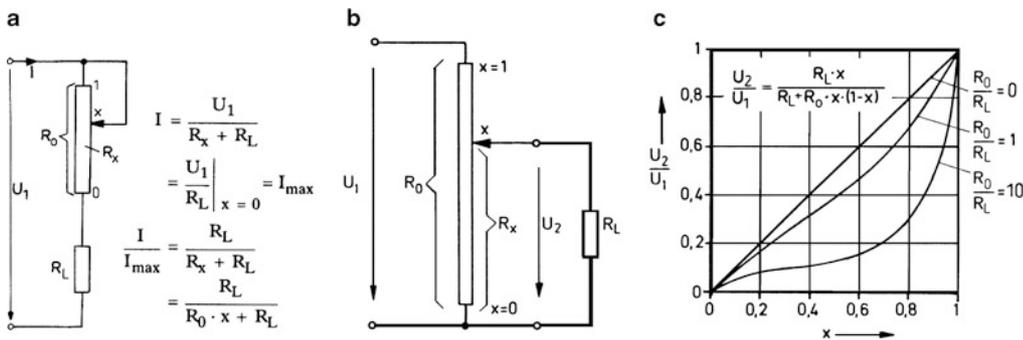


Abb. 1.18 Anwendung von Potentiometern. a stellbarer Vorwiderstand, b Spannungsteiler, c Normierte Kennlinien. (Zur Ermittlung der angeschriebenen Funktion stellt man zweckmäßig nach Abschn. 1.6 den Spannungsteiler durch eine Ersatzspannungsquelle dar: $U_q = U_1 \cdot x$, $R_i = R_0 \cdot x \parallel R_0 \cdot (1 - x) = R_0 \cdot x (1 - x)$)

1.6 Widerstandsnetzwerke, passive und aktive Zweipole

Die Zusammenschaltung mehrerer Widerstände bezeichnet man als Widerstandsnetzwerk. Sobald noch Strom- oder Spannungsquellen hinzutreten, kann man ein solches Netzwerk in einen „aktiven“ und „passiven“ Bereich entsprechend Abb. 1.19a und Abb. 1.19b unterteilen. Wird der aktive als Generator bezeichnete Teil belastet, so sinkt die Klemmenspannung U_2 mit zunehmendem Klemmenstrom I_2 entsprechend der Generatorkennlinie ab, wie Abb. 1.19c am Beispiel zeigt. Bei Leerlauf ($I_2 = 0$) stellt sich die „Leerlaufspannung“ $U_{20} = 5\text{ V}$ ein. Bei Kurzschluss ($U_2 = 0$) ergibt sich der „Kurzschlussstrom“ $I_{2k} = 10\text{ mA}$. Mit der Annahme linearer Widerstände für den Generator spannt sich die Generatorkennlinie als eine Gerade zwischen dem Leerlaufpunkt auf der U-Achse und dem Kurzschlusspunkt auf der I-Achse. Der Schnittpunkt mit der I-U-Kennlinie des Lastwiderstandes (Lastkennlinie) ergibt den Betriebspunkt oder Arbeitspunkt A der Schaltung, im Beispiel mit den Werten $U_{2A} = 2\text{ V}$ und $I_{2A} = 6\text{ mA}$. Die schraffierte Fläche stellt die vom Verbraucher aufgenommene Leistung dar. Sie ist offensichtlich Null für die Grenzwerte $R_L = 0$ und $R_L \rightarrow \infty$. Sie durchläuft ein Maximum, wenn die Klemmenspannung gerade gleich der halben Leerlaufspannung ist. Diesen Betriebszustand bezeichnet man als Leistungsanpassung.

Ein aktives Netzwerk mit einer linearen Generatorkennlinie kann man ersatzweise darstellen durch die Reihenschaltung einer Spannungsquelle mit Quellenspannung U_q und einem „Innenwiderstand“ R_i . Abb. 1.20a zeigt dies am vorangegangenen Beispiel. Man findet U_q als Leerlaufspannung an den Klemmen der gegebenen Schaltung und R_i als Quotient aus Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom. Andererseits ergibt sich R_i auch als Widerstand zwischen den offenen Klemmen, wenn man alle im Netzwerk tatsächlich wirkenden Spannungen zu Null setzt und durch einen Kurzschluss ersetzt. Die Abnahme der Klemmenspannung bei Belastung erklärt sich nach dem Ersatzbild als „innerer Spannungsabfall“ $U_i = I_2 \cdot R_i$. Mit dieser Vorstellung erhält man für die Generatorkennlinie die Funktion $U_2 = U_q - I_2 \cdot R_i$. Für Leistungsanpassung folgt die Bedingung: $R_L = R_i$.

Äquivalent zu der beschriebenen „Spannungsersatzschaltung“ ist eine „Stromersatzschaltung“, bestehend aus der Parallelschaltung einer Stromquelle mit Quellenstrom I_q und dem Innenwiderstand R_i . Abb. 1.20b zeigt dies am

Beispiel. Den Quellenstrom I_q findet man als Kurzschlussstrom I_{2k} ⁹.

Bei einer Betrachtung der Mikrostruktur muss man streng genommen auch jeden einzelnen Widerstand als aktiven Zweipol ansehen. Die im Widerstand vorhandenen freien Elektronen führen je nach Temperatur ungeordnete Schwingungen aus, wobei sich in schneller und unregelmäßiger Folge eine ungleiche Ladungsverteilung im Widerstand und damit eine „Rauschspannung“ U_r zwischen den Klemmen ergibt (Abb. 1.21). Der zeitliche Mittelwert der Rauschspannung ist Null. Obwohl an dem Rauschvorgang im Inneren des Widerstandes Schwingungen höchster Frequenz beteiligt sind, tritt an den Klemmen wegen der Eigenkapazität (Tiefpasswirkung) nur ein begrenztes Frequenzband in Erscheinung.

Man kann den rauschenden Widerstand R (schraffiert) nach Abb. 1.21 ersatzweise darstellen durch ein Spannungs- oder Stromersatzbild mit den Größen U_{qr} und I_{qr} und dem rauschfreien Widerstand R . Für das oben beschriebene „Wärmerauschen“ findet man nach *Nyquist* für den Effektivwert der Quellenspannung U_{qr} den angegebenen Wert U_w . In der Nyquistformel bedeuten T die absolute Temperatur und Δf ein ausschnittsweise betrachtetes Frequenzband des regellosen Schwingungsgemisches.

Vorwiegend bei Kohleschicht- und Massewiderständen tritt jedoch zusätzlich zu dem Wärmerauschen noch ein „Stromrauschen“ auf, das für sich betrachtet eine Rauschspannung U_S verursacht. Man erhält dann: $U_{qr} = \sqrt{U_w^2 + U_S^2}$ als Effektivwert des Schwingungsgemisches (siehe Anhang A.11).

Das Stromrauschen hat seine Ursache in Leitfähigkeitsschwankungen des Widerstandsmaterials und kann daher auch als Qualitätsmaß dienen. Es steigt mit der Betriebsspannung U an und wird deshalb üblicherweise auf diese bezogen. Mit dem Messwert $U_S = 1\text{ }\mu\text{V}$ bei $U = 1\text{ V}$ ergibt sich beispielsweise ein „Stromrauschindex“ von $1\text{ }\mu\text{V/V} \cong 0\text{ dB}$ (Vgl. dazu Anhang A.12). Nach DIN 44049 bezieht sich diese Angabe auf ein Frequenzband entsprechend einer beliebigen Frequenzdekade, beispielsweise von 1 Hz bis 10 Hz oder 1 kHz bis 10 kHz. Der Effektivwert der Spannung U_S hat trotz der ungleichen Bandbreite denselben Wert, weil das Stromrauschen nach höheren Frequenzen entsprechend abnimmt. Im Gegensatz dazu ist das Wärmerauschen als sog. weißes Rauschen unabhängig von der Frequenz.

Literatur: [1, 2, Ü1, Ü2]

⁹ Der beschriebene Dualismus mit Spannungs- und Stromersatzschaltung hat große praktische Bedeutung und wird als „Satz von der Zweipolquelle“ bezeichnet. Die Spannungsersatzschaltung geht zurück auf *Helmholtz* (1853), die Stromersatzschaltung auf *Mayer* (1926). In der englischsprachigen Literatur wird die erstere nach *Thévenin* und die letztere nach *Norton* benannt.

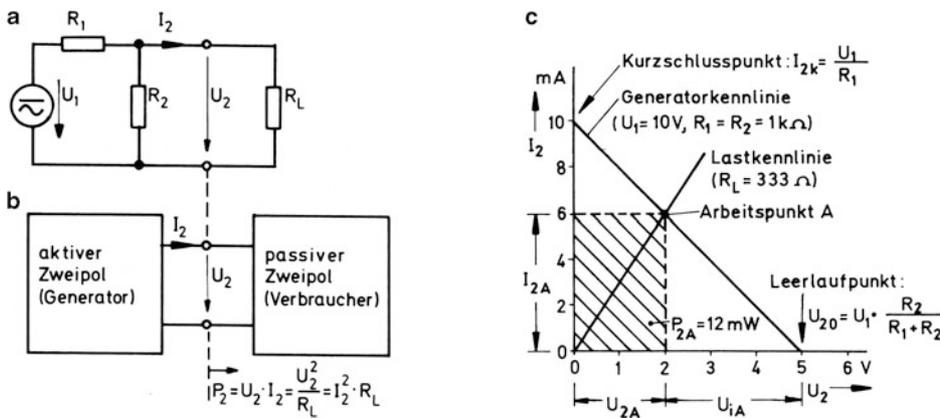


Abb. 1.19 Netzwerk mit linearen Widerständen und Spannungsquelle. **a** Netzwerk, **b** Blockbild, **c** I-U-Kennlinien

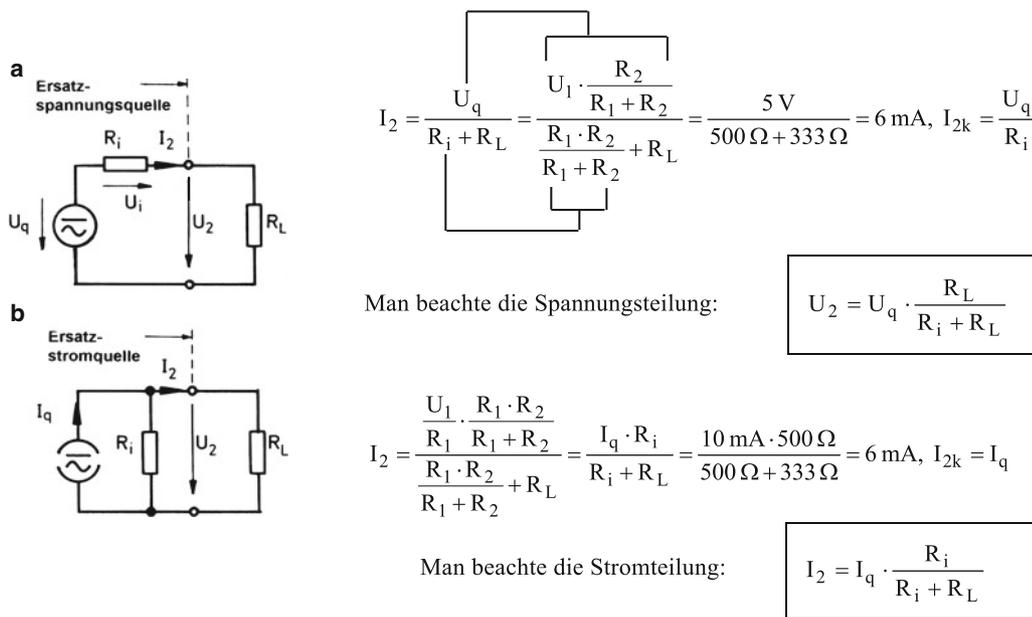


Abb. 1.20 Spannungsquellen- und Stromquellenersatzbild. **a** Spannungersatzschaltung **b** Stromersatzschaltung

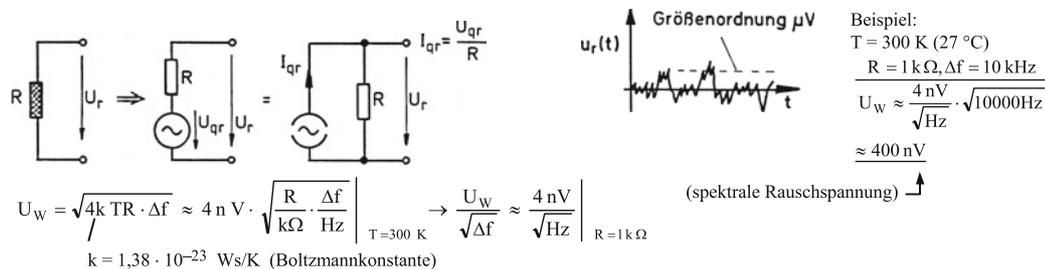


Abb. 1.21 Rauschender Widerstand und äquivalente Ersatzbilder

2.1 Grundbegriffe der Halbleiter

Halbleiter sind in der Regel kristalline Werkstoffe, deren Leitfähigkeit niedriger ist als die Leitfähigkeit der Metalle, aber höher als die Leitfähigkeit der Nichtleiter. Dazu gehören Germanium, Silizium, Selen sowie eine Reihe von Verbindungshalbleitern wie Bleisulfid, Indiumantimonid und Siliziumkarbid.

Die halbleitenden Stoffe können als Einkristall mit regelmäßiger Struktur (Monokristall) oder als Polykristall mit unregelmäßiger Struktur aufgebaut sein. Ein reiner Germanium- oder Siliziumeinkristall ist nach Abb. 2.1 aufgebaut. Jedes Atom besteht aus einem Atomrumpf (als große Kugeln dargestellt) und 4 Bindungselektronen in der äußeren Schale (kleine Kugeln), die jeweils Bindungen zu Nachbaratomen herstellen. Da es beim ungestörten Kristallaufbau (technisch nicht realisierbar) keine freien Elektronen gibt, wäre ein solcher Kristall ein idealer Isolator. Durch Einwirkung von Wärme oder Licht können jedoch Bindungen aufbrechen. Es kommt zur „Paarbildung“ von Ladungsträgern (Abb. 2.2), wobei jeweils ein freibewegliches Elektron und eine Fehlstelle (Defektelektron, Loch) im Gitterverband entstehen. Die Fehlstelle wirkt wie eine positive Elementarladung. Von Nachbarbindungen können Elektronen in die Fehlstelle einspringen (Rekombination). Die Fehlstelle oder das Loch verlagert sich so an die Stelle der neu aufgebrochenen Bindung. Löcher sind also durch einen solchen Platzwechsel mit Bindungselektronen beweglich, wobei ein äußeres elektrisches Feld auf die Bewegung beschleunigend wirkt.

Ohne Einfluss eines elektrischen Feldes führen die freien Elektronen und Löcher nur wilde Schwirrbewegungen aus, deren Stärke mit der Temperatur steigt. Unter dem Einfluss eines äußeren elektrischen Feldes kommt es zu einer geordneten Ladungsträgerströmung, die sich im Halbleiter nach Abb. 2.3 stets aus den beiden Komponenten Löcherstrom (p-Leitung) und Elektronenstrom (n-Leitung) zusammensetzt. Im metallischen Verbindungsdraht zwischen Quelle und Halbleiter fließen nur Elektronen.

Die Leitfähigkeit des reinen Kristalls ist relativ gering und stark abhängig von der Temperatur (Eigenleitung, Intrinsic-Leitung). Beträchtlich erhöht werden kann die Leitfähigkeit eines Halbleiters durch „Dotieren“ mit Fremdstoffen wie Arsen und Indium (Störstellenleitung, Abb. 2.4). Arsen wirkt

mit 5 Elektronen in der äußeren Schale als Elektronenspender (Donator), während Indium mit nur 3 Elektronen in der äußeren Schale eine Bindungslücke einbringt (Akzeptor). Durch geeignete Beimengungen in der Kristallschmelze zum Beispiel ist es also möglich, die n- oder p-Leitfähigkeit je nach Art der Dotierung gegenüber der Eigenleitfähigkeit des reinen Kristalls wesentlich zu steigern. Bei stark überwiegender Löcherleitung spricht man dann, wie durch Abb. 2.5 erläutert wird, von einem p-leitenden Material, im anderen Fall von einem n-leitenden Material. Die jeweils überwiegenden Ladungsträger bezeichnet man als die Majoritätsträger. Zu Abb. 2.5 ist anzumerken, dass Materialstücke vom p- oder n-leitenden Typ insgesamt elektrisch neutral sind, da den beweglichen Ladungsträgern an die Atome gebundene Ladungen des anderen Vorzeichens gegenüberstehen (siehe Abb. 2.4).

Gegenüber Metallen weisen Halbleiter folgende Besonderheiten auf:

1. Starke Abhängigkeit der Leitfähigkeit von der Temperatur und Strahlungseinwirkungen.
2. Hohe Trägerbeweglichkeit und Trägergeschwindigkeit im elektrischen Feld.
3. Leitfähigkeit durch Elektronen (n-Leitung) und Löcher (p-Leitung).

Die erste Eigenschaft wird ausgenutzt, um temperaturempfindliche und lichtempfindliche Bauelemente herzustellen, z. B. Heißleiter und Fotowiderstände. Die zweite Eigenschaft wird bei den sog. galvanomagnetischen Bauelementen Feldplatte und Hallgenerator genutzt. In diesen Beispielen ist der Halbleiterkörper in sich homogen, einkristallin oder auch polykristallin aufgebaut. Daneben gibt es Bauelemente, die zwei- oder mehrschichtig aufgebaut sind mit abwechselnden p- und n-Zonen, z. B. Dioden und Transistoren. Ihre Struktur ist normalerweise einkristallin. Bevorzugtes Material ist heute dafür das Silizium. In den letzten Jahren ist allerdings auch der Verbindungshalbleiter Galliumarsenid (GaAs) zunehmend in Erscheinung getreten. Dieses Material zeichnet sich durch eine besonders hohe Trägerbeweglichkeit aus und eignet sich deshalb gleichermaßen für die Herstellung von Hallsonden, Dioden und Transistoren, vorzugsweise für den Hochfrequenzbereich.

Literatur: [1, 4]

DIN-Normen: 41 852

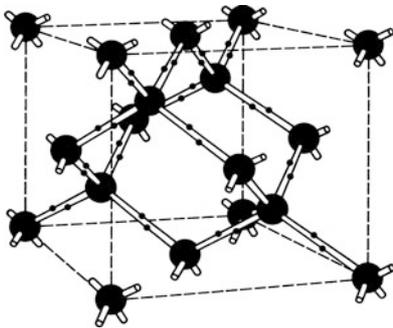


Abb. 2.1 Gitterstruktur eines Germaniumkristalls

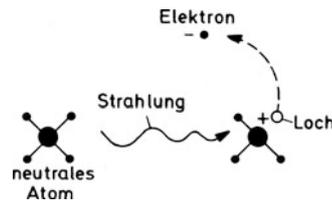


Abb. 2.2 Paarbildung von Ladungsträgern

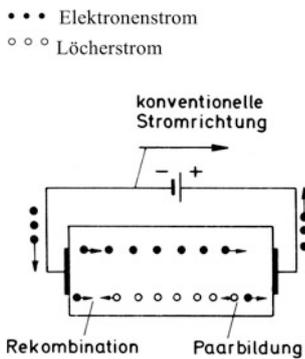


Abb. 2.3 Elektrischer Strom im Halbleiter

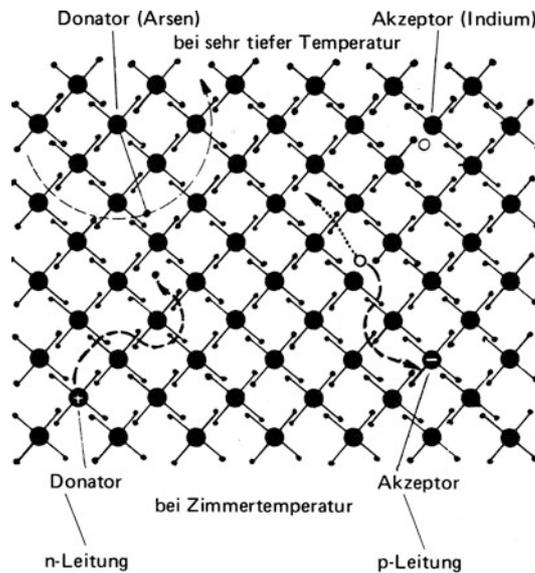
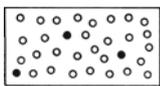
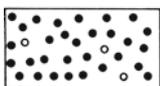


Abb. 2.4 Flächenmodell eines Kristalls mit Störstellenleitung



p-Material: Löcher in der Mehrheit (Majorität), Elektronen in der Minderheit (Minorität), reine p-Leitung (nur Löcher) praktisch nicht möglich.



n-Material: Elektronen in der Mehrheit (Majorität), Löcher in der Minderheit (Minorität), reine n-Leitung (nur Elektronen) praktisch nicht möglich.

Abb. 2.5 Schematische Darstellung der Materialarten durch bewegliche Ladungen. Besonders stark dotierte Kristallbereiche, die an relativ schwach dotierte Zonen des gleichen Leitungstyps grenzen, werden mit n+ bzw. p+ gekennzeichnet.

2.2 Mess- und Kompensationsheißleiter

Heißleiter sind elektrische Widerstände mit stark negativem Temperaturkoeffizienten (Firmenbezeichnung: NTC-Widerstand, Thermewid). Sie zählen zur Gruppe der Thermistoren (*thermal sensitive resistor*). Moderne Heißleiter bestehen aus keramischen Widerstandskörpern, die in einem Sinterprozess bei hohen Temperaturen aus verschiedenen Metalloxiden als Halbleitermaterialien hergestellt werden. Ausgenutzt wird die starke Abhängigkeit der Leitfähigkeit von der Temperatur. Die Formen richten sich nach dem Anwendungszweck. So gibt es stabförmige, scheibenförmige und perlenförmige Heißleiter, wobei letztere als mechanischen Schutz oft eine Glasumhüllung erhalten. Abb. 2.6a zeigt eine solche Ausführung sowie typische Widerstands-Temperatur-Kennlinien, die sich angenähert durch die angegebene Gleichung darstellen lassen. Als Kennwerte für einen bestimmten Typ (hier K 17) werden vom Hersteller die Werte R_{20} (R_T bei 20°C) und die Steuerkonstante B angegeben, wodurch die Widerstands-Temperaturabhängigkeit vollständig bestimmt ist. Die Konstante A lässt sich über R_{20} berechnen [Ü1, Ü2].

Im Gegensatz zu normalen linearen Widerständen ist der Temperaturkoeffizient stark von der Temperatur abhängig (Abb. 2.6b). Er kann aus der Kennlinie ermittelt werden, lässt sich jedoch auch wie angegeben über die Steuergleichung analytisch bestimmen. Heißleiter werden oft zur Temperaturmessung herangezogen. Dazu kann man sie in einen Zweig einer Wheatstone-Brücke einbauen, in deren Diagonale das Anzeigeinstrument geschaltet wird. Abb. 2.7 gibt das Schaltbild mit zugehörigem Ersatzbild an. Die Quellenspannung U_q in der Ersatzschaltung ist gleich der Leerlaufspannung U_0 in der Brücke bei offenem Diagonalzweig. Bei $R_2 \cdot R_3 = R_1 \cdot R_T$ ist die Brücke abgeglichen. Bei nur geringer Verstimmung infolge einer Widerstandsänderung ΔR_T des Heißleiters kann man mit der folgenden Näherung rechnen:

$$\begin{aligned} U_0 &\approx \frac{dU_0}{dR_T} \cdot \Delta R_T \approx \frac{dU_0}{dR_T} \cdot TK_T \cdot R_T \cdot \Delta T \\ &= -U_B \frac{R_3}{(R_3 + R_T)^2} \cdot TK_T \cdot R_T \cdot \Delta T. \end{aligned}$$

Für $U_B = 5\text{ V}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 2,5\text{ k}\Omega = R_{20}$, $TK_T = -0,04 \frac{1}{\text{K}}$ und $\Delta T = 1\text{ K}$ folgt:

$$U_0 \approx -\frac{1}{4} \cdot \frac{U_B}{2,5\text{ k}\Omega} \cdot \left(-0,04 \frac{1}{\text{K}}\right) \cdot 2,5\text{ k}\Omega \cdot 1\text{ K} = +50\text{ mV}$$

für $T = 21^\circ\text{C}$.

Eine wichtige Voraussetzung zur genauen Temperaturmessung besteht darin, dass der Heißleiter praktisch nur durch das umgebende Medium und nicht etwa durch den Betriebsstrom I_{HL} erwärmt wird. Die unerwünschte Übertemperatur ΔT ergibt sich mit dem thermischen Widerstand R_{th} des Heißleiters wie folgt:¹

$$\Delta T = P \cdot R_{th} = I_{HL}^2 \cdot R_T \cdot R_{th}.$$

Sie erreicht ein Maximum bei Leistungsanpassung ($R_T = R_3$)²:

$$\begin{aligned} \Delta T_{\max} &= P_{\max} \cdot R_{th} = \left(\frac{U_B}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_3} \cdot R_{th} \\ &= (2,5\text{ V})^2 \cdot \frac{1}{2,5\text{ k}\Omega} \cdot 1,25 \frac{\text{K}}{\text{mW}} \approx \underline{3\text{ K}}. \end{aligned}$$

Offenbar ist bei der Festlegung der Betriebsspannung darauf zu achten, um den so verursachten Messfehler klein zu halten. Die hier getroffene Wahl $R_3 \approx R_T$ (veränderlich) führt zu einem Maximum der Messempfindlichkeit und hat daher besondere praktische Bedeutung [Ü1, Ü2].

Heißleiter dienen auch zur Kompensation eines unerwünschten Temperaturgangs. Bekanntes Beispiel: Man schaltet in nächster Nähe und in Reihe zur Ablenkspule einer Fernsehbirne einen Heißleiter, um so den Widerstandsanstieg des Kupferdrahtes mit der Temperatur zu kompensieren. Um den Temperaturgang möglichst genau anzupassen und einer eventuellen Überkompensation vorzubeugen, können Heißleiter mit linearen Festwiderständen kombiniert werden (Abb. 2.8). Der resultierende Widerstand wird im Folgenden einfach mit R bezeichnet, der zugehörige Temperaturkoeffizient mit TK . Dieser ist immer kleiner als der TK_T -Wert TK_T des einzelnen Heißleiters. Die angegebenen Beziehungen für TK ergeben sich, wenn man die allgemeine Definition für den Temperaturkoeffizienten auf den Widerstand R anwendet. Dabei wird der vergleichsweise geringe TK -Wert des Festwiderstandes vernachlässigt.

Besonders interessant ist die Parallelschaltung, die auf eine S-förmige R-T-Kennlinie führt mit einem Wendepunkt im Kreuzungsbereich der ursprünglichen Kennlinien, wodurch sich ein näherungsweise gerades Kennlinienstück ergibt. Durch Vorschalten eines weiteren festen Widerstandes lässt sich die R-T-Kennlinie nach höheren Widerstandswerten hin verschieben, siehe Anhang B.2 und [Ü1, Ü2].

Literatur: [3, 2-2, 2-3, Ü1, Ü2]

DIN 44070 ff.

¹ Siehe dazu Abschn. 1.3.

² Siehe dazu Abschn. 1.6.

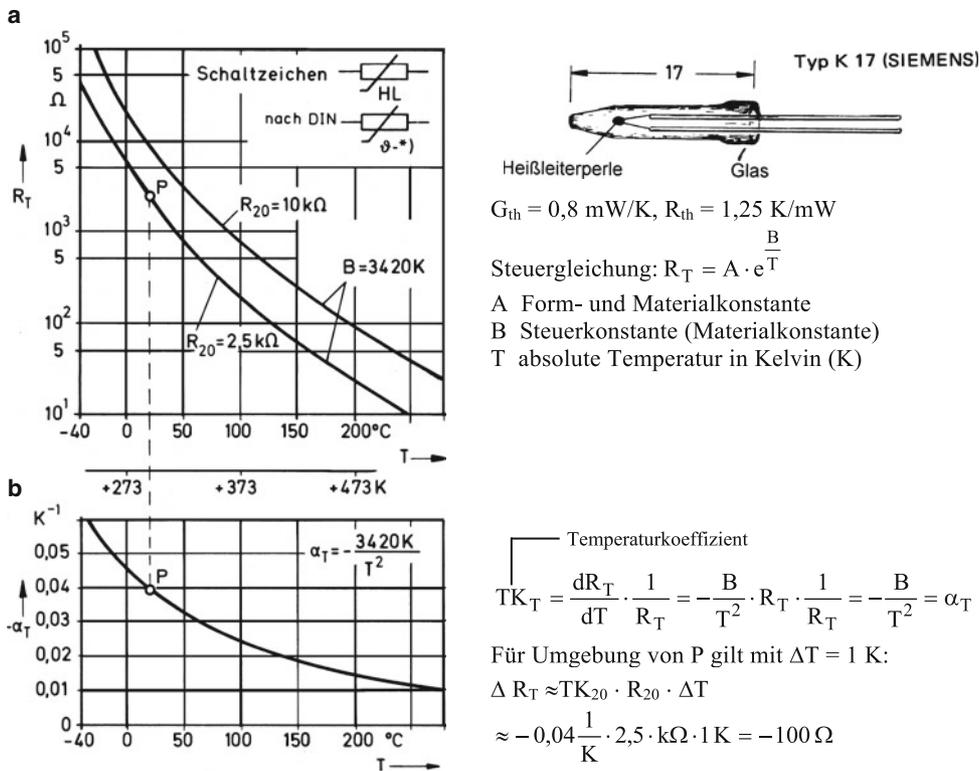


Abb. 2.6 a Widerstands-Temperatur-Kennlinie des Messheißleiters K 17. b Temperaturgang des Temperaturkoeffizienten. *) Nach DIN 1345 wird die Celsiusstemperatur mit dem Kurzzeichen ϕ bezeichnet, das hinzugefügte Minuszeichen soll auf den negativen TK-Wert hindeuten. In diesem Buch wird für die Temperatur durchgehend der Buchstabe T verwendet. Der Bezug zur Celsius- oder Kelvinskala wird durch die Einheit ($^{\circ}\text{C}$ bzw. K) hergestellt (siehe a). Für Temperaturdifferenzen gilt $1^{\circ}\text{C} = 1 \text{ K}$

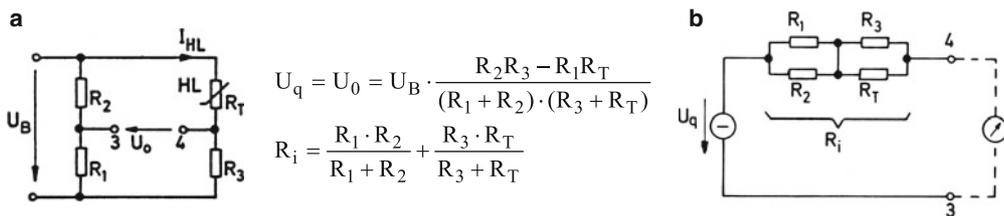


Abb. 2.7 Brückenschaltung mit Heißleiter. a Schaltbild, b Ersatzspannungsquelle

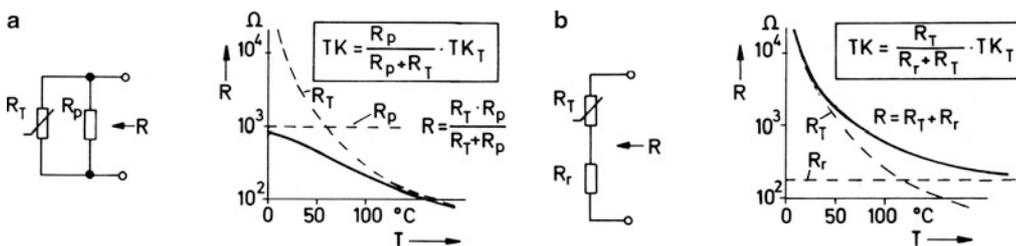


Abb. 2.8 Widerstandskombinationen und ihre Temperaturabhängigkeit. a Parallelschaltung, b Reihenschaltung

2.3 Anlassheißleiter

Bei Mess- und Kompensationsheißleitern arbeitet man mit Fremderwärmung. Bei den sog. Anlassheißleitern dagegen nutzt man die Erwärmung durch den eigenen Strom (Eigenerwärmung). Dies geschieht infolge der Wärmeträgheit mit einer gewissen Zeitverzögerung, was die Anwendung in Verzögerungsschaltungen ermöglicht, insbesondere auch zum Zwecke der Einschaltstrombegrenzung.

Im Folgenden wird eine Schaltung zur Relaisanzugverzögerung nach Abb. 2.9 behandelt. Zweckmäßig betrachtet man die Betriebsspannung U_B als Quellenspannung und den Widerstand R des Relais als Innenwiderstand eines Generators, der mit dem Heißleiter HL belastet wird. Die zugehörige „Generator Kennlinie“ ist in Abb. 2.10 als sog. Widerstandsgerade bzw. „Arbeitsgerade“ eingetragen. Alle zu ihr gehörigen I-U-Werte erfüllen die Gleichung $U = U_B - I \cdot R$. Ihr Schnittpunkt mit der Lastkennlinie (I-U-Kennlinie des Heißleiters) ergibt den Arbeitspunkt.

Im kalten Zustand hat der Heißleiter die in Abb. 2.10 gestrichelte „Kaltkennlinie“ entsprechend einem Widerstand R_{TK} . Unmittelbar nach dem Einschalten stellt sich der flüchtige Arbeitspunkt A_f in Abb. 2.10 ein. Dieser ist nicht stabil, da aufgrund der jetzt zugeführten elektrischen Leistung der Heißleiter sich erwärmt und sein Widerstand R_T kleiner wird. Der Arbeitspunkt verschiebt sich entlang der Widerstandsgeraden, wobei die aufgenommene Leistung sogar noch steigt und bei $U = 0,5 \cdot U_B$ ($R = R_T$, Leistungsanpassung) ein Maximum durchläuft. Ein stabiler Betrieb kommt erst im Arbeitspunkt A zustande, entsprechend der Strom-Spannung-Kennlinie für den stationären Betrieb des Heißleiters. Den Strom-Zeitverlauf zu dem beschriebenen Vorgang zeigt Abb. 2.9b³.

Die dargestellte stark nichtlineare I-U-Kennlinie nach Abb. 2.10 kann man messen, indem man dem Heißleiter einen bestimmten Strom I zuführt und die zugehörige Spannung U misst, nachdem sich ein stabiler Betrieb mit einer bestimmten Endtemperatur eingestellt hat. Die Spannung U durchläuft dabei offenbar ein Maximum, da mit steigender Temperatur und sinkendem Widerstand der Spannungsbedarf trotz steigendem Strom fällt. Im Punkt A ergibt sich entsprechend Abb. 2.10 eine Übertemperatur $\Delta T \approx 130 \text{ K}$.

³ Die Berechnung ist schwierig und nicht geschlossen durchführbar. Vgl. [Ü1, Ü2], 5. Auflage, Einschalten eines Kaltleiters.

Für das „kühlere“ Spannungsmaximum findet man näherungsweise:

$$\Delta T(U_{\max}) \approx P/G_{\text{th}} \approx (4 \text{ V} \cdot 4 \text{ mA})/0,4 \text{ mW/K} = \underline{40 \text{ K}}.$$

Entsprechend lassen sich entlang der gesamten Kennlinie aus der jeweiligen Verlustleistung die zugehörigen Temperaturwerte ermitteln.

Bei schnellen Änderungen von Strom und Spannung verhält sich der Heißleiter wie ein linearer Widerstand. Der Widerstandswert wird bestimmt durch die Temperatur im jeweiligen stationären Zustand, von dem die Änderung ausgeht: $R_A = U_A/I_A$ (Abb. 2.11). Bei einer sprunghaften Erhöhung der Betriebsspannung U_B um ΔU_B springt also der Arbeitspunkt entlang der gestrichelten Geraden (Kennlinie eines linearen Widerstandes R_A) von A nach A_f (flüchtiger Arbeitspunkt). Mit der dann einsetzenden Temperaturerhöhung verlagert sich der Arbeitspunkt entlang der Widerstandsgeraden bis zum neuen stabilen Punkt A' . Bei einem fortdauernden Schaltwechsel der Betriebsspannung durchläuft der Arbeitspunkt so eine viereckige Hystereseschleife, die aber bei schneller Schaltfolge ($> 10 \text{ Hz}$) wegen der Wärmeträgheit des Heißleiters zu einem Geradenstück zwischen den gestrichelten „dynamischen“ I-U-Kennlinien entartet.

Nach dem Abschalten sinkt die Temperatur T des Heißleiters nach einer e-Funktion bis zur Umgebungstemperatur T_U ab (Abb. 2.12). Die Analogie zum Entladevorgang eines Kondensators erlaubt die Definition einer thermischen Zeitkonstante τ_{th} und erklärt den Abkühlvorgang als Entladung der sog. Wärmekapazität C_{th} über den thermischen Widerstand R_{th} .

Der Wiederanstieg der Temperatur nach erneutem Einschalten verläuft nur bei konstanter Leistungsaufnahme nach einer e-Funktion, was normalerweise nicht der Fall ist. Trotzdem bietet die oben definierte „Abkühlzeitkonstante“ auch einen groben Anhalt für die Verzögerungszeit beim Einschalten (vgl. Kondensatorladung und -entladung im Abschn. 4.2).

Durch Reihenschaltung des Heißleiters mit einem geeigneten linearen Festwiderstand ist es möglich, die resultierende I-U-Kennlinie für stationären Betrieb beliebig zu verstellen (s. Anhang B.2 und [Ü1, Ü2]). Man erhält dann einen Bereich, in dem sich die Spannung über dem Strom nur wenig ändert, was für Zwecke der Spannungsstabilisierung genutzt werden kann. Das gilt auch für Wechselspannungen, da die stationäre I-U-Kennlinie nach Abb. 2.10 auch gültig ist mit I und U für beliebige Effektivwerte. Voraussetzung ist jedoch eine ausreichende Frequenz ($> 10 \text{ Hz}$), wobei sich aufgrund der Wärmeträgheit praktisch eine konstante Temperatur einstellt.

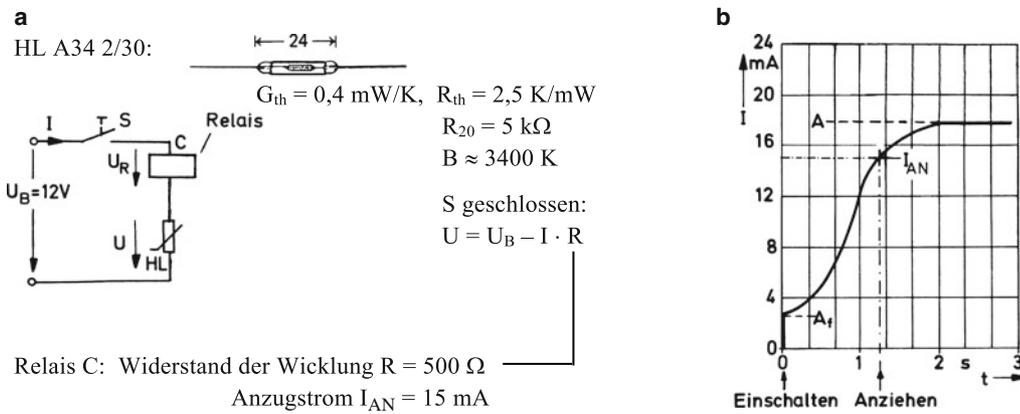


Abb. 2.9 Schaltung zur Relaisanzugverzögerung und Strom-Zeitdiagramm. **a** Heißleiter und Schaltung, **b** gemessener Strom-Zeitverlauf

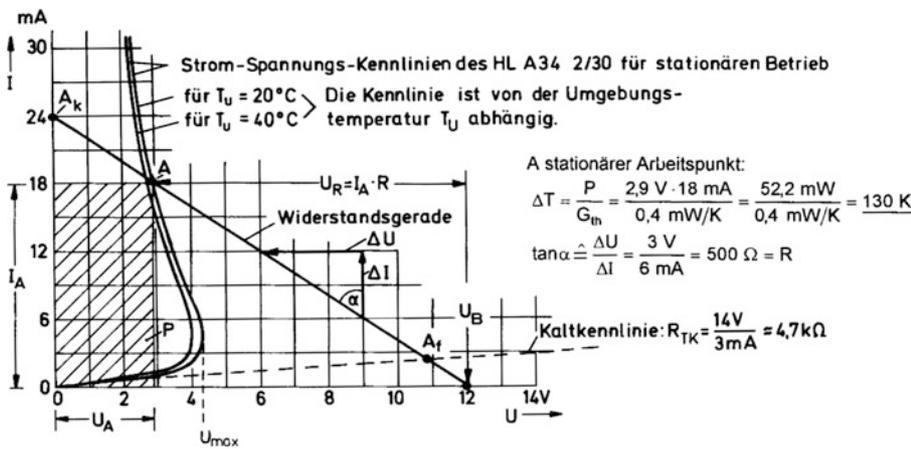


Abb. 2.10 Graphische Analyse der Betriebsverhältnisse. Für U_{max} findet man angenähert (empirisch): $U_{max} \approx \sqrt{50 \text{ K} \cdot G_{th} \cdot R_{TK}}$. Der Punkt A_k wird erreicht, wenn der Heißleiter kurzgeschlossen wird, beispielsweise durch einen Hilfskontakt des Relais C.

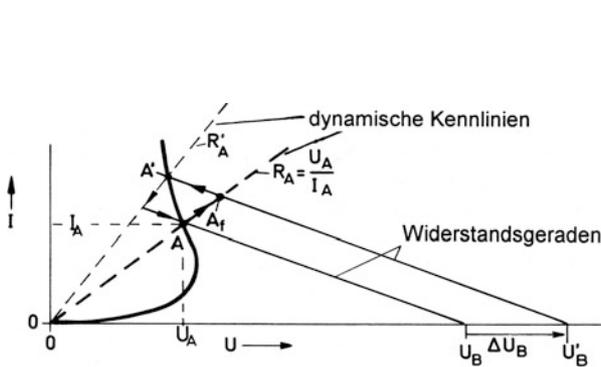


Abb. 2.11 Dynamisches Verhalten des Heißleiters

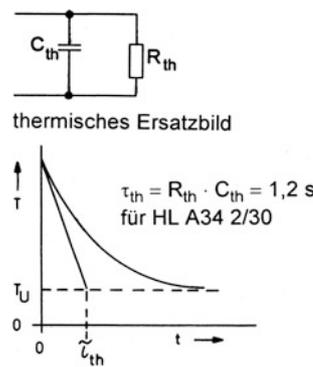


Abb. 2.12 Abkühlvorgang

2.4 Kaltleiter

Kaltleiter sind Widerstände, die wegen ihres stark positiven Temperaturkoeffizienten auch PTC-Widerstände genannt werden. Diese Eigenschaft findet man besonders ausgeprägt bei speziell dotierten Halbleitern, von denen die meisten jedoch NTC-Verhalten aufweisen. Gelegentlich haben diese in einem bestimmten Temperaturintervall einen positiven und in einem anderen einen negativen TK-Wert. So ist es bei n-dotiertem Silizium, das im Temperaturbereich von -100 °C bis $+200\text{ °C}$ PTC-Verhalten zeigt und darüber NTC-Verhalten.

Das PTC-Verhalten von Silizium nutzt man zur Herstellung von Temperaturfühlern, wie sie in Abb. 2.13a abgebildet sind. Diese gibt es mit Nennwiderständen $R_{25} = 1000\ \Omega$ oder $2000\ \Omega$. Abb. 2.13b zeigt die charakteristische Kennlinie eines derartigen $1000\ \Omega$ -Fühlers mit einer leichten Krümmung nach oben. In der Umgebung von 25 °C weist sie einen TK-Wert von etwa $+8 \cdot 10^{-3}\ 1/\text{K}$ auf. Das ist etwa der doppelte Wert von Kupfer oder auch Platin (vgl. Anhang A.1). Wie das Bild zeigt, lässt sich die Kennlinie gut linearisieren durch Parallelschaltung eines Festwiderstandes. Dadurch ergibt sich genau genommen eine S-förmige Kennlinie mit einem Wendepunkt in der Mitte eines relativ breiten und fast linearen Kurvenstückes. Mit zunehmendem Parallelwiderstand verschiebt sich der Wendepunkt nach höheren Temperaturen, so dass der Widerstand R_p zweckmäßig an das zu messende Temperaturintervall angepasst wird. Dazu machen die Hersteller entsprechende Vorschläge⁴.

Zur Messung der Temperatur kann man nach Abb. 2.13c eine Stromquelle auf die Parallelschaltung wirken lassen, so dass sich eine fast linear über der Temperatur ansteigende Spannung ergibt. Maßgebend für die Temperaturerfassung ist der angegebene Faktor $c(T)$. Dieser tritt in gleicher Form bei einer Spannungsteilerschaltung auf, wenn man anstelle von R_p einen gleichgroßen Reihenwiderstand R_r einsetzt⁵. Damit erweist sich die Spannungsteilerschaltung als gleichwertig.

Bei entsprechenden Temperaturfühlern aus Platin, meist bekannt als Pt 100 mit $R_0 = 100\ \Omega$, kann man auf eine Linearisierung verzichten. Diese sind einsetzbar über einen wesentlich größeren Temperaturbereich, aber auch teurer.

Große praktische Bedeutung haben auch Kaltleiter aus keramischen Materialien, in der Hauptsache aus Bariumtitanat. Es handelt sich um ein Material, das wegen seiner hohen

Dielektrizitätszahl vor allem in der Kondensatorfertigung Verwendung findet. Abb. 2.14 zeigt eine Ausführungsform und die zugehörige Widerstands-Temperatur-Kennlinie. Darin zeigt sich innerhalb eines relativ schmalen Temperaturbereiches ein ausgeprägtes PTC-Verhalten, während außerhalb NTC-Verhalten vorliegt. Der steile Widerstandsanstieg, beginnend bei der sog. Bezugstemperatur T_B , erstreckt sich über mehrere Dekaden und kann für Zwecke der Temperaturüberwachung (z. B. Notabschaltung, Lüftereinschaltung usw.) genutzt werden.

Die stationäre Strom-Spannungs-Kennlinie zeigt analog zum Heißleiter einen stark nichtlinearen Verlauf (Abb. 2.15). Bei kleinen Spannungen und Strömen liegt etwa ohmsches Verhalten vor. Beim Überschreiten der Bezugstemperatur aufgrund der Eigenerwärmung erhöht sich jedoch der Widerstand in einem Maße, dass trotz steigender Spannung der Strom entlang hyperbelähnlichen Kurven abnimmt. Der Übergang in den abfallenden Teil der Kennlinie, in dem sich die starke Widerstandsänderung vollzieht, kann je nach Wärmeableitung zur Umgebung bei tieferen oder höheren Stromwerten erfolgen (Kurven für Luft und Öl). Die Berechnung dieser Kurven ist anhand der Widerstands-Temperaturkennlinie punktweise möglich, indem man bestimmte Temperaturen vorgibt und auf folgende Weise U und I ermittelt:

$$T \rightarrow R_T \rightarrow P = G_{th} \cdot (T - T_U) \rightarrow U = \sqrt{P \cdot R_T} \rightarrow I = \frac{U}{R_T}$$

mit T_U als Umgebungstemperatur [Ü1, Ü2].

Abb. 2.16 zeigt ein Anwendungsbeispiel für einen Kaltleiter, in dem dieser dazu benutzt wird, bei vollständiger Füllung eines Behälters mit Öl (KL taucht ein), die Glühlampe G einzuschalten. Die Funktion erklärt sich in Verbindung mit Abb. 2.15. Dort ist anstelle einer Widerstandsgeraden für einen konstanten Widerstand die Glühlampenkennlinie umgekehrt aufgetragen. Man fasst am besten die gestrichelte Linie als Generatorkennlinie auf mit dem stromabhängigen Widerstand des Glühfadens als Innenwiderstand. Bei abgesunkenem Flüssigkeitsstand stellt sich je nach Lufttemperatur ein Betriebspunkt zwischen 2 und 2' ein (Lampe dunkel). Bei vollem Behälter erhält man Betriebspunkt 1 (Lampe hell).

Der Kaltleiter wirkt bei schlechter Wärmeableitung und der dabei zwangsläufigen Überhitzung als Strombegrenzer, weshalb er auch als Überstromsicherung einsetzbar ist (vgl. Anhang B.2).

Literatur: [3, 4, 2-2, 2-3, Ü1, Ü2]

DIN 44080

⁴ Vgl. Abschn. 2.2 und Rechenbeispiel in [Ü1, Ü2].

⁵ Siehe Anhang B.2 und [Ü1, Ü2].

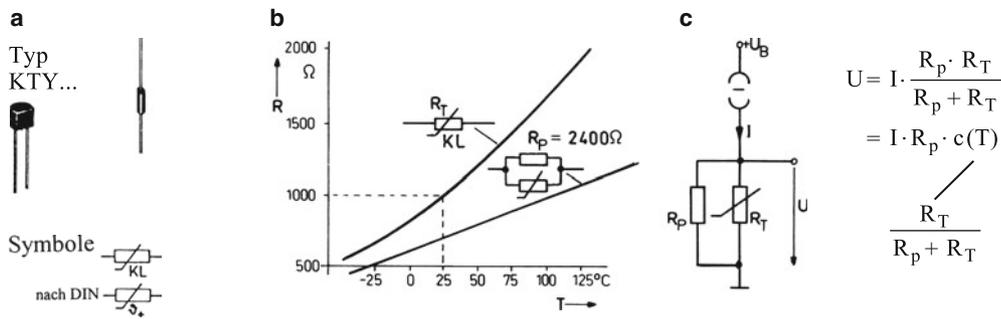


Abb. 2.13 Silizium-Kaltleiter als Temperaturfühler. **a** Bauformen und Schaltzeichen. Hersteller: Philips und Siemens. **b** Kennlinien, **c** Messschaltung

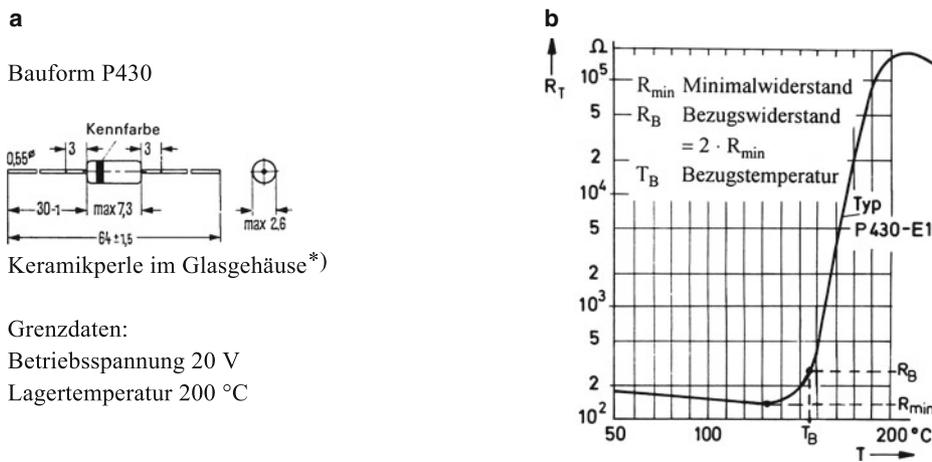


Abb. 2.14 Keramischer Kaltleiter. **a** Bauform und Daten *) Hersteller: Siemens, Verwendung als „Niveaufühler“, **b** Widerstands-Temperatur-Kennlinie

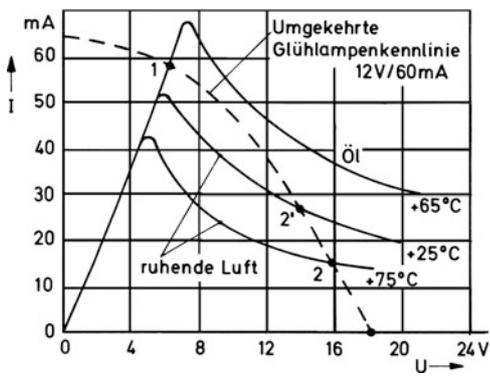


Abb. 2.15 I-U-Kennlinien des Kaltleiters. P430-E1 für verschiedene Umgebungsmedien

Wärmeleitwerte des Kaltleiters
 in Luft: $G_{th} = 2,5 \text{ mW/K}$
 in Öl: $G_{th} = 6 \text{ mW/K}$

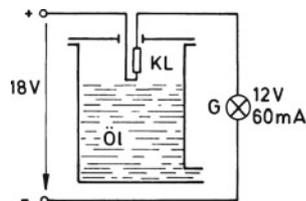


Abb. 2.16 Ölstandkontrolle mit Kaltleiter

2.5 Varistoren

Varistor (*variable resistor*) oder VDR (*voltage dependent resistor*) ist die Bezeichnung für spezielle nichtlineare Widerstände, deren Widerstandswert R mit steigender Spannung abnimmt. Sie werden aus Silizium-Karbidpulver hergestellt, das zusammen mit einem geeigneten Bindemittel in Stäbchen oder Scheibenform gepresst und bei hohen Temperaturen gesintert wird (Abb. 2.17). Die an den Korngrenzen sich sammelnden Ladungen behindern den Stromdurchgang und verursachen so einen „Kontaktwiderstand“. Mit steigender Spannung verringert sich dieser Kontaktwiderstand, wodurch der Strom stärker als proportional mit der Spannung ansteigt. Dieser ergibt sich rechnerisch mit guter Näherung nach einer „zugeschnittenen Größengleichung“ für I in Ampere und U in Volt wie folgt:

$$\frac{I}{A} = \left(\frac{U}{B}\right)^n \quad B, n \text{ Konstanten.}$$

Entsprechend gilt:

$$U = B \cdot \left(\frac{I}{A}\right)^\beta \quad \text{mit } \beta = \frac{1}{n}.$$

Für $B = 250 \text{ V}$ und $n = 5$ ist die Kennlinie als Kurve ① mit linearem Maßstab in Abb. 2.18a und mit doppelt-logarithmischem Maßstab in Abb. 2.18b aufgetragen. Die Konstante B bezeichnet die Spannung, bei der ein Strom von 1 A erreicht wird. Im Allgemeinen ist die Stromstärke unabhängig von der Polarität der Spannung. Die Kennlinie ist symmetrisch entsprechend Abb. 2.18a. Durch Kombination mit linearen Widerständen lässt sich diese variieren. Zur Veranschaulichung ist die Kennlinie ② eines linearen Widerstandes $R = 400 \Omega$ aufgetragen. Im 3. Quadranten sind gestrichelt die resultierenden Kennlinien angegeben, die sich bei Parallelschaltung beziehungsweise Reihenschaltung dieses Widerstandes mit dem VDR ergeben. Die resultierende Kennlinie der Parallelschaltung erhält man, indem man zu einer vorgegebenen Spannung U die Teilströme I_1 und I_2 der Einzelelemente ermittelt und zum Gesamtstrom I summiert. Die resultierende Kennlinie der Reihenschaltung ergibt sich analog durch Summation der Teilspannungen U_1 und U_2 zur Gesamtspannung U für jeden Strom I .

$$\text{Parallelschaltung: } I = I_1 + I_2,$$

$$\text{Reihenschaltung: } U = U_1 + U_2.$$

Prägt man aus einem geeigneten Stromgenerator dem Varistor einen sinusförmigen Wechselstrom ein, so lässt sich nach

Abb. 2.19 durch Spiegelung an der Kennlinie der Zeitverlauf für die Spannung am VDR konstruieren. Die Spannung erscheint stark verzerrt, insbesondere die Spannungskuppe wird gedämpft. Da auch eine weitere Stromerhöhung keine nennenswerte Spannungserhöhung mehr bewirkt, zeigt sich hiermit die spannungsbegrenzende Wirkung des Varistors. Davon wird Gebrauch gemacht bei der Dämpfung von Abschaltüberspannungen beim Schalten induktiver Verbraucher.

Ein Betrieb an sinusförmiger Spannung liefert einen nichtsinusförmigen Strom (Abb. 2.20). Die harmonische Analyse liefert im Strom neben der Grundschwingung zahlreiche Oberschwingungen, von denen die 3-fache Grundfrequenz dominiert. Bei einer symmetrischen Kennlinie (Radialsymmetrie in Bezug auf den Nullpunkt) entstehen nur ungeradzahlige Vielfache der Grundfrequenz. Die Schaltung stellt also einen Oberschwingungsgenerator für das entsprechende Frequenzspektrum dar.

Das Hauptanwendungsgebiet liegt jedoch eindeutig bei der schon erwähnten Begrenzung von Störspannungen, wozu man den Varistor parallel zum zu schützenden Bauteil schaltet. Für diesen Zweck eignen sich besonders I-U-Kennlinien mit einem möglichst horizontalen Anfangsbereich, die nach Überschreiten einer gewissen Spannungsschwelle sehr steil ansteigen. Neuere Varistoren auf der Basis von Zinkoxid besitzen diese Eigenschaft. Man nennt sie Zinkoxid-Varistoren oder auch Metalloxid-Varistoren, abgekürzt MOV⁶.

Der die Kennliniensteigung bestimmende Exponent n besitzt bei diesem Varistortyp Werte > 20 . Sein Kehrwert, der häufig benutzte β -Wert, ist infolgedessen $< 0,05$. Als wesentlicher Kennwert gilt die sog. Schwellenspannung, auch Ansprechspannung genannt. Diese ist dadurch definiert, dass bei ihr der Strom gerade 1 mA erreicht. Eine dauernd anliegende Gleichspannung ist nur zulässig, wenn sie unterhalb dieses Wertes bleibt, ebenso der Scheitelwert einer dauernd anliegenden Wechselspannung. In diesen Fällen bleibt der Varistor im Normalbetrieb hochohmig und die Verlustleistung entsprechend gering. Im Begrenzungsfall dagegen wird die 1 mA -Schwelle überschritten. Es können hohe Ströme auftreten, womit die Überspannung als Spannungsabfall an den Leitungswiderständen und -induktivitäten abgebaut wird. Zulässig sind kurzzeitig – über einige Mikrosekunden – Stromstöße von 100 A und darüber, die der Varistor in Wärme umsetzt.

Zinkoxid-Varistoren werden in großer Zahl am Eingang von Netzgeräten zur Begrenzung von Störspitzen (Transienten) der Netzspannung eingesetzt⁷. Andererseits stellt man auch spezielle Niederspannungs-Varistoren her mit Schwellenspannungen um 5 V , damit entsprechende 5 V -Verbraucher geschützt werden können. Das Spektrum der Schwellenspannungen reicht von 5 V bis zu annähernd 500 V .

Literatur: [3, 4, 2-2, 2-3, 2-4, Ü1, Ü2]

⁶ Siehe Anhang B.2.

⁷ Siehe Anhang B.2.

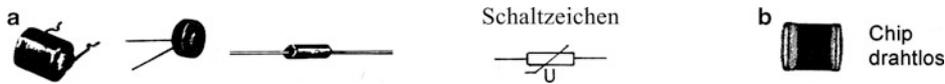


Abb. 2.17 Varistoren. a herkömmliche Bauformen und Schaltzeichen, b neuere SMD-Bauform

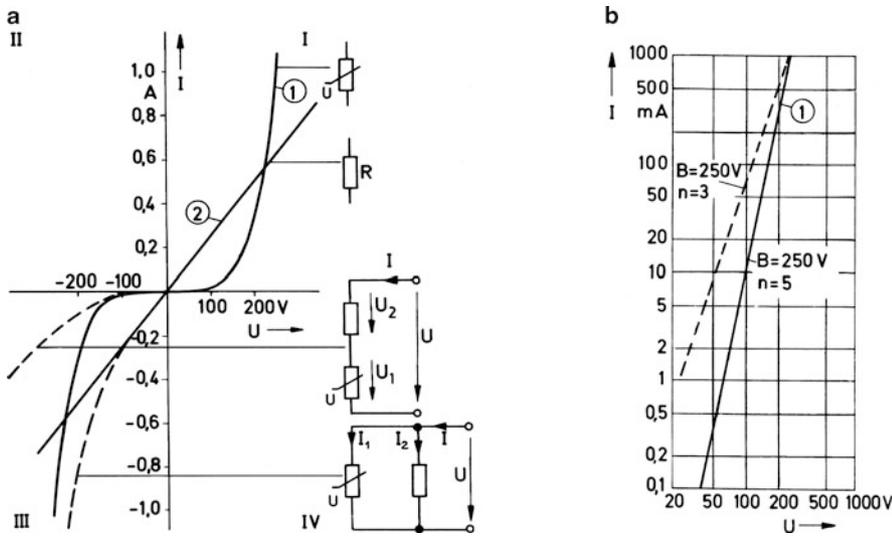


Abb. 2.18 Strom-Spannungs-Kennlinien. a linearer Maßstab, b doppelt-logarithmischer Maßstab

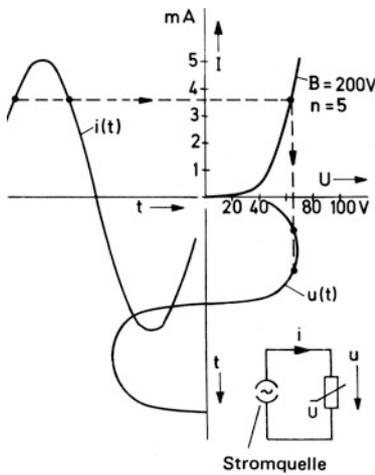


Abb. 2.19 Varistor mit eingprägtem Strom. Die Konstruktion des Zeitverlaufs von Spannung und Strom aus der statischen Kennlinie ist nur zulässig für relativ niedrige Frequenzen, bei denen die Eigenkapazität des Bauelementes unberücksichtigt bleiben kann

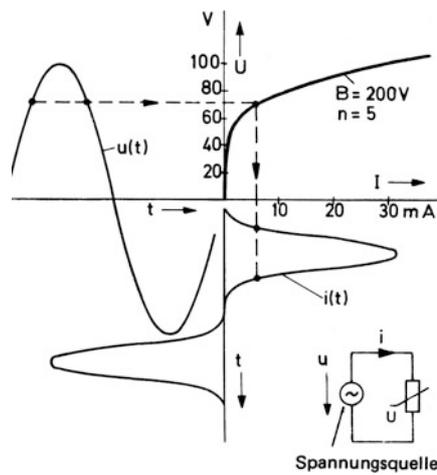


Abb. 2.20 Varistor mit eingprägter Spannung. Die Konstruktion des Zeitverlaufs von Spannung und Strom aus der statischen Kennlinie ist nur zulässig für relativ niedrige Frequenzen, bei denen die Eigenkapazität des Bauelementes unberücksichtigt bleiben kann

2.6 Feldplatten (MDR)⁸

Feldplatten sind magnetisch steuerbare Widerstände. Sie beruhen auf der als Thomson- oder Gauß-Effekt bezeichneten Erscheinung, dass ein stromdurchflossener Leiter in einem genügend starken Magnetfeld seinen Widerstand ändert. Ursache dafür ist die Ablenkung bewegter Ladungsträger durch die magnetische Feldkraft („Lorentz-Kraft“) und eine dadurch zwangsläufig eintretende Verlängerung der Strombahn. Nutzbare Wirkungen dieser Art erhält man bei bestimmten Verbindungshalbleitern mit einer hohen Trägerbeweglichkeit, vorzugsweise Indiumantimonid. Um diesen Effekt noch zu verstärken, baut man durch ein besonderes Fertigungsverfahren in einen Indiumantimonidkristall in Querrichtung zum Plättchen gut leitende Nickelantimonidnadeln ein. Ohne Magnetfeld verlaufen die Strombahnen gerade und parallel. Bei Einwirkung eines Magnetfeldes ergeben sich Zickzackverläufe, wie Abb. 2.21 zeigt.

Typische Kennlinien zeigt Abb. 2.22. Der Widerstand R_B der Feldplatte folgt, ausgehend von einem Grundwert R_0 einer Änderung der magnetischen Flussdichte B (Induktion) nach der angegebenen nichtlinearen Funktion. Die Induktion ist hier aufgetragen in der Einheit Tesla. Es ist dabei angenommen, dass das Magnetfeld senkrecht zur Feldplatte einwirkt. Andernfalls ist nur die senkrechte Komponente wirksam⁹.

Die Steuerung des Widerstandes durch das einwirkende Magnetfeld geschieht praktisch trägheitslos. Die Feldplatte vermag auch schnellen Feldwechseln mit Frequenzen von mehreren Megahertz noch zu folgen. Einem bestimmten Widerstandsgrundwert können also entsprechend schnelle Widerstandsänderungen „aufmoduliert“ werden.

Für ein ausgeführtes Beispiel zeigt Abb. 2.23 die wesentlichen Daten und Kennlinien. Die Strom-Spannungskennlinien mit der Induktion als Parameter verlaufen linear. In das Kennlinienfeld ist eine „Leistungshyperbel“ LH für eine Leistung von 100 mW eingetragen. Darunter versteht man den geometrischen Ort aller Betriebspunkte mit einem bestimmten U-I-Produkt, hier also mit der Verlustleistung von 100 mW, die das Bauelement auf eine bestimmte Temperatur T aufheizt. Für eine Montage frei in Luft mit $T_U = 25^\circ\text{C}$

ergibt sich:

$$T = P \cdot \frac{1}{G_{\text{th}}} + T_U = 100 \text{ mW} \cdot \frac{1 \text{ K}}{0,6 \text{ mW}} + 25^\circ\text{C} = 191^\circ\text{C}.$$

Das Halbleiterplättchen würde damit zerstört, es braucht eine Montageunterlage zur besseren Wärmeableitung. Der Wärmeleitwert G_{th} erhöht sich wie angegeben auf etwa 6 mW/K, wenn man die Feldplatte auf eine Metallunterlage klebt. Damit ergibt sich nur eine Temperatur $T \approx 41^\circ\text{C}$, wie eine Nachrechnung zeigt.

Nachteilig bei den heute erhältlichen Feldplatten ist die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes. Die Widerstands-Temperatur-Kennlinien in Abb. 2.23 lassen erkennen, dass der Temperaturkoeffizient sowohl von der Temperatur als auch von der Induktion abhängig ist. Diese Tatsache macht im Allgemeinen besondere Stabilisierungsmaßnahmen beim Schaltungsaufbau erforderlich. Unter diesem Gesichtspunkt wird z. B. zur Messung kleiner Wege eine Brückenordnung mit 2 gleichen Feldplatten nach Abb. 2.24 vorgeschlagen. Befinden sich zunächst beide Feldplatten zwischen den Magnetpolen, so werden sie von der gleichen Flussdichte erregt. Die Platten erhalten eine „magnetische Vorspannung“. Die Arbeitspunkte liegen im steilen Teil der Kennlinien nach Abb. 2.22. Die Widerstände sind gleich, und die Temperaturkoeffizienten ebenso, so dass der bestehende Nullabgleich der Brücke temperaturstabil ist. Eine kleine Lageverschiebung Δx führt zu gegenläufigen Feldänderungen an den Platten, so dass in der Brücke eine Diagonalspannung auftritt, die je nach Bewegungsrichtung das Vorzeichen wechselt. Bei kleinen Lageänderungen ändert sich auch die Induktion B nur um kleine Beträge ΔB . Dies bedeutet, dass sich auch der TK-Wert nur wenig ändert und innerhalb eines gewissen Bereiches gute Temperaturstabilität gewährleistet ist.

Das Prinzip der Brückenschaltung wird oft angewendet, um wie in diesem Beispiel den Temperaturgang oder einen anderen Störeffekt eines Bauelementes zu kompensieren. Die Fühleranordnung mit zwei gleichen Fühlerelementen nebeneinander bezeichnet man auch als Differentialfühler oder Differenzfühler. Es ist dabei gleichgültig, ob man beide Fühler wie im Beispiel gegenüber anordnet oder in Reihe schaltet (Spannungsteilerschaltung)¹⁰. Die Spannungsteilerschaltung wird oft verwendet in Verbindung mit einem drehbaren Magnetsystem, befestigt an einer Drehachse. Das so gebildete schleiferlose Potentiometer (Feldplattenpotentiometer) dient hauptsächlich als Winkelgeber in der Messtechnik.

Literatur: [2-1, 2-2, 2-3, Ü1, Ü2]

⁸ MDR = Magnetic Field Dependent Resistor.

⁹ In diesem Buch wird noch – wie in der Praxis üblich – die Bezeichnung Induktion für die magnetische Flussdichte verwendet. Für die Zukunft sollte man stattdessen jedoch nur die Bezeichnung Flussdichte verwenden.

¹⁰ Siehe dazu Differentialfühlersystem im Anhang B.2.

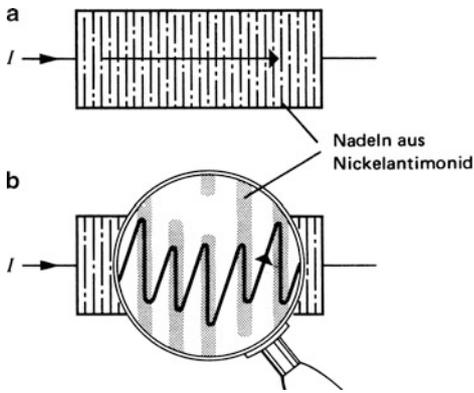


Abb. 2.21 Strombahnen in einer Feldplatte. **a** ohne Magnetfeld, **b** mit Magnetfeld

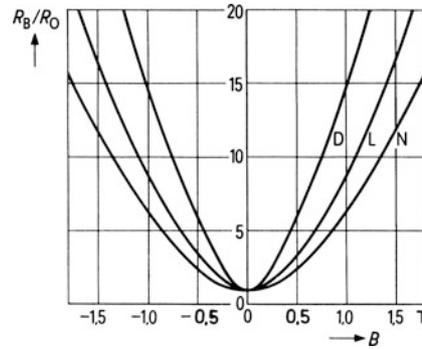
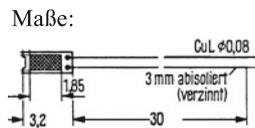


Abb. 2.22 Kennlinien von Feldplatten aus verschiedenem Material (D, L, N). D, L, N sind Bezeichnungen für verschiedene Dotierungen (SIEMENS)



Zulässige Temperatur:
95 °C
Wärmeleitwert:
0,6 mW/K in Luft
6 mW/K auf Metall

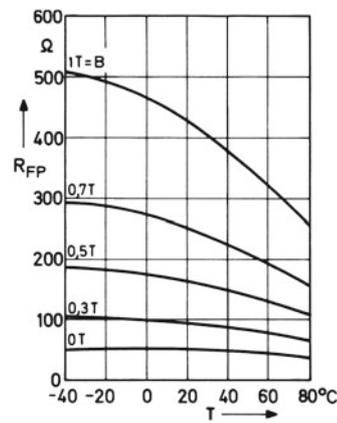
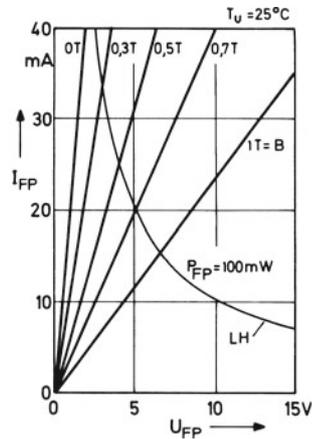
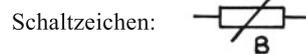


Abb. 2.23 Daten und Kennlinien der Feldplatte FP 30 L 50 E

In der Ruhelage sei:

$$R_{FP1} = R_{FP2} = R_{FP0} = R.$$

(Brückenabgleich bei gleichzeitig maximaler Empfindlichkeit)

Für die verstimmte Brücke gilt dann:

$$|U_0| \approx \frac{1}{4} \frac{U_B}{R} \cdot \Delta R_{FP} \text{ mit } \Delta R_{FP} = R_{FP1} - R_{FP2}$$

U_B Betriebsspannung

U_0 Diagonalspannung (offene Klemmen)

R_i Brückeninnenwiderstand $\approx R$

(vgl. Abschn. 2.2)

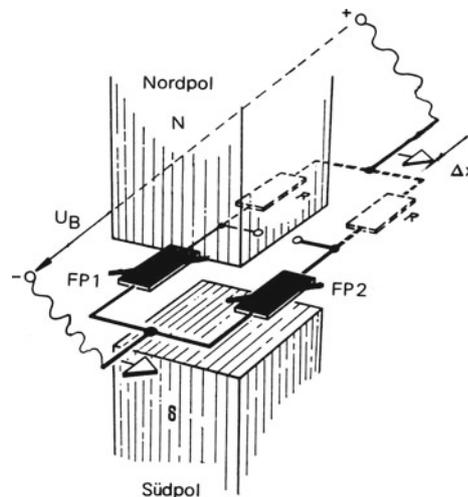


Abb. 2.24 Prinzipaufbau eines Weggebers für kleine Wege

2.7 Fotowiderstände (LDR)¹¹

Fotowiderstände sind durch auftreffendes Licht steuerbare Widerstände, die von der Polung der angelegten Spannung ebenso wie die magnetisch steuerbaren Feldplatten unabhängig sind. Sie bestehen aus einer geeigneten Halbleiterschicht auf einem Keramikträgerplättchen mit 2 Anschlüssen. Als Material dienen vor allem Cadmiumverbindungen. Ausgenutzt wird der „innere fotoelektrische Effekt“, der darin besteht, dass durch Lichteinstrahlung Elektronen aus dem Gitterverband gelöst werden, wodurch die Leitfähigkeit des Materials erhöht wird. Zum Schutz gegen äußere Einflüsse wird das Bauelement in einen Glaskolben eingeschmolzen oder auch in einem verschweißten Metallgehäuse montiert, das für den Lichteintritt ein Glasfenster erhält (Abb. 2.25a). Das hier dargestellte Bauelement ist ausgelegt für eine zulässige Verlustleistung von 50 mW bei einer Umgebungstemperatur $T_U = 25^\circ\text{C}$. Mit einem Wärmeleitwert $G_{th} = 1 \text{ mW/K}$ erreicht das Halbleiterplättchen dabei gerade die maximal zulässige Temperatur $T = 75^\circ\text{C}$. Übersteigt die Umgebungstemperatur jedoch 25°C , so verringert sich die zulässige Leistung um 1 mW/K (Lastminderungskurve¹²).

Eine Lichteinwirkung erniedrigt entsprechend Abb. 2.25b den Widerstandswert, ausgehend vom sog. Dunkelwiderstand, über mehrere Dekaden bis zu einem Restwiderstand in der Größenordnung 100Ω . Als Steuergröße ist hier aufgetragen die Beleuchtungsstärke E in der Einheit Lux.

Richtwerte: 100 lx \rightarrow schlecht beleuchteter Arbeitsplatz,
1000 lx \rightarrow gut beleuchteter Arbeitsplatz.

In den Datenblättern wird die Beleuchtungsstärke üblicherweise bezogen auf die sog. Normlichtquelle, eine Wolframfadenlampe mit der „Farbtemperatur“ 2850 K. Ein solcher Bezug ist für eine eindeutige Kennlinienangabe erforderlich, da die spektrale Zusammensetzung des Lichtes, wie Abb. 2.25c zeigt, von erheblicher Bedeutung ist. So reagiert der betrachtete Fotowiderstand bei gleicher Strahlungsleistung auf Licht der Wellenlänge $\lambda = 0,55 \mu\text{m}$ doppelt so stark wie auf Licht der Wellenlänge $0,45 \mu\text{m}$.

Ein Fotowiderstand kann dazu dienen, in Abhängigkeit von der Beleuchtung ein Relais ein- und auszuschalten

(Abb. 2.26a). Die hier zugrundegelegten Werte entsprechen einem Miniaturrelais. Bei diesem Betrieb ist zu beachten, dass die zulässige Verlustleistung für den Fotowiderstand nicht überschritten wird. Bei Dunkelheit (0 lx) fließt praktisch kein Strom, die Verlustleistung ist Null. Mit steigender Beleuchtung fließt mehr und mehr Strom, die Verlustleistung steigt und geht dabei entsprechend Abb. 2.26b über ein Maximum hinweg, wenn Leistungsanpassung auftritt ($R_p = R$). Gl. (1) gibt den Maximalwert der Verlustleistung an. Zu einem vorgegebenen Widerstand R erhält man mit Gl. (2) bei Vorgabe einer bestimmten Verlustleistung die maximal zulässige Betriebsspannung. Diese muss andererseits unter dem zulässigen Spannungsgrenzwert bleiben (50 V nach Abb. 2.25). Falls die Betriebsspannung U_B vorgegeben ist, kann man nach Gl. (3) den erforderlichen Mindestwert für den Widerstand R ausrechnen [Ü1, Ü2].

Die in Abb. 2.26b angegebene Funktion lässt sich punktweise anhand der Kennlinien nach Abb. 2.27a ermitteln. Dort ist die Widerstandsgerade für den beschriebenen Betriebsfall eingetragen, auf der sich der Arbeitspunkt bewegt. Im Beispiel tangiert die Widerstandsgerade die Leistungshyperbel, d. h. die maximale Verlustleistung wird erreicht, aber nicht überschritten.

Gelegentlich werden auch die I-U-Kennlinien nach Abb. 2.27b logarithmisch dargestellt. Leistungshyperbeln werden dabei zu Leistungsgeraden „LG“, und Widerstandsgeraden gehen über in gekrümmte Widerstandslinien „WL“.

Die Anwendung von Fotowiderständen ist beschränkt auf solche Gebiete, bei denen die ihnen leider anhaftende Trägheit nicht stört (Dämmerungsschalter, Flammenwächter). Sie benötigen mehrere Millisekunden (eventuell sogar Sekunden), um sich nach einer Beleuchtungsänderung auf den neuen Widerstandswert einzustellen.

Bringt man einen Fotowiderstand zusammen mit einer Lichtquelle, z. B. einer Glühlampe oder einer Leuchtdiode, in einem gemeinsamen Gehäuse unter, so erhält man einen Optokoppler. Dieser kann die Funktion eines elektrisch steuerbaren Widerstandes ausüben und ist somit eine Alternative zum mechanisch verstellbaren Widerstand¹³.

Literatur: [3, 2-2, 2-3, 2-4, Ü1, Ü2]

¹¹ LDR = Light Dependent Resistor.

¹² Siehe Abschn. 1.3.

¹³ Siehe dazu Anhang B.2.

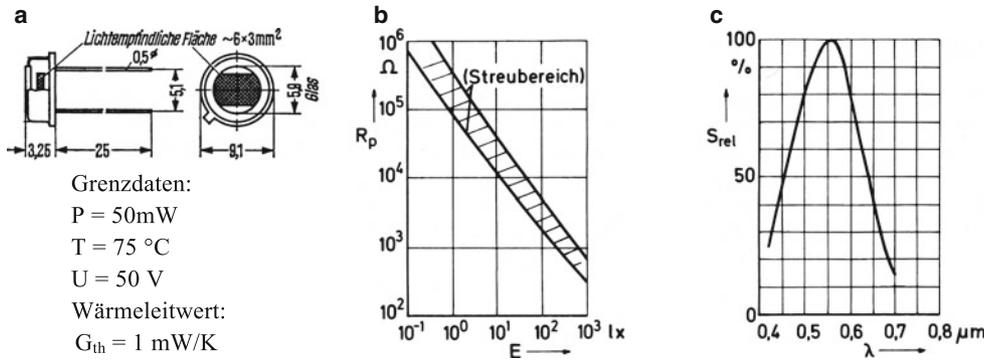


Abb. 2.25 Maßskizze und Eigenschaften des Fotowiderstandes RPY 63. Ausgelaufener Typ. Das Zeichen P, p bezieht sich auf die alte Schreibweise: Photowiderstand. **a** Maße und Daten, **b** Widerstand als Funktion der Beleuchtungsstärke, **c** Relative spektrale Empfindlichkeit $S_{rel} = f(\lambda)$

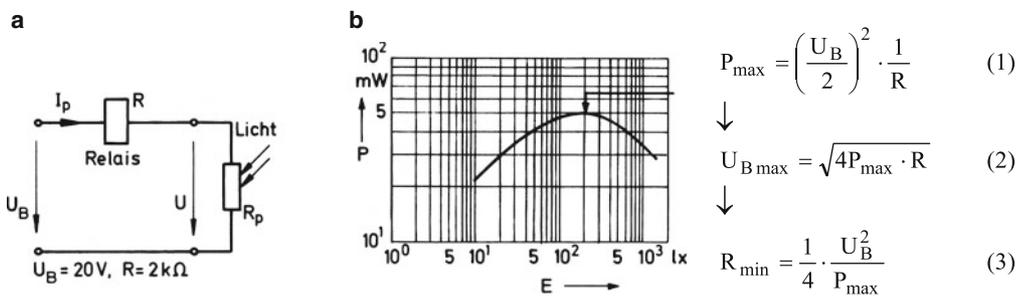


Abb. 2.26 Fotowiderstand als lichtgesteuerter Ein-Aus-Schalter für Relais. **a** Schaltung, **b** Verlustleistung und Bemessungsvorschriften

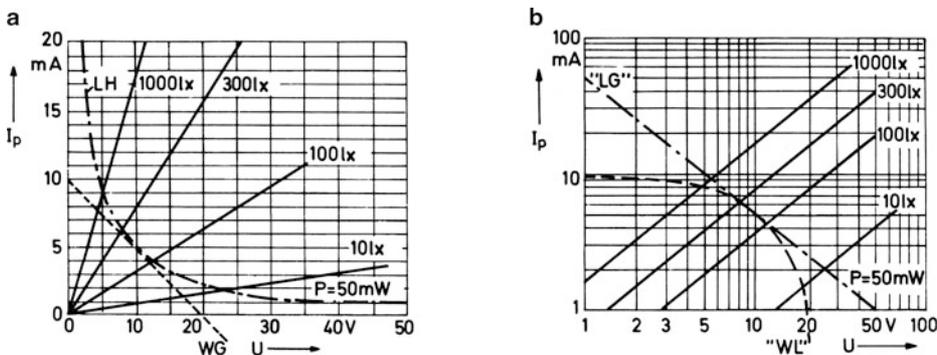


Abb. 2.27 I-U-Kennlinien des Fotowiderstandes RPY 63 mit Leistungshyperbel LH für $P = 50\text{ mW}$ und Widerstandsgerade WG zum Schaltungsbeispiel. Die Widerstandsgerade (WG) kann auch nach Abschn. 1.6 als Generatorkennlinie aufgefasst werden. Sie folgt der Beziehung $U = U_B - I_p \cdot R$. Man findet sie am schnellsten über den Leerlaufpunkt ($I_p = 0$) und den Kurzschlusspunkt ($U = 0$). Der Erstere liefert den Schnittpunkt mit der U-Achse, der Letztere mit der I-Achse. **a** linearer Maßstab, **b** logarithmischer Maßstab

2.8 Hallgeneratoren

Unter einem Hallgenerator versteht man ein Halbleiterplättchen mit vier Anschlüssen in der Anordnung nach Abb. 2.28. Setzt man das von einem Strom I_1 durchflossene Plättchen einem Magnetfeld mit der Induktion B aus, so kommt es zu einer Ablenkung der Strombahnen, verursacht durch die auf bewegte Ladungsträger im magnetischen Feld einwirkende „Lorentz-Kraft“. Die den Strom I_1 bildenden Ladungsträger werden zur Seite gedrängt, so dass an zwei gegenüberliegenden Anschlüssen an den Längsseiten des Plättchens die „Hallspannung“ U_2 auftritt, die bei unbelastetem Hallgenerator ($I_2 = 0$) als „Leerlaufhallspannung“ U_{20} bezeichnet wird. Diese ist proportional dem „Steuerstrom“ I_1 und einer senkrecht zum Plättchen einwirkenden Induktion B . Es gilt also $U_{20} \sim B \cdot I_1$. Bei $B = 0$ müsste die Hallspannung Null sein (Abb. 2.28a). Inhomogenitäten im Plättchen und eine geringe Versetzung der Anschlüsse gegeneinander verursachen jedoch in der Regel auch in diesem Fall eine kleine „Nullspannung“ (Nullpunktfehler des Hallgenerators).

Der Hall-Effekt (1879 von *E. H. Hall* entdeckt) ist besonders ausgeprägt bei Halbleitern mit einer hohen Beweglichkeit der Ladungsträger und demzufolge einer relativ großen Bewegungsgeschwindigkeit, was zu hohen Ablenkungskräften führt. Er ist nachweisbar auch bei Metallen, dort aber vernachlässigbar klein.

Bevorzugt werden n-Halbleiter mit ihrer gegenüber p-Halbleitern größeren Trägerbeweglichkeit. Abb. 2.28b und Abb. 2.28c zeigen jeweils den Wirkungsmechanismus. Die eingetragenen Strompfeile für I_2 geben die konventionelle Richtung des Laststromes bei einer hier nicht gezeichneten Ausgangsbelastung an.

Abb. 2.29 zeigt als Ausführungsbeispiel den Typ SV 210 aus Indium-Arsenid und seine Leerlaufkennlinien für verschiedene Steuerströme. Die in der Regel vorhandene Nullspannung (≈ 1 mV) und eine ebenso vorhandene Linearitätsabweichung der Kennlinien sind vernachlässigt.

Hallgeneratoren werden oft zur Messung von Magnetfeldern verwendet. Nach Abb. 2.30 wird über das eine Stromschiene umgebende Magnetfeld die Stromstärke I_M in der Stromschiene gemessen. Die Ausgangsspannung U_2 ist proportional dem Strom I_M . Der Steuerstrom I_1 bestimmt die Messempfindlichkeit. Derartige „Stromsensoren“ gibt es in vergossener Ausführung wie in Abb. 2.30b mit Durchsteckloch für den Stromleiter für Stromstärken ab 10 A.

In einer Anordnung nach Abb. 2.31 kann die Leistungsaufnahme des Verbrauchers R_L gemessen werden. Der Steuerstrom I_1 ist proportional der Verbraucherspannung, die auf den Hallgenerator einwirkende magnetische Flussdichte ist proportional dem Verbraucherstrom I_L , die Hallspannung also wegen der Produktbildung $B \cdot I_1$ proportional der aufgenommenen Leistung. Man verwendet zu diesem Zweck eine als Hallmultiplikator HM bezeichnete Einrichtung, wobei man den Hallgenerator im Feldbereich einer Spule anordnet, die einen Strom (hier I_L) in eine für den Hallgenerator erfassbare magnetische Flussdichte umwandelt.

Der Hallgenerator SV 210 weist bei Belastung eine weitgehend lineare Strom-Spannungs-Kennlinie auf (Abb. 2.32). Im Leerlauf ($I_2 = 0$, $R_L \rightarrow \infty$) ist $U_2 = U_{20}$. Mit zunehmender Strombelastung sinkt die Klemmenspannung entsprechend dem Innenwiderstand R_i ab. Dieses Verhalten lässt sich ersatzweise beschreiben nach Abb. 2.33. Der Innenwiderstand einer entsprechenden Ersatzspannungsquelle mit der Quellenspannung U_{20} wird mit R_2 bezeichnet und meistens Ausgangswiderstand genannt zur deutlichen Unterscheidung von dem steuerseitigen Innenwiderstand, dem sog. Eingangswiderstand R_1 ¹⁴. Zum Ersatzbild findet man die folgenden Funktionen:

$$\frac{U_2}{U_{20}} = \frac{1}{1+x}; \quad \frac{P_2}{P_{2\max}} = 4 \cdot x \cdot \left(\frac{1}{1+x} \right)^2$$

$$\text{mit } x = \frac{R_2}{R_L} \text{ und } P_{2\max} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_{20}^2}{R_2}.$$

Die Leistung $P_{2\max}$ tritt bei Leistungsanpassung ($R_L = R_2$ bzw. $R_2/R_L = 1$) auf.

In der Regel steuert man mit dem Hallgenerator einen Verstärker, wobei man für optimale Linearität eine bestimmte Belastung mit dem vom Hersteller angegebenen „Linearisierungs-Lastwiderstand“ vorsieht. Zu vielen Anwendungen gibt es heute integrierte Hall-Bausteine mit speziellen Eigenschaften, z. B. mit integriertem Linear- oder Schaltverstärker (siehe Anhang B.2).

Literatur: [2-1, 2-2]

DIN 41863

¹⁴ Beide Innenwiderstände sind strenggenommen abhängig von der jeweiligen Induktion B . Man kann mit einem Anstieg von einigen Prozent pro Tesla rechnen. Innerhalb eines relativ kleinen Variationsbereichs wie in Abb. 2.32 (0,2 T bis 0,5 T) ist dieser Effekt meistens vernachlässigbar.

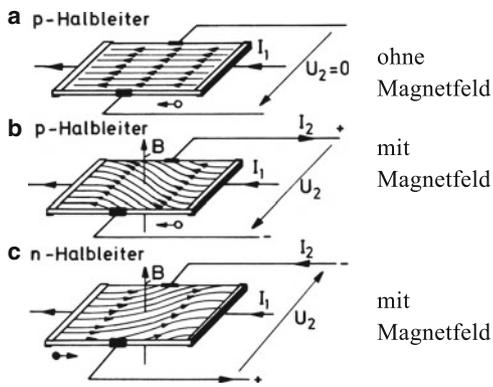


Abb. 2.28 Wirkungsweise des Hallgenerators

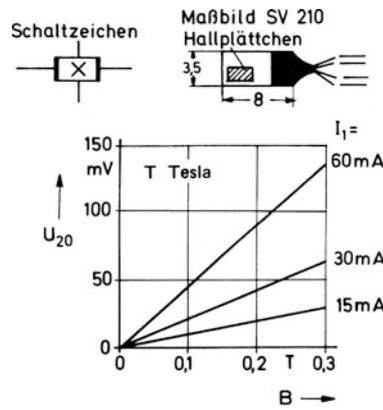


Abb. 2.29 Kennlinien des Hallgenerators SV 210. Weitere Daten und Beispiele siehe Anhang B.2

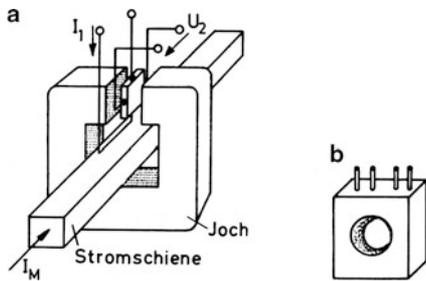


Abb. 2.30 Messung hoher Gleichströme mit Hallgenerator. a Prinzip, b Ausführungsform

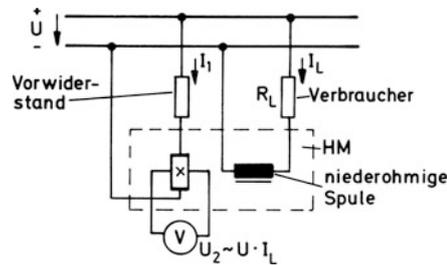


Abb. 2.31 Messung einer elektrischen Leistung mit einem Hallgenerator

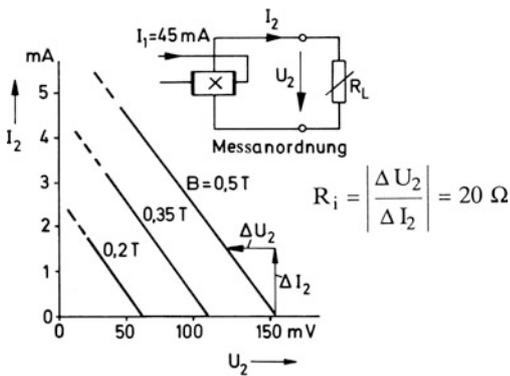


Abb. 2.32 Ausgangskennlinien des Hallgenerators SV 210

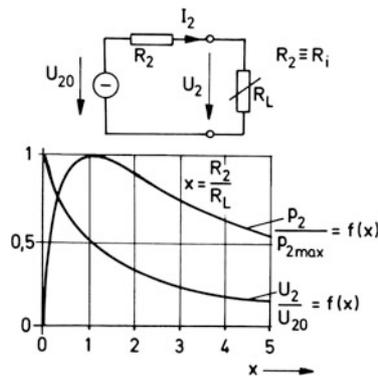


Abb. 2.33 Spannungsersatzschaltung und normierte Belastungskennlinien

3.1 Grundlagen der Halbleiterdiode

Bringt man nach Abb. 3.1 neutrales n- und p-Silizium zusammen, so diffundieren über den „pn-Übergang“ (*junction*) Löcher in die n-Zone und Elektronen in die p-Zone (Ausgleichsbestreben). Durch den Zufluss von Löchern bzw. den Abfluss von Elektronen ergibt sich eine Potentialanhebung der n-Zone gegenüber der p-Zone. Die entstehende „Potentialschwelle“ wirkt mit ihrem elektrischen Feld dem Ausgleichsbestreben entgegen. Es bildet sich die Diffusionsspannung U_D über einem an freien Ladungsträgern verarmten Übergangsgebiet, der sog. Sperrschicht. Versehen mit beiderseitigen Metallkontakten entsteht eine Diode¹.

Legt man gemäß Abb. 3.2a eine Spannung mit der eingetragenen Polarität an, so wird die innere Potentialschwelle mit steigender Spannung zunehmend abgebaut. Dadurch wird es den Elektronen der n-Seite und den Löchern der p-Seite möglich, auf die andere Seite zu diffundieren. Die Sperrschicht wird von Ladungsträgern überschwemmt. Es kommt zu einem Stromfluss, der im konventionellen Sinn von der p-Seite (Anode) zur n-Seite (Katode) gerichtet ist. Der Strom steigt steil an, wenn entsprechend der inneren Potentialschwelle eine gewisse Schwellenspannung oder Schleusenspannung überschritten wird (Abb. 3.3, 1. Quadrant). Bei Germanium beträgt diese etwa 0,2 V, bei Silizium 0,5 V. Außerhalb des pn-Übergangs findet der Strom lediglich den „Bahnwiderstand“ des Materials vor.

Legt man dagegen eine Spannung an mit umgekehrter Polarität (Abb. 3.2b), so wird die innere Potentialschwelle noch erhöht, die Sperrschicht verbreitert sich, indem die Ladungen beiderseits des pn-Übergangs auseinanderrücken. Die gesperrte Diode stellt einen Kondensator dar, dessen Kapazität sich mit steigender Sperrspannung verringert (Anwendung als Kapazitätsdiode). Im Idealfall fließt kein Strom. In Wirklichkeit tritt jedoch ein kleiner Sperrstrom auf, der sich aufgrund der unvermeidlichen Minoritätsträger auf jeder Seite des pn-Übergangs bilden kann. Diese werden, sobald sie durch Diffusion in den Bereich der Potentialschwelle gelangen, im Gegensatz zu den Majoritätsträgern durch das elektrische Feld der Sperrschicht nicht gebremst, sondern über die Schwelle zur anderen Seite gezogen. Der so entstehende Strom wird noch verstärkt, wenn sich durch Wärmeeinwirkung zusätzlich Ladungsträgerpaare in der Sperrschicht

oder ihrer unmittelbaren Umgebung bilden können. Es ergibt sich dadurch im Grunde genommen anstelle *einer* Sperrkennlinie (Abb. 3.3, 3. Quadrant) eine Sperrkennlinienschar mit der Temperatur T_U als Steuergröße. Eine Temperaturerhöhung um ca. 10 °C (10 K) führt sowohl bei Silizium- wie bei Germaniumdioden zu einer Verdopplung des Sperrstromes. Dieser ist im Allgemeinen jedoch bei Silizium um den Faktor 10^{-3} kleiner als bei Germanium. Im Durchlassbetrieb bewirkt eine Temperaturerhöhung eine Verringerung der Flussspannung (Durchlassspannung) U_F um ca. 2 mV/°C bzw. 2 mV/K.

Beim Überschreiten einer gewissen Sperrspannung U_R , der sog. Durchbruchspannung (engl. Break Voltage BV) kommt es infolge der inneren Feldkräfte in Verbindung mit einer lawinenartigen Träger-vermehrung zum sog. Durchbruch, oft auch Zenerdurchbruch genannt. Der Strom I_R steigt über der Spannung steil an, ebenso die Verlustleistung und damit die Temperatur, was zur Zerstörung des Kristalls führen kann. Für Germanium ist eine Sperrschichttemperatur T_j von ca. 80 °C, für Silizium von ca. 200 °C zulässig. Beim Betrieb sind die vom Hersteller angegebenen Grenzwerte für Sperrschichttemperatur, Verlustleistung, Durchlassstrom und Sperrspannung zu beachten.

Die analytische Darstellung der Diodenkennlinie ist schwierig. Als Näherung für die Umgebung des Nullpunktes ist die in Abb. 3.3 angegebene Beziehung nach *Shockley* für einen idealen pn-Übergang brauchbar (I_{RO} „Sperrsättigungsstrom“, U_T „Temperaturspannung“ ≈ 26 mV bei Raumtemperatur²). Für eine reale Diode ersetzt man zweckmäßig im Exponenten U_T durch $m \cdot U_T$ mit $m = 1 \dots 2$, was rechnerisch einer Erhöhung der sog. Temperaturspannung gleichkommt. Die Kennlinie lässt sich damit außerhalb des Durchbruchgebietes gut annähern [Ü1, Ü2]. Im Anhang C.13 wird ein auf diesen Parametern basierendes Modell für die Simulation von Dioden verwendet.

Abb. 3.4 zeigt die grundsätzlichen Bauformen Spitzendiode und Flächendiode. Erstere werden wegen ihrer geringen Sperrschichtkapazität vorwiegend als Hochfrequenzgleichrichter verwendet. Hauptsächlich werden heute Flächendioden nach Abb. 3.4b und Abb. 3.4c hergestellt. Diese haben auch die früheren Selengleichrichter (Plattengleichrichter) fast vollständig verdrängt.

Literatur: [3-1, 3-2, 3-3, 3-4, 3-5]

DIN 41781/41853/41855

¹ Wegen gegenläufiger Potentialübergänge an den Anschlusskontakten (Kontaktspannungen) ist die Diffusionsspannung an den Anschlüssen nicht messbar.

² I_{RO} ist ein theoretischer Sperrstrom, der kleiner ist als der tatsächliche Sperrstrom I_R .

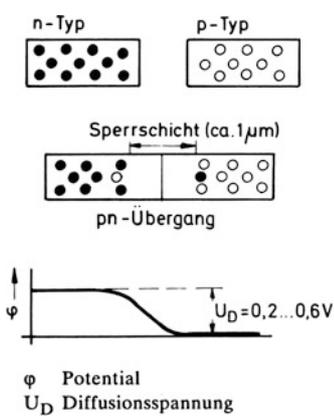


Abb. 3.1 Bildung der Potentialschwelle am pn-Übergang

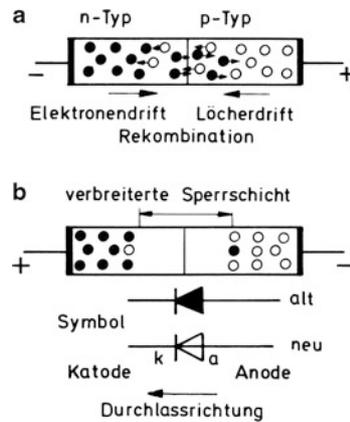


Abb. 3.2 Wirkungsschema der Diode. a leitend, b sperrend

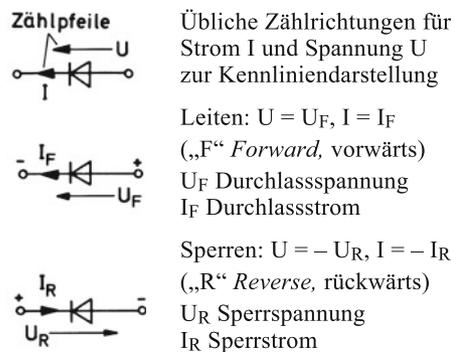
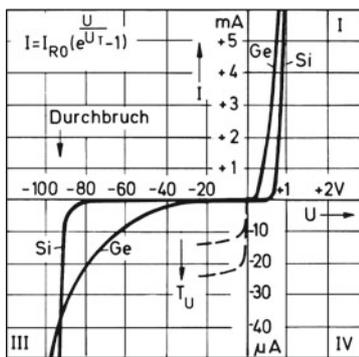


Abb. 3.3 Kennlinien und Begriffe zur Germanium- und Siliziumdiode. U_T ist eine temperaturabhängige Rechengröße mit der Dimension einer Spannung und wird daher „Temperaturspannung“ genannt. Nach Shockley gilt: $U_T \approx 86 \mu V * T/K \approx 26 \text{ mV}$ für $T = 300 \text{ K}$ (T absolute Temperatur, K Kelvin)

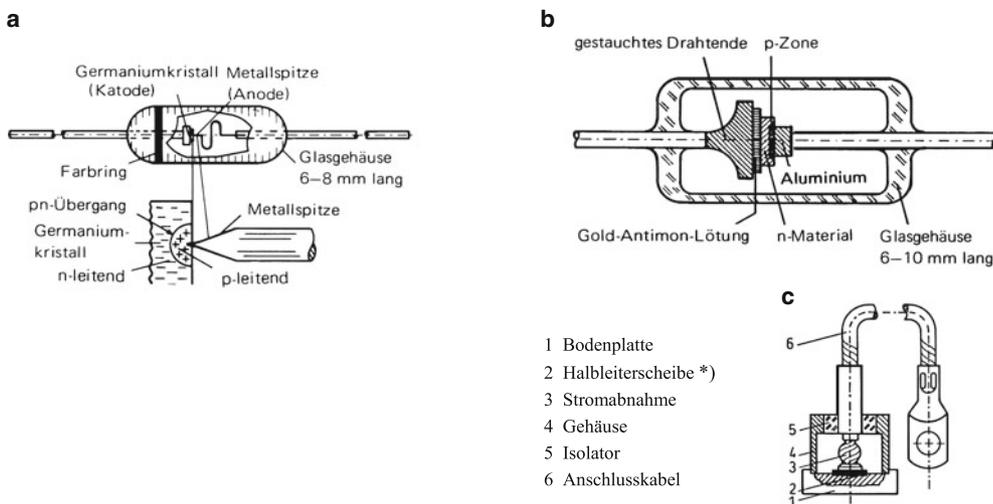


Abb. 3.4 Verschiedene Diodenbauformen (schematisch). a Spitzendiode (vergrößert), b Kleinflächendiode (vergrößert), c Flächendiode für hohe Leistung. *) Halbleiterscheibe wird auf Kupferboden gelötet oder bei größeren Dioden auch mit Tellerfedern angepresst (Druckkontakt-Technik)

3.2 Silizium-Leistungsdioden

Dioden stellen elektrische Ventile dar. Eine ideale Diode hätte in Durchlassrichtung den Widerstand Null und in Sperrrichtung einen unendlich großen Widerstand. Man könnte sie also in Durchlassrichtung mit beliebigem Strom und in Sperrrichtung mit beliebiger Spannung betreiben, ohne dass eine Verlustleistung und damit eine Erwärmung auftreten würde. Bei realen Dioden sind jedoch entsprechende Grenzwerte in bezug auf den Durchlassstrom und die Sperrspannung zu beachten, die den Datenblättern zu entnehmen sind. Man findet dort den „Dauergrenzstrom“, worunter der höchstzulässige arithmetische Mittelwert des Stromes in einer Einwegschaltung nach Abb. 3.7a zu verstehen ist. Dioden für Dauergrenzströme ≥ 1 A bezeichnet man als Leistungsdioden. Sie werden in großen Mengen für Gleichrichterschaltungen benötigt und heute ausschließlich aus Silizium hergestellt. Abb. 3.5 vermittelt einen Eindruck von den üblichen Bauformen. Die zulässige Sperrspannung liegt je nach Typ zwischen 50 V und 1000 V.

Abb. 3.6 zeigt die typische Form der Durchlasskennlinie einer Siliziumdiode für eine Sperrschichttemperatur $T_j = 25^\circ\text{C}$, die man durch den gestrichelten geknickten Geradenzug annähern kann. Die steil ansteigende Gerade bestimmt man zweckmäßig als Sekante durch den 100 %- und 10 %-Punkt der Kennlinie. Dazu wird der höchste vorkommende Strom (Aussteuergrenze) mit 100 % bewertet. Auf diese Weise erhält man eine eindeutige Festlegung der Schleusenspannung U_S und des differentiellen Widerstandes r_F . Mit diesen Kennwerten kann man die Siliziumdiode für alle Spannungen $U > U_S$ durch das angegebene Ersatzbild beschreiben.

Abb. 3.7a zeigt die einfachste Form eines Gleichrichters, den sog. Einweggleichrichter. Er besteht aus einer einfachen Diode, die dem angeschlossenen Lastwiderstand R_L nur während der positiven Halbschwingung der Generatorwechselspannung u_{\sim} Strom zuführt. Es entsteht ein pulsierender Gleichstrom i und eine entsprechende pulsierende Gleichspannung u_g über der Last. Bei idealer Diode hat der Strom die Amplitude \hat{u}/R und einen arithmetischen Mittelwert vom $1/\pi$ -fachen dieses Wertes. In Wirklichkeit bleibt, wie gestrichelt angedeutet ist, der Strom etwas kleiner wegen des Spannungsabfalls über der Diode. Die Abweichung vom Idealfall ist jedoch umso weniger bedeutsam, je größer die Amplitude der Generatorspannung im Vergleich zur Durchlassspannung der Diode ist. In der negativen Halbschwingung nimmt die sperrende Diode die Generatorspannung

praktisch vollständig auf. Bei guten Siliziumdioden ist der dann auftretende Sperrstrom vernachlässigbar klein (siehe Richtwerte in Abb. 3.5).

Bei genauer zeitlicher Auflösung des Spannungs- und Stromverlaufs, insbesondere bei einem Betrieb mit höherer Frequenz, beobachtet man bei den meisten Dioden eine gewisse Sperrverzögerung, wie sie Abb. 3.7b veranschaulicht. Aufgrund der in der Diode während des Durchlasszustandes gespeicherten Ladung tritt nach dem Nullwerden des Stromes bei dann negativer Generatorspannung ein „Ausräumstrom“ i_{tr} in Sperrrichtung auf, bis die Sperrschicht von Ladungsträgern freigeräumt ist. Man bezeichnet diese Trägheitserscheinung beim Sperrvorgang auch mit Trägerstauereffekt (TSE), die Ausräumzeit t_{tr} wird auch als Rückwärtserholzeit (*reverse recovery time*) bezeichnet. Sie liegt bei normalen Si-Dioden in der Größenordnung $10\ \mu\text{s}$, bei „schnellen“ Dioden (*fast recovery diodes*) ist sie kleiner als $1\ \mu\text{s}$. Extrem kurze Verzögerungszeiten haben die sog. Schottky-Dioden³.

Grundsätzlich ist eine Gleichrichterschaltung nur brauchbar, wenn die Verzögerungszeit t_{tr} hinreichend klein ist gegenüber der Periodendauer der Generatorspannung. Die Sperrverzögerung ist aber immer problematisch bei induktiven Stromkreisen. Das schnelle „Abreißen“ des Ausräumstromes nach dem Freiwerden der Sperrschicht führt nämlich zu einer hohen Spannung an der Induktivität, die zusätzlich zu der negativen Generatorspannung die Diode in Sperrrichtung beansprucht und oft durch eine Schutzbeschaltung der Diode bedämpft werden muss⁴. Um diesen zusätzlichen Aufwand zu vermeiden, sind sog. Avalanche-Dioden entwickelt worden. Diese weisen im Gegensatz zu normalen Si-Dioden bei einem Durchbruch eine gleichmäßige Stromverteilung über der gesamten Sperrschicht auf. Gefährliche Stromeinschnürungen mit lokalen Überhitzungen werden dadurch vermieden. Bestimmte Grenzwerte sind aber dennoch zu beachten⁵.

Das Zusammenschalten von Einzeldioden nach Abb. 3.8 ist problematisch. Es führt wegen der unvermeidlichen Kennlinienstreuungen zu einer ungleichen Stromaufteilung im Fall a und einer ungleichen Sperrspannungsaufteilung im Fall b. Durch Ausgleichwiderstände R lassen sich die Strom- und Spannungsaufteilung jedoch verbessern. Abb. 3.8 macht dazu einen Dimensionierungsvorschlag.

³ Zum inneren Aufbau einer Schottky-Diode siehe Abschn. 15.5. Beispiele sind im Anhang B.3.

⁴ Es finden überwiegend RC-Beschaltungen Anwendung, wie sie beim Thyristor im Kap. 19 beschrieben werden.

⁵ Die Bezeichnung Avalanche-Diode ist abgeleitet vom Avalanche-Effekt (Lawinen-Effekt). Darunter versteht man die durch Stoßionisation im Kristall verursachte lawinenartige Trägervermehrung bei einem Diodendurchbruch. Die meisten Z-Dioden basieren auf dem Avalanche-Effekt.

| | | | |
|-----------------|-------------------------------|------------------------------|-----------------------------|
| 1 cm | | | |
| Gehäuse | Kunststoff | Metall | Metall |
| Dauergrenzstrom | 1 A | 3 A | 15 A |
| Sperrstrom | 5 μA | 10 μA | 20 μA |
| Wärmewiderstand | R _{th JU} 100 K/W | R _{th JU} 30 K/W | R _{th JG} 3 K/W |

Abb. 3.5 Bauformen und Richtwerte von Silizium-Leistungsdioden. Der angegebene Widerstand R_{thJU} bezieht sich auf den Wärmeübergang zwischen Sperrschicht (Junction) und Umgebung, der Wärmewiderstand R_{thJG} auf den Wärmeübergang zwischen Sperrschicht und Gehäuse

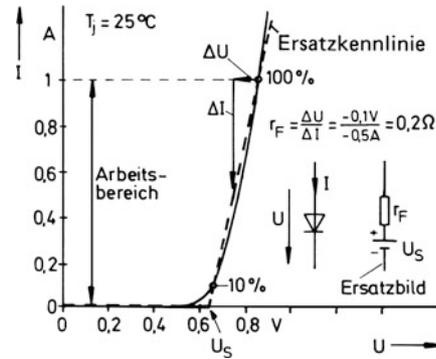


Abb. 3.6 Durchlasskennlinie und Diodenersatzbild

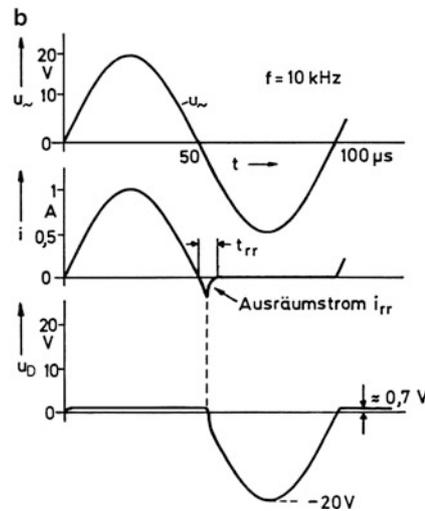
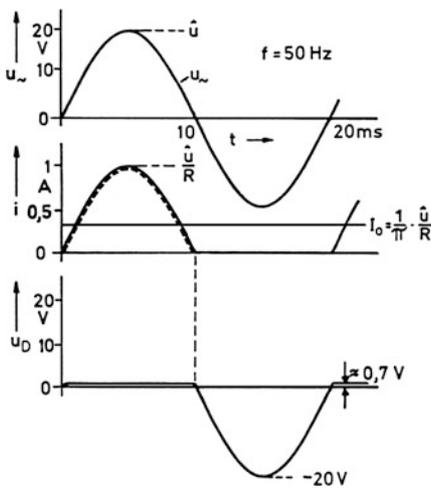
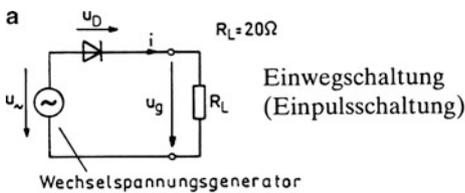
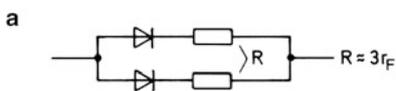
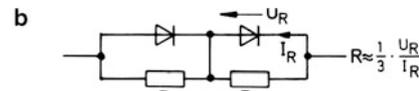


Abb. 3.7 Diode als Einweggleichrichter. **a** bei tiefer Frequenz, **b** bei höherer Frequenz. Analog zur Sperrverzögerung gibt es auch den Effekt der Durchlassverzögerung. Diese bewirkt, dass ein steil ansteigender Durchlassstrom von einer kurzzeitig überhöhten Flussspannung begleitet wird, was bei hohen Schaltgeschwindigkeiten störend sein kann (s. Abschn. 18.3)



Widerstände R verbessern die Stromaufteilung



Widerstände R verbessern die Spannungsaufteilung

Abb. 3.8 Zusammenschaltung von Dioden. **a** Parallelschaltung, **b** Reihenschaltung

3.3 Dioden im Ladegleichrichter

Abb. 3.9 zeigt drei Schaltungsvarianten zur Ladung eines Akkumulators, der eine starre Klemmenspannung U_A haben soll (Innenwiderstand vernachlässigt). Ein Transformator am 50-Hz-Netz liefert sekundärseitig die Spannung u_{\sim} , die gegen die Spannung des Akkus über den Widerstand R und die Dioden den Ladestrom i treibt.

Im Abb. 3.10 wird der Zeitverlauf des Ladestromes ermittelt, wie er sich bei der Einwegschaltung einstellt, wenn man die Amplitude der Wechselspannung $\hat{u} = 24 \text{ V}$ und die Akkuspannung $U_A = 12 \text{ V}$ setzt. Dazu wird zunächst ein ideales Ventil zugrundegelegt. Man betrachtet also die Diode im Durchlassbetrieb als widerstandsfrei, die Ersatzgrößen U_S und r_F nach Abb. 3.9a werden zu Null angenommen. Als wichtige Hilfsgröße ist in Abb. 3.10 neben der Spannung u_{\sim} auch die Spannung u_{DR} aufgetragen, die sich als Differenz zwischen der treibenden Wechselspannung u_{\sim} und der Gegengleichspannung U_A ergibt. Sofern $u_{DR} > 0$ ist, wird die Diode leitend. Den augenblicklich fließenden Strom i erhält man als Quotient aus der Spannung u_{DR} und dem Widerstand R . Sein Zeitverlauf ist in Abb. 3.10 für $R = 4 \Omega$ gestrichelt eingetragen. Danach ergibt sich eine Stromamplitude $\hat{i} = 3 \text{ A}$ bei einem „Stromflusswinkel“ von 120° im Intervall zwischen 30° und 150° .

Nach dieser Betrachtung lassen sich auch die Verhältnisse für die beiden anderen Schaltungsvarianten übersehen. Die Wechselspannungen u_{\sim} seien gleich. Bei der Mittelpunktschaltung wird also ein Transformator mit der doppelten Sekundärspannung benötigt, der zudem eine Mittelanzapfung besitzen muss. Während der negativen Halbschwingung der Wechselspannung u_{\sim} bleibt der Strom i nicht dauernd auf Null. Symmetrisch zum negativen Spannungsscheitel tritt der gleiche Stromimpuls wie in der positiven Halbschwingung auf, so dass sich der Ladestrommittelwert gegenüber der Einwegschaltung verdoppelt. Da der Strom i über zwei verschiedene Diodenzweige fließt, spricht man von Zweiwegschaltungen.

Im Folgenden sollen die Verhältnisse untersucht werden für reale Dioden, zunächst wieder bei der Einwegschaltung unter Zuhilfenahme der Abb. 3.9a mit den Ersatzgrößen $U_S \approx 0,7 \text{ V}$ und $r_F \approx 0,2 \Omega$. Die Bedingung für Stromfluss lautet in diesem Fall $u_{DR} > U_S$ im Gegensatz zu $u_{DR} > 0$ bei idealer Diode. Man findet damit, dass der Strom i im Intervall zwischen 32° und 148° fließen kann, der Stromflusswinkel schrumpft also auf 116° gegenüber 180° im Idealfall, und die Stromamplitude geht von 3 A auf $2,7 \text{ A}$ zurück. Für den Stromverlauf findet man:

$$i = \frac{u_{\sim} - U_A - U_S}{R + r_F} = \frac{24 \text{ V} \cdot \sin \omega t - 12,7 \text{ V}}{4,2 \Omega} \\ \approx 5,7 \text{ A} \cdot \sin \omega t - 3 \text{ A}$$

für $32^\circ \leq \omega t \leq 148^\circ$.

Nach Abb. 3.11 gehört dazu eine Gleichstromkomponente $I_0 \approx 0,58 \text{ A}$ als linearer Mittelwert und ein Effektivwert $I \approx 1,1 \text{ A}$, die sich offensichtlich stark unterscheiden. Man kann diese Größen unabhängig voneinander messen, den Mittelwert mit einem Drehpulgerät und den Effektivwert mit einem echten Effektivwertmesser. Multipliziert mit der Ladezeit ergibt der Mittelwert die dem Akku zugeführte Ladung. Mit dem Effektivwert erhält man die Verlustleistung im linearen Widerstand nach Gl. (3). Die (mittlere) Verlustleistung für die Diode ergibt sich nach Gl. (4), wenn man die reale Diode wie bisher als Reihenschaltung aus einer Gleichspannungsquelle mit der Spannung U_S und einem linearen Widerstand r_F darstellt. Damit erfasst man die Durchlassverluste, die bei guten Dioden sehr viel größer sind als die Sperrverluste. Bei Verwendung einer 1 A-Diode mit einem thermischen Widerstand $R_{th} = 100 \text{ K/W}$ folgt dann mit Gl. (5) auch die sich einstellende Sperrschichttemperatur⁶. Da die Datenblätter Grenzwerte von 150°C bis 175°C ausweisen, genügt also die ausgewählte Diode unter der Voraussetzung, dass der Grenzwert der Sperrspannung nicht überschritten wird. An der Diode tritt eine maximale Sperrspannung von 36 V auf, da im Sperrintervall $u_D = u_{DR}$ ist.

Bei der Mittelpunktschaltung ist der Mittelwert des Ladestromes i gegenüber der Einwegschaltung verdoppelt, die Strombeanspruchung für das einzelne Ventil ist jedoch in beiden Schaltungen gleich. Die Sperrspannung steigt in der Mittelpunktschaltung auf den Wert $2 \cdot \hat{u}$ an.

Bei der Brückenschaltung wirken jeweils 2 Ventile in Reihe, so dass sich der Flusswiderstand r_F und die Schleusenspannung U_S verdoppeln. Dadurch sinkt die Amplitude \hat{i} des pulsierenden Ladestromes im Beispiel nochmals von $2,7 \text{ A}$ auf $2,4 \text{ A}$ bei unveränderter Spannung u_{\sim} . Dieser Effekt ist besonders zu beachten, wenn die Spannung u_{DR} nur wenig größer als die doppelte Schleusenspannung ist, d. h. bei kleiner Spannung u_{\sim} . Die maximal auftretende Sperrspannung ist gleich dem einfachen Scheitelwert⁷.

Literatur: [3-1, 3-2, 3-4]

⁶ Zum thermischen Widerstand siehe Abschn. 3.2, Abb. 3.5. Als Standard-Dioden für den 1 A-Bereich gelten derzeit die Typen 1 N 4001 bis 1 N 4007, siehe Anhang B.3.

⁷ Zum kompakten Aufbau von Brückenschaltungen gibt es einbaufertige Gleichrichterbrücken mit 4 Anschlüssen (\sim , \sim , $+$, $-$). Der Aufbau mit Einzeldioden ist jedoch in der Regel preisgünstiger.

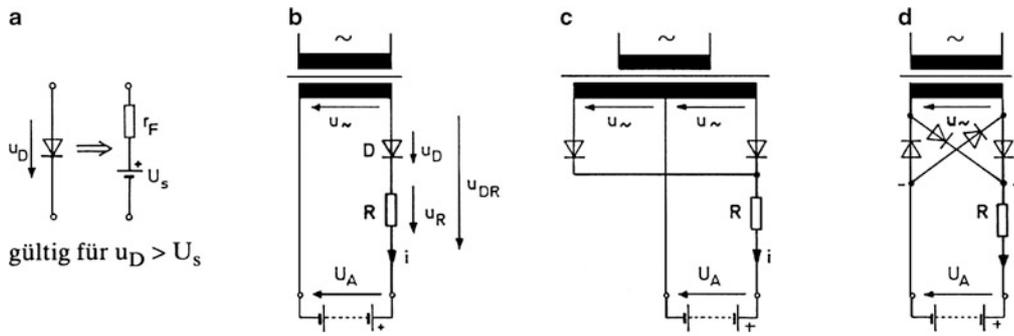


Abb. 3.9 Gleichrichterschaltungen mit Gegengleichspannung. **a** Diodenersatzbild, **b** Einwegschaltung, **c** Mittelpunktschaltung, **d** Brückenschaltung (Graetzschaltung)

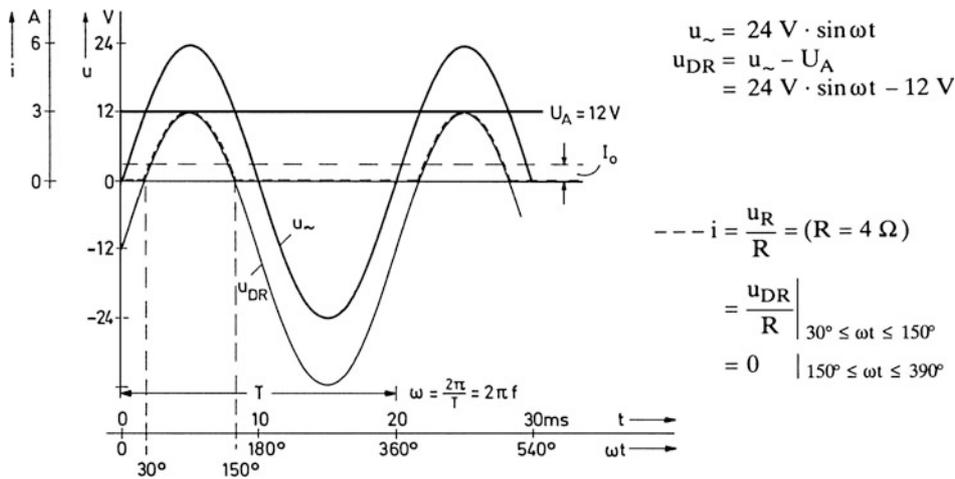


Abb. 3.10 Spannungs- und Stromverlauf der Einwegschaltung bei idealem Ventil

Linearer Mittelwert
$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{32^\circ}^{148^\circ} (5,7 \text{ A} \cdot \sin \omega t - 3 \text{ A}) d\omega t \approx 0,58 \text{ A} \quad *) \quad (1)$$

Effektivwert
$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{32^\circ}^{148^\circ} (5,7 \text{ A} \cdot \sin \omega t - 3 \text{ A})^2 d\omega t} \approx 1,1 \text{ A} \quad (2)$$

Verlustleistung
$$P_R = I^2 \cdot R = (1,1 \text{ A})^2 \cdot 4\Omega \approx 4,8 \text{ W (Mittelwert)} \quad (3)$$

Verlustleistung
$$P_D = U_s \cdot I_0 + r_F \cdot I^2 \approx 0,65 \text{ W (Mittelwert)} \quad (4)$$

Sperrschichttemperatur
$$T_j = P_D \cdot R_{th} + T_U \approx 0,65 \text{ W} \cdot 100 \text{ K/W} + 25^\circ \text{ C} = 90^\circ \text{ C} \quad (5)$$

Abb. 3.11 Berechnung einiger Betriebswerte zur Einwegschaltung. *) Nach internationaler Norm als I_{FAV} (average forward current) bezeichnet, gebräuchlich ist auch die Bezeichnung „Richtstrom“

3.4 Z-Dioden (Zenerdioden)

Als Z-Dioden oder Zenerdioden bezeichnet man Halbleiterdioden mit einem möglichst scharfen „Zenerknick“ in der Sperrkennlinie. Diese Dioden sind speziell für einen Betrieb im Durchbruchgebiet der Kennlinie geeignet. Bewertet man entgegen der bei Dioden sonst üblichen Zählweise den Sperrstrom bzw. Durchbruchstrom und die zugehörige Spannung als positiv, so liegt der entsprechende Kennlinienteil des Sperr- und Durchbruchgebietes im ersten Quadranten der I-U-Ebene (Abb. 3.12a). Der Typ BZX 55 wird mit den in Abb. 3.12 dargestellten Kennlinien hergestellt, die nur bis zum statisch zulässigen Höchstwert des Stromes aufgezeichnet sind. Die Grenze wird durch die Verlustleistungshyperbel für die maximal zulässige Verlustleistung, kurz „Verlusthyperbel“ genannt, gegeben. Diese ist eingetragen für eine Leistung von 400 mW, die bei einer Umgebungstemperatur $T_U = 25^\circ\text{C}$ ohne besondere Kühlmaßnahmen noch gerade zulässig ist. Bei größeren Leistungs-Z-Dioden sind höhere Verlustleistungen zulässig, in Verbindung mit Kühlblechen oder Kühlkörpern sogar mehrere Watt.

Die Bezeichnung Zenerdiode geht zurück auf den von C. Zener entdeckten Zener-Effekt. Darunter versteht man das Herauslösen von Elektronen aus dem Gitterverband des Kristalls infolge einer hohen elektrischen Feldstärke (Feldemission). Tatsächlich ist aber nach heutiger Erkenntnis dieser Effekt nur maßgebend bei Dioden mit einer Durchbruchspannung (Zenerspannung) unterhalb von 5 V. Bei Dioden mit höherer „Zenerspannung“ ist dagegen der Lawineneffekt (Avalanche-Effekt) maßgebend.⁸

Die ideale Z-Diode hat eine Kennlinie, die bei der Spannung U_{Z0} senkrecht abbiegt (Abb. 3.12b). Die Kennlinie der realen Z-Diode weicht davon ab, lässt sich aber gut annähern durch einen geknickten Geradenzug mit den Kennwerten U_{Z0} und r_z (differentieller Widerstand). Die reale Z-Diode weist auch eine gewisse Abhängigkeit der Z-Spannung von der Temperatur auf, die ausgedrückt wird durch den Temperaturkoeffizienten TK_U (Abb. 3.12c). Dieser ist negativ bei Dioden mit Z-Spannungen unter 5 V, sonst positiv.

Abb. 3.13 zeigt als Anwendungsbeispiel eine einfache Begrenzerschaltung unter der Annahme einer idealen Z-Diode mit $U_{Z0} = 10\text{ V}$. Der gegenüber der Z-Spannung auftretende Spannungsüberschuss (punktiert) wird abgekappt und fällt am Widerstand R ab. Die Schaltung eignet sich auch für die Erzeugung einer stabilisierten Gleichspannung, die möglichst unabhängig von Schwankungen der Eingangs-

spannung sein soll. Die Stabilisierung ist umso besser, je kleiner das Verhältnis r_z/R ist. Sie wäre vollkommen für $r_z = 0$ und $TK_U = 0$. Die letzte Bedingung wird bei temperaturkompensierten Z-Dioden (Referenzdioden) dadurch näherungsweise erfüllt, dass man eine normale Diode in Reihe schaltet (siehe Anhang B.3 mit dem Beispiel der Referenzdiode 1 N 821 ff.).

Im Allgemeinen wird die Schaltung durch einen Widerstand R_L belastet (Abb. 3.14a). Eine analytische Behandlung ist leicht möglich, wenn man die reale Z-Diode ZD ersatzweise darstellt, wie in Abb. 3.14b angegeben wird. Die Reihenschaltung der Spannungsquelle (U_{Z0}) mit einem Widerstand r_z folgt unmittelbar aus der Ersatzkennlinie (Knickkennlinie) nach Abb. 3.12b. Sie ist nur gültig für $U_Z \geq U_{Z0}$.

Besonders anschaulich ist die graphische Behandlung nach Abb. 3.14c: Bei offenen Ausgangsklemmen ($R_L = \infty$) ist $I_R = I_Z$. Man erhält den Arbeitspunkt A_0 als Schnittpunkt der Zenerkennlinie mit der Widerstandsgeraden WG entsprechend der Gleichung $U_Z = U_1 - I_Z \cdot R$. Für eine herabgesetzte Eingangsspannung $U_1 - \Delta U_1$ ergibt sich die gestrichelte parallel verlaufende Widerstandsgerade und der Arbeitspunkt A'_0 . Offenbar nimmt mit der Eingangsspannung der Zenerstrom stark ab, die Zenerspannung dagegen nur geringfügig.

Bei einer Belastung mit dem Widerstand R_L kann man die Widerstandsschaltung $R - R_L$ als Spannungsteiler auffassen, der seinerseits durch die Z-Diode belastet wird. Man erhält dazu die strichpunktierte Widerstandsgerade und den Arbeitspunkt A_L für $U_1 = 40\text{ V}$, $R = 1\text{ k}\Omega$ und $R_L = 500\ \Omega$. Bei abnehmendem Lastwiderstand geht der Strom I_Z schließlich gegen Null, und die Stabilisierung setzt aus.

Stets führt eine stationäre Verlustleistung $P_Z = U_Z \cdot I_Z$ zu einer entsprechenden Erwärmung der Z-Diode um $\Delta T = U_Z \cdot I_Z \cdot R_{th}$. Bei positivem TK-Wert verschiebt sich dann ihre Kennlinie nach rechts, bei negativem nach links. Damit wird:

$$\begin{aligned} U_Z(T) &= U_{Z0} + TK_U \cdot U_{Z0} \cdot \Delta T + I_Z \cdot r_z \\ &= U_{Z0} + TK_U \cdot U_{Z0} \cdot U_Z \cdot I_Z \cdot R_{th} + I_Z \cdot r_z \end{aligned}$$

Mit $U_Z \approx U_{Z0}$ folgt:

$$U_Z(T) \approx U_{Z0} + I_Z \cdot (TK_U \cdot U_{Z0}^2 \cdot R_{th} + r_z) = \underline{U_{Z0} + I_Z \cdot (r_{zth} + r_z)}.$$

Diese Rechnung führt auf das Ersatzbild nach Abb. 3.14d. Danach kann also der Einfluss einer vom Strom verursachten Temperaturänderung berücksichtigt werden durch die Einführung eines zusätzlichen differentiellen Widerstandes r_{zth} in Reihe zu dem „inhärenten“ differentiellen Widerstand r_z . Bei kurzzeitigen Stromänderungen ohne eine Temperaturänderung ist der Letztere allein wirksam.

Literatur: [3-1, 3-2, 3-3, 3-5]

⁸ Siehe dazu Fußnote 5 im Abschn. 3.2.

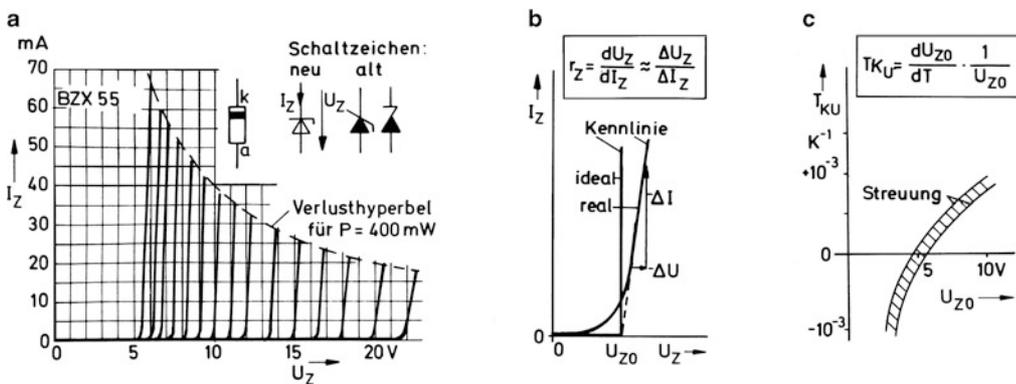


Abb. 3.12 Kennlinien und Kennwerte von Z-Dioden. **a** Kennlinienschar, **b** Einzelkennlinien, **c** Temperaturkoeffizient

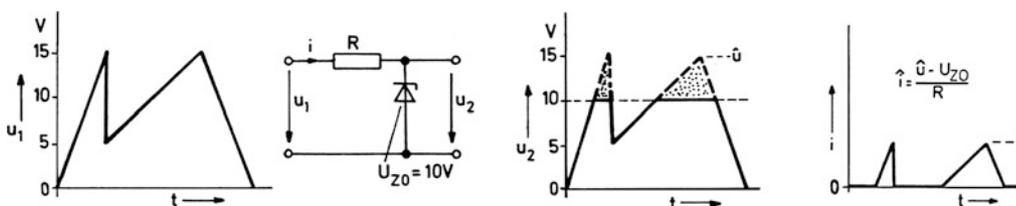


Abb. 3.13 Wirkungsweise einer Begrenzungs- und Stabilisierungsschaltung. Zur Erzielung einer passenden Begrenzung ist es möglich, zwei oder mehrere Z-Dioden in Reihe zu schalten. Die Z-Spannungen addieren sich. Die Verlustleistung teilt sich entsprechend den einzelnen Z-Spannungen auf.

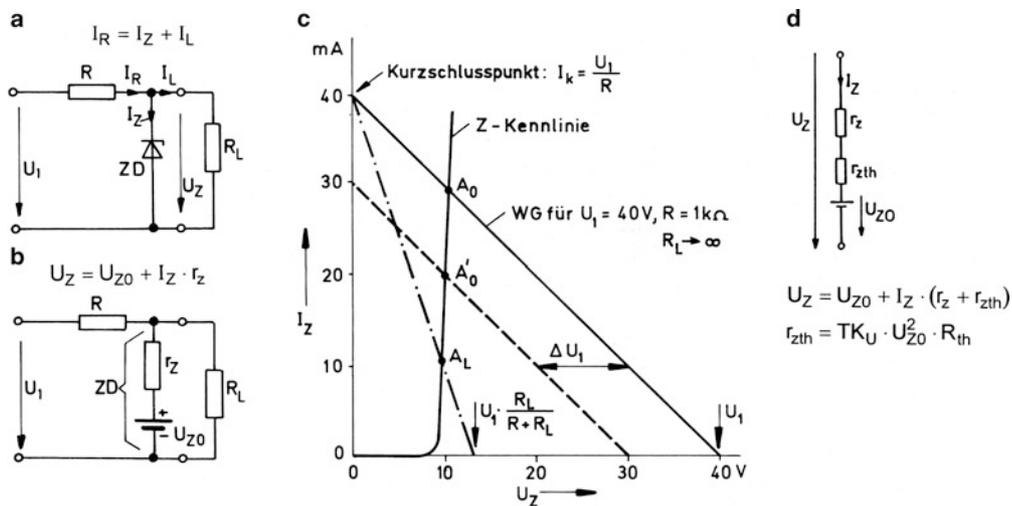


Abb. 3.14 Stabilisierungs- oder Begrenzerschaltung mit Belastung. Zu der graphischen Behandlung der Schaltung vgl. Abschn. 1.6, Abb. 1.19c. Die Widerstandsgeraden können auch als Generatorkennlinien aufgefasst werden. **a** Schaltbild, **b** Ersatzbild, **c** graphische Betrachtung, **d** Diodenersatzbild mit temperaturbedingtem differentiellen Widerstand r_{zth}

3.5 Fotodioden und Fotoelemente

Fotodioden und Fotoelemente basieren auf dem gleichen Wirkungsprinzip. Sie sind Halbleiterdioden mit einer lichtempfindlichen Zone in der Umgebung der Sperrschicht. Abb. 3.15 zeigt Ausführungsformen. Im unbeleuchteten Zustand verhalten sie sich wie gewöhnliche Dioden, beispielsweise mit der Kennlinie ① nach Abb. 3.16. Diese verläuft durch den Nullpunkt. Setzt man die Sperrschicht einer Lichtstrahlung aus, so verschiebt sich die Kennlinie in Richtung der negativen Stromachse. Diese Verschiebung kommt dadurch zustande, dass sich proportional zur Intensität des einwirkenden Lichts freie Elektronen-Loch-Paare bilden, die den ursprünglichen Sperrstrom, hier als Dunkelstrom bezeichnet, erhöhen. Der zusätzlich durch Licht erzeugte Strom wird als Fotostrom I_P bezeichnet. Dafür kann man schreiben: $I_P = S \cdot E$ mit S als Lichtempfindlichkeit und E als Beleuchtungsstärke. Den Kennlinien der Abb. 3.16 entnimmt man beispielsweise: $S \approx 10 \mu\text{A}/400 \text{ lx} = 25 \text{ nA/lx}$.

Mit diesem Verständnis kommt man zu den Ersatzschaltungen nach Abb. 3.17. Man stellt sich die lichtempfindliche Diode einfach als eine normale Diode mit parallel geschaltetem Fotostromgenerator vor. Bei offenen Klemmen (Leerlauf) fließt der Fotostrom I_P nur intern und erzeugt nach außen die Leerlaufspannung U_L . Bei kurzgeschlossenen Klemmen ($U = 0$) fließt der Fotostrom vollständig nach außen und bildet den Kurzschlussstrom I_K . Die Abhängigkeiten der Größen U_L und I_K von der Beleuchtungsstärke E kann man Abb. 3.16 entnehmen. Dabei ist vor allem die lineare Abhängigkeit des Kurzschlussstromes von der Beleuchtungsstärke für Messzwecke interessant (s. auch Anhang B.3).

Die Ersatzbilder beschreiben nur das Gleichstromverhalten. Das dynamische Verhalten wird vor allem bestimmt durch die Kapazität der Sperrschicht. Im Bereich $U < 0$ handelt es sich dabei um die sehr kleine elektrostatische Kapazität der Sperrschicht, im Bereich $U > 0$ dagegen um die relativ große „Diffusionskapazität“, die zu einer entsprechend großen Zeitkonstanten führt, (vgl. Abschn. 20.6).

Abb. 3.18 zeigt drei Grundschaltungen in Verbindung mit einem Reihenwiderstand R und verschiedenen Betriebsspannungen U_B . Die eingetragenen Pfeile für die Spannungen U und U_B sind Zählpfeile für die Vorzeichenfestlegung, ebenso der auf die Leitung gezeichnete Strompfeil. Damit gilt für alle drei Fälle die angegebene Spannungsbeziehung $U = U_B - I \cdot R$, die zu den drei in Abb. 3.16 eingetragenen Widerstandsgeraden führt. Im ersten Fall (WG1) ist die Betriebsspannung in Sperrichtung wirksam. Die lichtempfindliche Diode arbeitet als „Fotodiode“ mit lichtgesteuertem

Sperrstrom. Interessanterweise verschiebt sich bei großer Beleuchtungsstärke ($E > 900 \text{ lx}$) der Arbeitspunkt entlang der Widerstandsgeraden aus dem dritten in den vierten Quadranten. Die Polarität der Spannung kehrt sich dabei unter Beibehaltung der Stromrichtung um. Es wird $U > 0$. Die Fotodiode wird so zum „Fotoelement“ und wandelt sich damit vom Verbraucher zum Erzeuger.

Das zweite Beispiel mit $U_B = 0$ beschreibt den normalen Betriebsfall als Fotoelement. Der Arbeitspunkt liegt stets im vierten Quadranten, wobei am Fotoelement eine Spannung von der Polarität einer Durchlassspannung auftritt, während der äußere Strom I in Sperrichtung fließt. Der oben schon besprochene Leerlauf- und Kurzschlussbetrieb sind Grenzfälle für $R \rightarrow \infty$ bzw. $R = 0$.

Im dritten Beispiel wird eine positive Betriebsspannung angesetzt, die als Gegenspannung zu der vom Fotostrom erzeugten Spannung wirkt. Es liegt weiterhin Fotoelementbetrieb vor, solange der Arbeitspunkt im vierten Quadranten verbleibt. Abgesehen von sehr kleinen Beleuchtungsstärken ist dies im Beispiel der Fall. Beim Abschalten der Beleuchtung wechselt der Strom die Richtung.

Ein entsprechender Anwendungsfall ist der Ladegenerator nach Abb. 3.19a. Um eine ausreichende Klemmenspannung U zu erzeugen, müssen mehrere Elemente in Reihe geschaltet werden. Außerdem muss eine Diode D als Rückstromsperre dafür sorgen, dass keine Entladung stattfindet, wenn die Beleuchtung ausfällt. Abb. 3.19b zeigt die gleiche Schaltung mit genormten Schaltzeichen.

Abb. 3.19c stellt die Verhältnisse dar für die eben besprochene Schaltung, wenn Fotoelemente mit den Kennlinien nach Abb. 3.16 verwendet werden. Wegen der Reihenschaltung von vier Elementen vervierfacht sich die Spannung bei gleichem Strom. Aus praktischen Gründen wird dieser hier in umgekehrter Richtung positiv gezählt, so dass die entsprechenden Kennlinien als Generatorkennlinien im ersten Quadranten erscheinen. Die Schnittpunkte A_1 , A_2 , A_3 mit der Lastkennlinie für die Reihenschaltung Diode-Akku geben die Arbeitspunkte für verschiedene Beleuchtungsstärken an. Dabei wird eine Akkuspannung U_A von 1 V unterstellt.

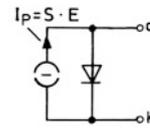
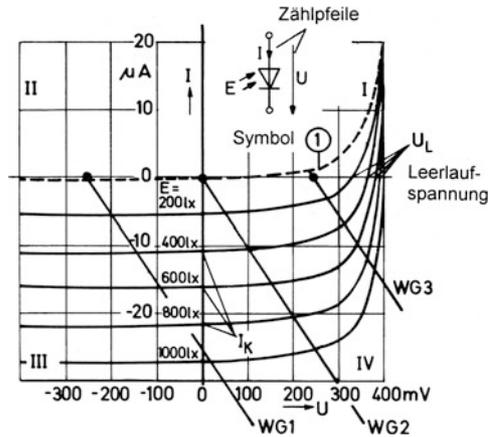
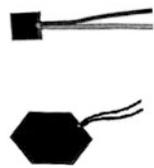
Die in Abb. 3.19c ermittelten Stromstärken sind für die Praxis jedoch völlig unbefriedigend. Sie beziehen sich auf Fotoelemente kleiner Bauform, wie sie in der Mess- und Steuerungstechnik verwendet werden. Für energietechnische Anwendungen baut man dagegen möglichst großflächige Fotoelemente auf Siliziumbasis mit hoher Stromergiebigkeit, die man als Solarzellen bezeichnet (siehe Abschn. 20.6).

Literatur: [3-6]

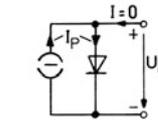
Fotodiode/
Fotoelement



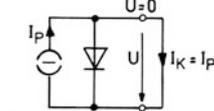
Fotoelemente



allgemein



Leerlauf



Kurzschluss

Abb. 3.15 Bauformen

Abb. 3.16 I-U-Kennlinien

Abb. 3.17 Ersatzbilder

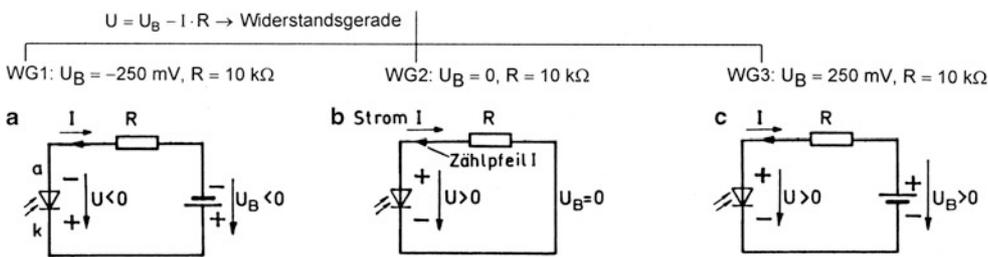


Abb. 3.18 Betriebsarten Fotodiode – Fotoelement. Für den Strom I gibt der auf die Leitung gezeichnete Zählpfeil (Bezugspfeil) die positive Richtung vor. Mit diesem gilt: $U = U_B - I \cdot R$. Der äußere entgegengesetzte Pfeil gibt die tatsächliche Flussrichtung an, die demnach als negativ gilt. Siehe dazu auch die Anmerkungen zu Zählpfeilen vor dem Anhang A. a Diodenbetrieb, b Elementbetrieb, c Element mit Gegenspannung

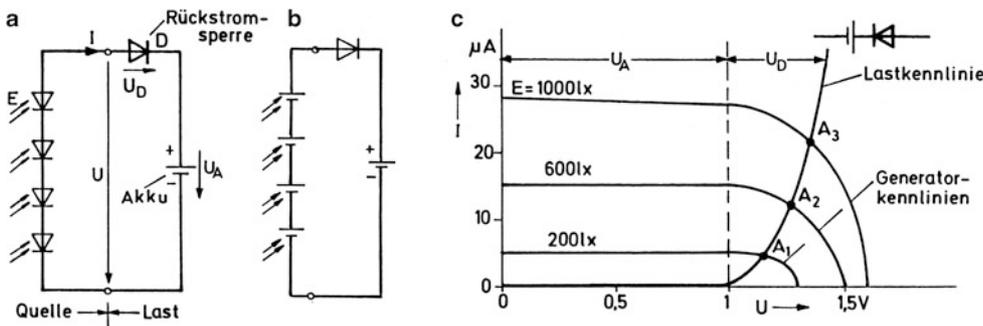


Abb. 3.19 Reihenschaltung von Fotoelementen als Ladegenerator. a Schaltung, b Schaltbild nach DIN, c Kennlinien

3.6 Lumineszenz-Dioden (Leuchtdioden)

Lumineszenz-Dioden nutzen die Erscheinung der Elektrolumineszenz, d. h. der Lichterzeugung durch elektrischen Strom aufgrund einer direkten atomaren Anregung ohne notwendige Erwärmung. In der Praxis nennt man sie meistens Leuchtdioden, abgekürzt LED (*light emitting diode*). Es handelt sich um Halbleiterdioden aus geeigneten Grundmaterialien, die beim Betrieb in Durchlassrichtung Licht aussenden. Dies geschieht, wenn Elektronen in der Sperrschicht mit Löchern rekombinieren. Die emittierte Strahlungsleistung ist etwa dem Durchlassstrom proportional. Je nach Material liegt das Maximum des Strahlungsspektrums im infraroten oder sichtbaren Bereich. Galliumarsenid-Dioden sind Infrarotstrahler, Galliumarsenidphosphid-Dioden senden rotes Licht aus. Den Aufbau einer LED zeigt Abb. 3.20a. Die Kennlinie nach Abb. 3.20b gleicht der einer normalen Diode mit relativ hoher Durchlassspannung.

Der Diode ist zum Betrieb an einer niederohmigen Spannungsquelle ein strombegrenzender Widerstand vorzuschalten, der gelegentlich auch innerhalb des Gehäuses angeordnet wird. Die resultierende Kennlinie für die Reihenschaltung Diode-Widerstand kann man als „gescherte“ Diodenkennlinie auffassen (Abb. 3.20b). Für eine Betriebsspannung $U_B = 2,6 \text{ V}$ und $R_V = 40 \Omega$ ergibt sich danach ein Strom $I_F = 25 \text{ mA}$ (Arbeitspunkt A).

Die LED lässt sich praktisch trägefrei ein- und ausschalten. Die Lichtanstiegs- und Abfallzeit liegt unter einer Mikrosekunde. Im Gegensatz dazu benötigt eine Glühlampe etwa 30 ms, um sich auf den stationären Betrieb einzustellen. Dabei liegt die Einschaltstromspitze (Kaltleiter) etwa beim Zehnfachen des stationären Stromwertes. Eine derartige Stromüberhöhung gibt es bei der LED nicht.

Betrieibt man eine LED nach Abb. 3.20c an Wechselspannung, so sendet sie nur Lichtimpulse während der Durchlasshalbschwingung aus, die bei genügender Frequenz vom Auge als kontinuierliches Licht empfunden werden. Eine in Reihe geschaltete Diode schützt vor einem Durchbruch während der Sperrhalbschwingung. Bei direktem Netzanschluss (230 V~) und Vorgabe der Stromamplitude \hat{i} gelten für den Widerstand die angegebenen Formeln. Für $\hat{i} = 30 \text{ mA}$ und $U = 230 \text{ V}$ erhält man: $R_V \approx 10 \text{ k}\Omega$, $P_V \approx 2,5 \text{ W}$. Die Schutzdiode muss eine Sperrspannung von mindestens $\sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} \approx 350 \text{ V}$ aushalten können.

LEDs werden bisher hauptsächlich in den Standardfarben Rot, Orange, Gelb und Grün hergestellt, neuerdings auch in der Farbe Blau (siehe Anhang B.3). Durch Farbmischung in einer Multi-Chip-LED lassen sich alle Farben – sogar

Weiß – erzeugen. Große Anstrengungen werden unternommen, um den Wirkungsgrad von LEDs so zu erhöhen, dass diese auch Glühlampen ersetzen können. Abb. 3.21a zeigt eine neuartige superhelle LED. Im Übrigen behilft man sich mit Multi-Chip-Anordnungen entsprechend Abb. 3.21b. Mit einer großen Zahl von LED-Chips, gebondet auf einer Leiterplatte, ergeben sich Leuchtflächen nach Abb. 3.21c, die als Hintergrundbeleuchtung (*Backlight*) für Anzeigen dienen⁹.

Anzeigen sind das Hauptanwendungsgebiet für LEDs. Sie werden dazu in vielfältiger Weise zu Anzeigeeinheiten (*Displays*) kombiniert. In einfacher Aneinanderreihung nach Abb. 3.22a ergeben sie eine Leuchtbalkenanzeige (*Bar graph*), die als grobe Analogwertanzeige dienen kann. Abb. 3.22b zeigt die bekannte Sieben-Segment-Anzeige mit Dezimalpunkt. Jedes Segment wird in der Regel durch *eine* LED gebildet, wobei entweder die einzelnen Anoden oder Katoden zusammengeschaltet werden. Größere Abmessungen der Segmente können durch Reihenschaltung mehrerer LEDs erzielt werden.

Abb. 3.22c zeigt eine Matrix-Anzeige im 5×7 -Punktraster. Jede Diode kann durch eine Zeilen- und eine Spaltenleitung angesteuert werden. In der Praxis steuert man die Anzeige impulsweise in schneller Folge Zeile für Zeile an, wobei die Spalten dann im gleichen Takt entsprechend dem gewünschten Zeichenbild eingeschaltet werden (Multiplexsteuerung).

Allen LEDs gemeinsam ist die Eigenschaft der Degradation. Dabei handelt es sich um die allmähliche Abnahme der Helligkeit aufgrund von Alterungsprozessen. LEDs „kochen aus“. Mit diesem Ausdruck verbindet sich die Vorstellung, dass die Degradation umso schneller abläuft, je höher die Betriebstemperatur ist. In der Tat wird die sog. Halbwertszeit, innerhalb derer die Strahlungsintensität bis zur Hälfte des Neuwertes absinkt, beträchtlich verringert, wenn man den Betriebsstrom erhöht. Erreichbar sind Halbwertszeiten in der Größenordnung von 100.000 h, d. h. von mehr als 10 Jahren. Die noch relativ jungen blauen LEDs bleiben in ihrer Lebenserwartung darunter. Störend ist die noch nicht ganz geklärte Erscheinung der Degradation vor allem bei messtechnischen Anwendungen, die mit einem konstanten Lichtstrom arbeiten. Ein Totalausfall, wie er bei Glühlampen häufig vorkommt, tritt bei LEDs selten auf.

Literatur [3-2, 3-6]

⁹ Seit 1999 gibt es auch weiße LEDs als Single-Chip-Ausführung mit $I_F = 10 \dots 20 \text{ mA}$ bei $U_F \approx 4 \text{ V}$.

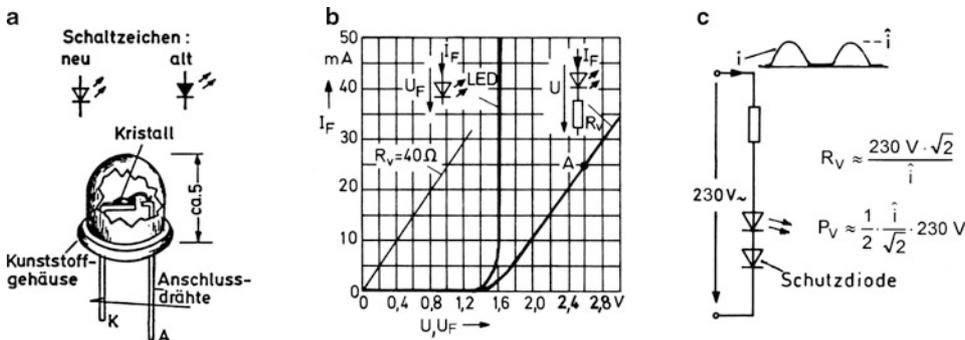


Abb. 3.20 Grundlagen der Lumineszenzdioden. **a** Aufbau, **b** Kennlinien. Kennlinie einer GaAsP-Diode für rotes Licht. Galliumphosphid-Dioden (GaP) für rotes und grünes Licht haben Durchlassspannungen von etwa 2 V (siehe Anhang B.3). LEDs mit niedrigen Durchlassspannungen (infrarot, rot) eignen sich auch als Ersatz für Z-Dioden mit 1,3 ... 1,6 V, **c** Schaltung für Wechselspannungsbetrieb

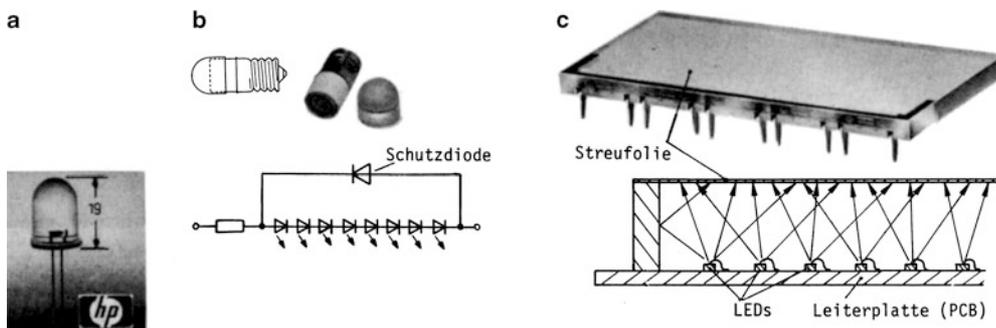


Abb. 3.21 LED-Leuchten. **a** Lichtstarke LED, **b** Multi-LED-Lampe, **c** Flächenleuchte. Nicht zu verwechseln mit Lumineszenzfolien (Leuchtfolien), die dem gleichen Zweck dienen. Diese stellen im Grunde Leuchtkondensatoren dar, die mit einem durch Wechselspannung anregbaren Dielektrikum sehr geringer Dicke zwischen durchsichtigen, elektrisch leitenden Folien arbeiten

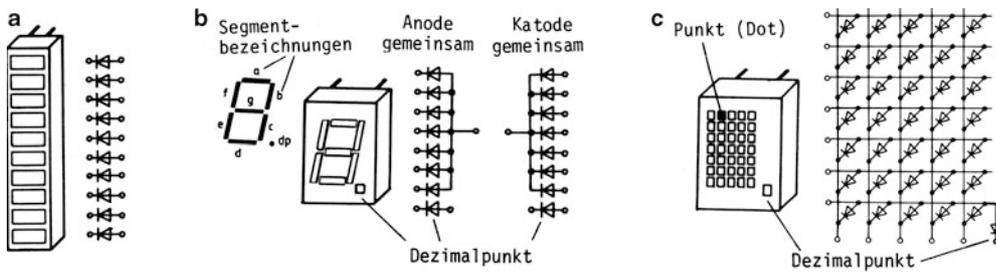


Abb. 3.22 LED-Displays. **a** Leuchtbalkenanzeige, **b** Sieben-Segment-Anzeige, **c** Punkt-Matrix-Anzeige

4.1 Kondensatoren, Grundbegriffe

Kondensatoren bestehen in ihrer Grundform aus 2 gegeneinander isolierten räumlich ausgedehnten Elektroden (z. B. Platten, Zylinder entsprechend Abb. 4.1). Mit dem Anlegen einer Spannung U nimmt der Kondensator die elektrische Ladung Q auf und speichert in seinem elektrischen Feld die Energie W . Es gilt:

$$Q = C \cdot U \quad \text{und bei konstantem Faktor } C \quad W = \frac{1}{2} C \cdot U^2.$$

Die Proportionalitätskonstante nennt man Kapazität. Ihre Einheit ist $1 \text{ As/V} = 1 \text{ F}$ (Farad). Besonders gebräuchlich sind die Untereinheiten Mikrofarad, Nanofarad und Pikofarad (siehe Anhang A.15).

Die Kapazität als wichtigste Kenngröße eines Kondensators ist abhängig von der Geometrie des Kondensators sowie vom Medium (Dielektrikum) zwischen den Platten. Die Eigenschaften des Dielektrikums werden erfasst in der relativen Dielektrizitätskonstanten ϵ_r , auch Dielektrizitätszahl genannt. Sie hat den Wert 1 für Luft, bei den meisten festen und flüssigen Stoffen liegt ihr Wert unter 10. Eine Ausnahme bilden Wasser mit $\epsilon_r \approx 80$ und die sogenannten ferroelektrischen Stoffe wie Bariumtitanat mit $\epsilon_r = 500 \dots 10.000$. Die letzteren Stoffe sind Keramikmaterialien und werden wegen ihrer außergewöhnlich hohen ϵ_r -Werte auch als „HDK-Massen“ bezeichnet, die zu unterscheiden sind von den NDK-Massen mit ϵ_r -Werten unter 500¹. Die klassischen Dielektrika Glas und Glimmer haben ϵ_r -Werte zwischen 4 und 8, moderne Kunststoffe haben Werte zwischen 2 und 6.

Legt man an einen Kondensator eine sinusförmige Wechselspannung $u = \hat{u} \sin \omega t$, so ergibt sich nach Abb. 4.2a beim verlustfreien Kondensator ein um 90° voreilender Strom i :

$$i = C \cdot \frac{du}{dt} = C \cdot \omega \cdot \hat{u} \cos \omega t = \hat{i} \cdot \cos \omega t$$

$$\text{mit } \hat{i} = \hat{u} \cdot \omega C = \frac{\hat{u}}{X_c} \quad \left(X_c = \frac{1}{\omega C} \text{ Blindwiderstand} \right).$$

¹ NDK = Niedrige Dielektrizitätskonstante (Keramik Typ 1), HDK = Hohe Dielektrizitätskonstante (Keramik Typ 2). Für eine neuere Sperrschichtkeramik (Typ 3) werden sogar ϵ_r -Werte bis zu 100 000 genannt. Dabei handelt es sich jedoch nur um eine Variante der HDK-Keramik, bei der durch die Bildung sehr dünner Sperrschichten durch Oxidation an den Korngrenzen die Dielektrizitätszahl scheinbar stark erhöht wird.

Beispiel (Abb. 4.2a mit U als Effektivwert):

$$\omega = 2\pi f, \quad \hat{i} = 220 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 50 \frac{1}{\text{s}} \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}} = 98 \text{ mA}.$$

Da wegen der nicht vollkommenen Isolierung der Elektroden und der ständig wechselnden Polarisierung des Dielektrikums auch eine Verlustleistung auftritt, ist der Strom im realen Fall kein reiner Blindstrom (90° -Lage), sondern er ist gegen die 90° -Lage um den „Verlustwinkel“ δ versetzt (gestrichelt). Man ordnet dann dem realen Kondensator zweckmäßig ein Ersatzbild nach Abb. 4.2b zu, aus dem sich der Tangens des Verlustwinkels, auch Verlustfaktor genannt, wie angegeben berechnen lässt. Der Verlustwiderstand R_p ist in der Regel frequenzabhängig. In den meisten praktischen Fällen ist der Verlustfaktor kleiner als 10^{-2} , d. h. der Verlustwiderstand R_p ist mindestens 100mal größer als der kapazitive Widerstand X_c . Der Strom I wird dann praktisch nur durch den kapazitiven Widerstand bestimmt. Die kleine Wirkkomponente im Strom führt aber zu einer Erwärmung des Kondensators beim Betrieb an Wechselspannung. Es gilt für die Verlustleistung: $P_V = U^2/R_p = U^2 \cdot \omega C \cdot \tan \delta$.

Man bezeichnet den Kehrwert des Verlustfaktors $\tan \delta$ als Gütefaktor Q , kurz Güte genannt. Für genügend hohe Güte bzw. kleinen Verlustfaktor lässt sich leicht das Parallelersatzbild gemäß Anhang A.9 in ein äquivalentes Reihenersatzbild umwandeln (Abb. 4.2c).

Für die Zusammenschaltung von Kondensatoren erhält man die resultierenden Werte nach Abb. 4.3. Dort wird auch der resultierende Temperaturkoeffizient angegeben (vgl. Abschn. 4.3).

Bei einem Betrieb im Hochfrequenzbereich ist zu beachten, dass sich die Zuleitung und auch teilweise die Platten mit einem magnetischen Feld umgeben. Jedem Kondensator kann man also eine „Eigeninduktivität“ L zuordnen (Abb. 4.4). Aufgrund dieser Induktivität nimmt der Scheinwiderstand mit der Frequenz nicht stetig ab, sondern steigt meist nach Durchlaufen eines Minimums im MHz-Bereich wieder an.

Literatur: [1, 4-1, 4-2, 4-3]

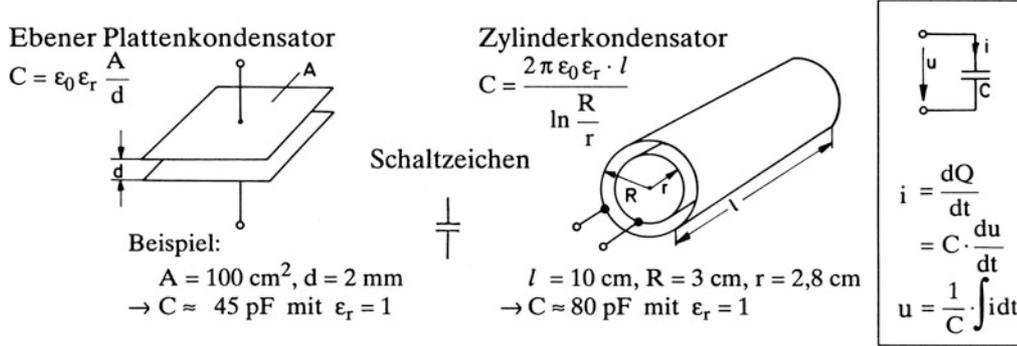


Abb. 4.1 Kondensatorgrundformen und Strom-Spannungsgesetz

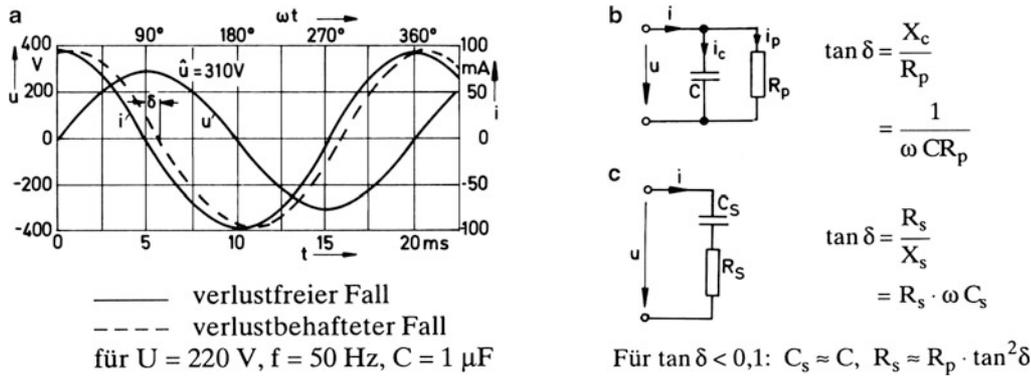


Abb. 4.2 Zeitvorgänge und Ersatzbilder zum realen Kondensator. a Zeitvorgänge, b Parallelersatzbild, c Reihenersatzbild

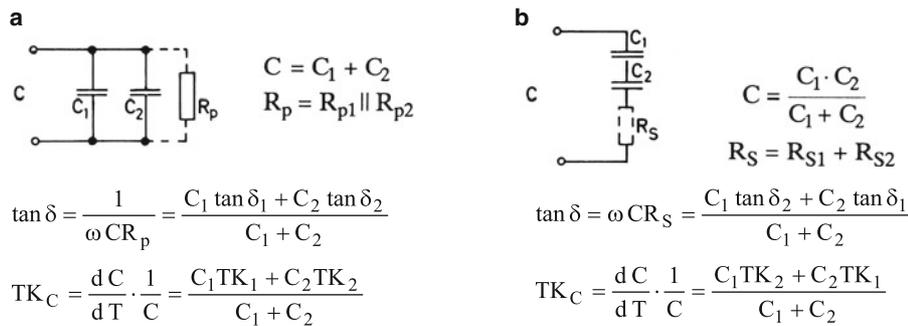


Abb. 4.3 Zusammenschaltung von realen Kondensatoren. a Parallelschaltung, b Reihenschaltung

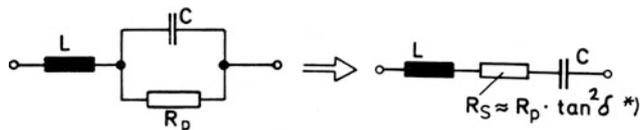


Abb. 4.4 Hochfrequenzersatzbild des Kondensators. *) Der Serienersatzwiderstand R_s eines Kondensators wird häufig als R_{ESR} bezeichnet. (ESR = Equivalent Series Resistor)

4.2 Laden und Entladen eines Kondensators

Ist ein Kondensator mit der elektrischen Ladung Q aufgeladen, so liegt zwischen seinen Platten (Belägen) die Spannung u . Es gilt:

$$u = \frac{Q}{C}$$

mit C als Kapazität, z. B.:

$$u = \frac{1 \text{ mAs}}{1 \text{ }\mu\text{F}} = \frac{10^{-3} \text{ As}}{10^{-6} \text{ As/V}} = 10^3 \text{ V.}$$

Unter der Voraussetzung, dass ein Kondensator mit der Kapazität $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ eine ausreichende Spannungsfestigkeit besitzt, lädt er sich also auf 1000 V auf, wenn man ihn über die Dauer einer Sekunde mit einem Strom von 1 mA auflädt. Er besitzt dann in dem elektrischen Feld die Energie

$$W = \frac{1}{2} C \cdot u^2 = \frac{1}{2} \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}} \cdot 10^6 \text{ V}^2 = \frac{1}{2} \text{ Ws.}$$

In den meisten Fällen wird ein Kondensator über einen Vorwiderstand R von einer Spannungsquelle aus aufgeladen (Abb. 4.5a). Wie die Lösung der zugehörigen Differentialgleichung zeigt, steigt dann die Spannung nach der angegebenen Exponentialfunktion bis auf den Wert der Quellenspannung an. Ihr Zeitverlauf ist aufgezeichnet. Wie man sich leicht überzeugt, hat die eingetragene Anfangstangente die Steigung U/τ (hier 10 V/ms), wobei mit U die Quellenspannung und mit τ die „Zeitkonstante“ der Schaltung bezeichnet wird. Indem man für die Zeit t jeweils ganze Vielfache der Zeitkonstante einsetzt, erkennt man, dass zu den eingetragenen Zeitpunkten die angegebenen Prozentwerte der Spannung vom Endwert erreicht werden. Im gleichen Maße, wie die Spannung steigt, fällt der Strom nach der angegebenen Exponentialfunktion ab.

Verbindet man die Pole eines aufgeladenen Kondensators gemäß Abb. 4.5b über einen Widerstand, so entlädt er sich. Dabei nimmt die Spannung wie dargestellt exponentiell ab. Es fließt ein abklingender Entladestrom in umgekehrter Richtung wie bei der Aufladung. Durch diesen Entladestromstoß wird die vorher gespeicherte Energie im Widerstand in Wärme umgesetzt. Ein Vergleich mit dem Ladestrom zeigt, dass die Verlustarbeiten beim Laden und Entladen gleich sind. Beim Laden wird also genau soviel Energie in Wärme umgesetzt wie im elektrischen Feld gespeichert wird.

Ein offener Kondensator entlädt sich über seinen Isolationswiderstand. Bei homogenem Dielektrikum gilt die folgende Proportion, wie sich am Plattenkondensator leicht nachweisen lässt:

$$\frac{\text{Kapazität } C}{\text{Leitwert } G_{\text{is}}} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}{\kappa} = R_{\text{is}} \cdot C = \text{„Eigenzeitkonstante“ } \tau_E,$$

G_{is} Isolationsleitwert, R_{is} Isolationswiderstand, κ Leitfähigkeit.²

Für Polystyrol als Dielektrikum sowie für das ebenso hochwertige neuere Polypropylen erhält man eine Eigenzeitkonstante von mehreren Tagen. R_{is} erreicht die Größenordnung von $10^5 \text{ M}\Omega$! Beide Werkstoffe ergeben besonders verlustarme Kondensatoren mit $\tan\delta$ -Werten von etwa $0,2 \cdot 10^{-3}$.

Von besonderer Bedeutung ist das Laden und Entladen eines Kondensators mit konstantem Strom. Beim verlustfreien Kondensator steigt bzw. fällt dann die Spannung am Kondensator linear über der Zeit (Abb. 4.6a). Sofern parallel zum Kondensator eine Ableitung durch einen Nebenwiderstand R_p stattfindet, strebt die Spannung einem Endwert zu (gestrichelt). Betrachtet man den Widerstand R_p als Innenwiderstand und den Konstantstrom I_K als Quellenstrom einer Stromquelle, so lässt die Umformung in eine äquivalente Spannungsersatzquelle die Gleichwertigkeit mit der Ladeschaltung nach Abb. 4.5 erkennen³.

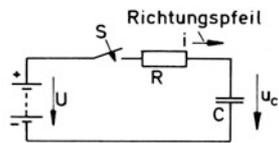
Abb. 4.6b stellt die Verhältnisse dar für den Fall, dass der eingepreßte Strom mit einer bestimmten Frequenz seine Richtung wechselt. Die Spannung am verlustfreien Kondensator mit konstanter Kapazität hat dann einen dreieckförmigen linearen Verlauf. Bei Keramikkondensatoren vom Typ 2 (HDK-Keramik) mit spannungsabhängiger Kapazität dagegen wird der Zeitverlauf nichtlinear verzerrt (gestrichelt).

Ein großer Strom wird stets begleitet von einem steilen Spannungsanstieg. Umgekehrt bedeutet ein steiler Spannungsanstieg einen großen Strom. Abb. 4.7 stellt diesen Zusammenhang besonders heraus.

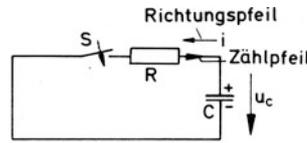
Literatur: [2, Ü1, Ü2]

² Offenbar ist die Eigenzeitkonstante für die Selbstentladung eines Kondensators nur abhängig von den Eigenschaften des Dielektrikums, wenn man die Kriechströme über den Außenmantel außer Acht lässt.

³ Siehe dazu „Widerstandsnetzwerke, passive und aktive Zweipole“, Abschn. 1.6.



Beispiel:
 $U = 10 \text{ V}$
 $R = 1 \text{ k}\Omega$
 $C = 1 \mu\text{F}$



Zeitkonstante $\tau = R \cdot C = 10^3 \Omega \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}} = 10^{-3} \text{ s} = 1 \text{ ms}$

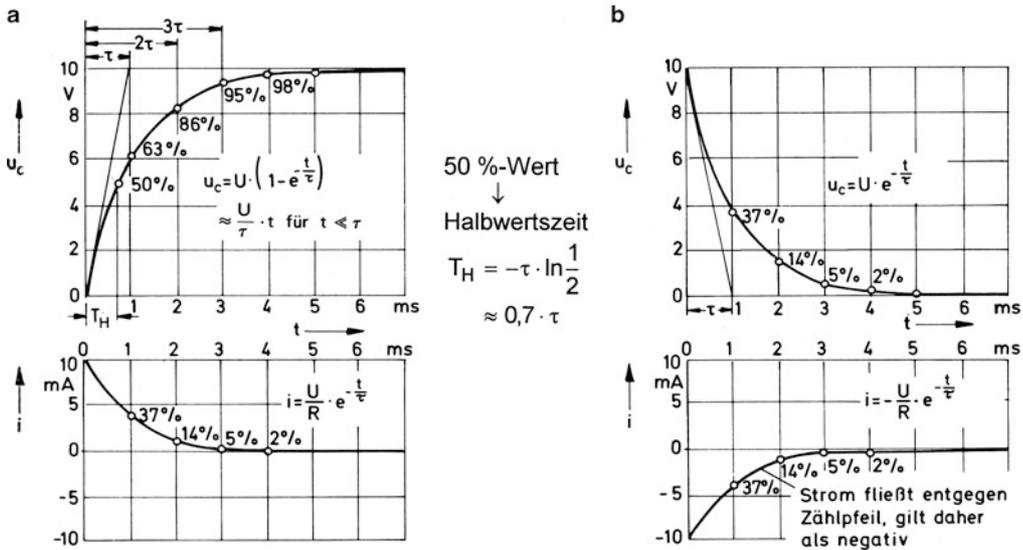


Abb. 4.5 Lade- und Entladekurven eines Kondensators. Vgl. auch Simulationen im Anhang C.5. **a** Laden, **b** Entladen

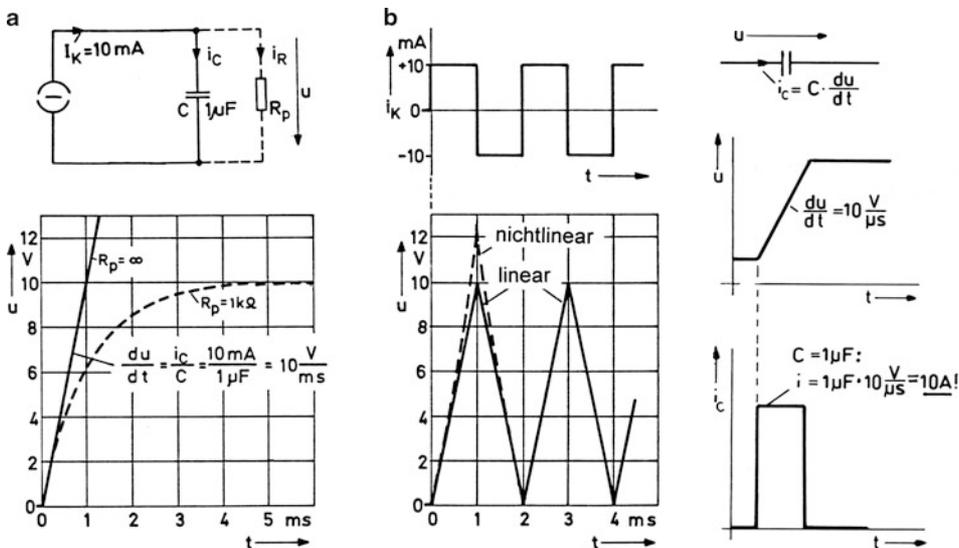


Abb. 4.6 Konstantstromladung und -entladung. **a** Laden, **b** Wechseldes Laden und Entladen

Abb. 4.7 Spannungsanstieg und Strom

4.3 Bauformen und Eigenschaften

Stellbare Kondensatoren können als Plattenkondensator hergestellt werden, wobei ein drehbares Plattenpaket (Rotor) in ein feststehendes Plattenpaket (Stator) kammartig eingedreht werden kann (Abb. 4.8). Das Dielektrikum besteht aus Luft. Je nach Plattenschnitt (Kreisplatte, Sichelplatte usw.) wächst die Kapazität, ausgehend von einem bestimmten Minimalwert, linear oder auch nichtlinear mit dem Drehwinkel. Der Stellbereich liegt je nach Baugröße zwischen 50 pF und 500 pF.

Früher wurden derartige „Drehkos“ häufig zur Schwingkreisabstimmung in Rundfunkempfängern verwendet, was heute mit Kapazitätsdioden geschieht. Ein moderner Nachfahre dieser „Abstimmkondensatoren“ ist der in Abb. 4.8 dargestellte „Luft-Trimmer“ als Miniaturausführung eines Drehkondensators.

Trimmkondensatoren dienen der Einstellung fester Betriebswerte. Eine bekannte Ausführung älterer Bauart ist der Keramikscheibentrimmer mit seitlichen Lötflächen nach Abb. 4.9. Mittels einer Stellschraube wird der in Form einer Halbkreisscheibe auf dem Rotor befindliche Metallbelag gegen den entsprechenden Statorbelag verdreht. Der Stellbereich liegt zwischen 10 pF und 50 pF. Moderne Ausführungen mit Keramik- bzw. Kunststoffdielektrikum sind daneben abgebildet.

Unter Ausnutzung der schon beschriebenen HDK-Massen werden Keramikfestkondensatoren vorzugsweise in Scheibenform nach Abb. 4.10 mit Kapazitätswerten bis zu 100 nF hergestellt. Kleinere Kapazitätswerte im Bereich 1 pF bis 1 nF werden in den gleichen Bauformen mit „NDK-Massen“ als Dielektrikum realisiert. Ihr Vorteil gegenüber dem HDK-Dielektrikum liegt in der höheren Stabilität der Betriebswerte. Je nach Material haben sie unterschiedliche durch Farbpunkte gekennzeichnete Temperaturkoeffizienten⁴.

Größere Kapazitätswerte erzielt man mit Keramik-Vielschichtkondensatoren nach Abb. 4.10c. Diese bestehen aus mehreren metallbelegten Keramikplättchen, die zu einem festen Block gesintert sind. Man fertigt sie mit Anschlussdrähten entsprechend der Abbildung oder nur als Chip für die SMD-Technik⁵.

Die klassische Bauform des Kondensators für höhere Kapazitätswerte ist der Wickelkondensator (Abb. 4.11a). Er wird aus einer oder mehreren Lagen Isolierfolie und Metallfolie hergestellt. Als Isolierfolie diente früher fast ausschließlich imprägniertes Papier, heute dagegen werden

überwiegend Kunststoffe verwendet wie Polystyrol (Styroflex), Polypropylen, Polycarbonat und Polyester⁶. Bei einem neueren Verfahren werden Kondensatoren durch Aufschichten mehrerer metallisierter Kunststoffbahnen und anschließendes Zerteilen (Zersägen) hergestellt. So entstehen Folien-Schichtkondensatoren (Abb. 4.11b).

Je dünner die Isolierfolie gemacht wird, desto höher wird bei gleichem Volumen die erzielbare Kapazität. Damit sinkt jedoch die Spannungsfestigkeit. Beim Überschreiten einer gewissen Grenzspannung kommt es zu einem Durchschlag zwischen den Belägen und damit möglicherweise zur Zerstörung. Die aufgedruckte Nennspannung ist jedoch dauernd zulässig. Kondensatoren mit einem auf Papier oder Kunststoffolie aufgedampften Metallbelag (MP- bzw. MK-Kondensatoren) besitzen die Eigenschaft der „Selbsteilung“. Bei einem etwaigen Durchschlag verdampft der sehr dünne Belag an der Durchschlagstelle, ohne dass der Kondensator dadurch zerstört wird. Harzpräparierte MP-Kondensatoren gelten in dieser Hinsicht als besonders robust und zudem als brandsicher. Sie eignen sich als Netzkondensatoren (Funkentstörkondensatoren).

Eine meist unerwünschte aber wichtige Eigenschaft eines jeden Kondensators ist seine Kapazitätsänderung in Abhängigkeit von der Temperatur. Abb. 4.12 zeigt diese, bezogen auf den Grundwert C_{20} . Keramische Kondensatoren mit NDK-Dielektrikum weisen einen engtolerierten Temperaturgang auf. Die gebräuchlichen HDK-Massen vom Typ X7R und Z5U (Kurzbezeichnung) ergeben dagegen einen vergleichsweise starken Temperaturgang. Bei den Folien-Kondensatoren ist die Temperaturabhängigkeit – abgesehen vom Polyester – relativ gering, besonders beim Polycarbonat-Kondensator.

Für viele Anwendungen ist auch der Frequenzgang des Scheinwiderstandes von Bedeutung. Entsprechend dem bereits erwähnten Hochfrequenz-Ersatzbild ergibt sich der typische Verlauf nach Abb. 4.13 mit Resonanzwiderstand R_S . Die dargestellten Kurven gelten gleichermaßen für Keramik- und Folienkondensatoren mit geringer Eigeninduktivität. Voraussetzung dafür sind eine ganzseitige Stirnkontaktierung (Schoopierung) und sehr kurze Anschlussdrähte, wodurch die Induktivität unter 20 nH bleibt.

Als besonderes Qualitätsmerkmal gilt eine niedrige Impedanz Z bei hoher Frequenz. Dies ist wichtig für die einwandfreie Funktion als Abblock- oder Entkoppelkondensator. Man versteht darunter Kondensatoren, die man an die Betriebsspannungsanschlüsse eines Bausteins oder einer Baugruppe schaltet, um eine möglichst glatte und ungestörte Betriebsspannung sicherzustellen.

Literatur: [4-1, 4-2, 4-3]

DIN 41140 ff.

⁴ Siehe Anhang A.3.

⁵ Siehe Anhang A.6 und B.4.

⁶ Reihenfolge mit ansteigendem Verlustfaktor.

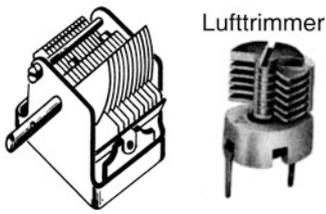


Abb. 4.8 Plattendrehkondensator und Trimmerausführung

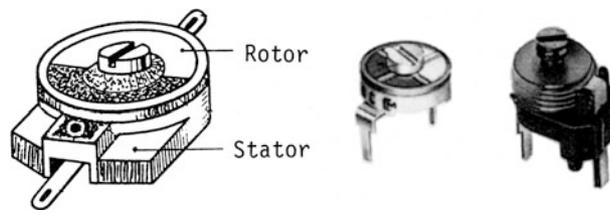


Abb. 4.9 Keramik- und Kunststoff-Trimmer

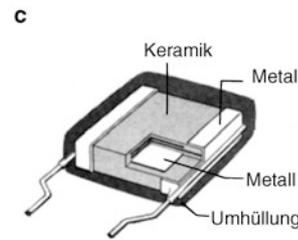
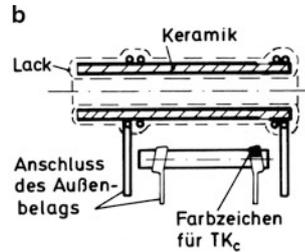
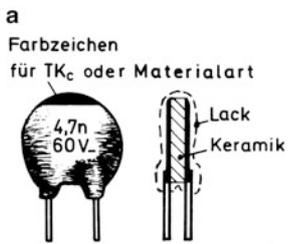


Abb. 4.10 Keramikfestkondensatoren. a Scheibenform, b Rohrform, c Vielschichtform (Multilayer)

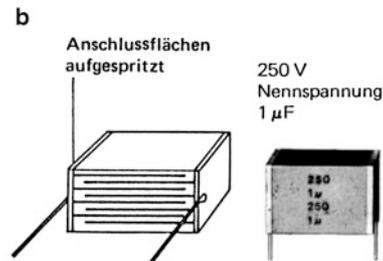
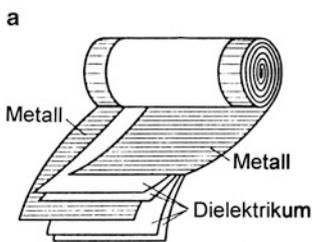


Abb. 4.11 Aufbau und Kennzeichnung von Wickel- und Schichtkondensatoren. a Wickelkondensator, b Schichtkondensator

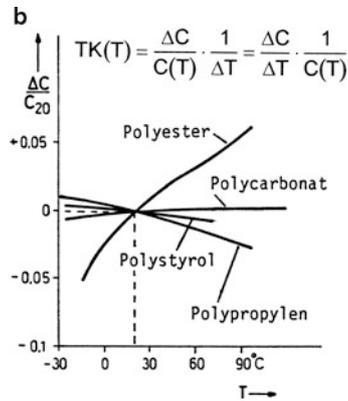
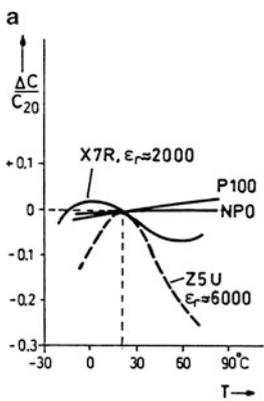


Abb. 4.12 Temperaturgang der Kapazität. a Keramik, b Kunststoff

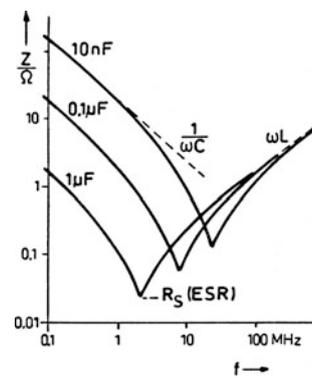


Abb. 4.13 Frequenzgang des Scheinwiderstandes

4.4 Elektrolytkondensatoren

Kapazitätswerte bis zu mehreren Tausend Mikrofarad lassen sich mit modernen Elektrolytkondensatoren (Elkos) realisieren. Der Aluminiumelko (Abb. 4.14a) besteht aus einem Aluminiumbehälter (Gehäuse) mit einem Wickel aus einer mit einem Elektrolyten durchtränkten Papierfolie sowie zwei Aluminiumfolien. Das Dielektrikum wird gebildet durch eine sehr dünne Schicht Aluminiumoxid, die sich durch einen elektrolytischen Prozess (Formierung) auf der Anodenfolie bildet. Zur Erzielung einer größeren Oberfläche ist diese meistens geraut. Die Katodenfolie dient nur als großflächige Stromzuführung für den Elektrolyten, der die eigentliche Gegenelektrode zur Anodenfolie bildet.

Alternativen zum Alu-Elko sind der Tantal-Elko und in Zukunft auch der Niob-Elko, bei denen an die Stelle des Aluminiums das Metall Tantal bzw. Niob tritt. Tantal-Wickelkos mit einem Aufbau entsprechend Abb. 4.14a sind selten und teuer. Die meistgebräuchliche Bauform mit einem porösen Tantalsinterkörper als Anode und einem festen Elektrolyten zeigt Abb. 4.14b. Als Dielektrikum dient eine sehr dünne Tantaloxidschicht, die aber ebenso wie die entsprechende Oxidschicht beim Alu-Elko keine vollkommene Isolation bewirkt. Beim Betrieb unter Gleichspannung fließt daher stets noch ein kleiner Reststrom ($10 \text{ nA} \dots 10 \mu\text{A}$), auch Leckstrom genannt. Dieser Reststrom ist zur Aufrechterhaltung des Dielektrikums wesentlich und muss stets in derselben Richtung fließen. Elkos dürfen daher nur mit der vorgeschriebenen Polarität betrieben werden. Falsch gepolte Elkos können explodieren! In gewissen Grenzen ist jedoch eine Umpolung meistens zulässig⁷.

Abb. 4.15a zeigt die gebräuchlichen Schaltzeichen für Elkos mit der besonderen Kennzeichnung der Polarität. Die Betriebseigenschaften für den Gleichspannungs- und Niederfrequenzbetrieb lassen sich nach Abb. 4.15b darstellen. Der Serienwiderstand R_S erfasst den Leitungswiderstand des Elektrolyten ($0,01 \dots 1 \Omega$). Der Parallelwiderstand R_p berücksichtigt die unvollkommene Isolation bzw. den Reststrom ($10 \text{ k}\Omega \dots 10 \text{ M}\Omega$). Für hohe Frequenzen ergänzt man nach Abb. 4.15c noch die Eigeninduktivität L und fasst die Einzelwiderstände zusammen zu einem resultierenden Widerstand R_S bzw. ESR (*Equivalent Series Resistor*).

Die weiteren Eigenschaften der Elkos werden in Abb. 4.16 dargestellt. Die Kapazität C ist relativ stark temperaturabhängig, besonders aber der Reststrom I_r . Seine Größenordnung kann man für mittlere Kapazitätswerte nach der in Abb. 4.16b angegebenen Faustformel bestimmen. Er ist bei Tantal-Elkos in der Regel kleiner als bei Alu-Elkos gleicher Kapazität.

Abb. 4.16c beschreibt die nach dem HF-Ersatzbild zu erwartende Abhängigkeit des Scheinwiderstandes Z von der Frequenz. In Bezug auf den ESR-Wert gibt es typabhängige Unterschiede. Grundsätzlich vergrößert sich dieser Wert mit sinkender Temperatur, wodurch sich die Wirkung als Siebkondensator beispielsweise verschlechtert. Andererseits ist eine niedrigere Temperatur günstiger in Bezug auf die Lebensdauer, zumindest bei Elkos mit flüssigem oder pastösem Elektrolyt. Bei höheren Temperaturen kann dieser leichter verdunsten. Um dies möglichst zu vermeiden und damit die Lebensdauer zu erhöhen, sind in den letzten Jahren große Anstrengungen unternommen worden. Ein Ergebnis ist der SAL-Elko, ein Alu-Elko mit festem Elektrolyt (SAL = Solid Aluminium)⁸. Das jüngste Beispiel ist der SP-Kondensator, ein Alu-Elko mit einem Spezial-Polymer als Elektrolyt (PANASONIC, 1990)⁹.

Neben den beschriebenen herkömmlichen Elektrolytkondensatoren gibt es noch eine neuere Variante, den sog. Doppelschicht-Elko¹⁰. Dieser wurde in den 70er-Jahren in Japan entwickelt und enthält nicht einmal eine dünne Oxidschicht als Dielektrikum. Die Kapazität bildet sich vielmehr an der Grenzfläche zweier verschiedener Materialien, bestehend aus Aktivkohle einerseits und einem geeigneten Elektrolyten andererseits. Abb. 4.17a zeigt stark schematisiert den Aufbau eines Knopfcondensators mit zwei in Reihe angeordneten „Doppelschichten“ dieser Art, die jeweils eine Spannung von $1,25 \text{ V}$ aufnehmen können. Insgesamt ist ein derartiger Kondensator demnach geeignet für eine Spannung von $2,5 \text{ V}$. Realisierbar sind so Kapazitätswerte von $0,1 \text{ F} \dots 1 \text{ F}$. Eine weitere Erhöhung der zulässigen Spannung erzielt man durch die Stapeltechnik nach Abb. 4.17b und eine Vergrößerung der Kapazität durch die Wickeltechnik nach Abb. 4.17c¹¹. Die Entwicklung ist noch im Fluss.

Das elektrische Verhalten lässt sich stark vereinfacht beschreiben mit einer Ersatzschaltung nach Abb. 4.17d. Im Unterschied zu herkömmlichen Elkos ist der Widerstand R_S jedoch relativ groß, was eine Anwendung als Siebkondensator ausschließt. Der den Reststrom führende Widerstand R_p steigt mit der Dauer der angelegten Spannung, d. h. der Reststrom nimmt ab ([4-4, 4-6]). Nach Berichten aus dem Jahr 2000 ist es möglich, durch geeignete Modulbauweise Kapazitäten von 100 F zu realisieren und den Widerstand R_S auf einige $\text{m}\Omega$ abzusenken. Dadurch können hohe Entladeströme wie mit einem Akku erzeugt werden. Versuchsweise Anwendung: Anlassen von Verbrennungsmotoren.

Literatur: [4-1, 4-2, 4-3, 4-4, 4-6]

⁸ Siehe Anhang B.4.

⁹ Zu alternativen Entwicklungen siehe auch Abschn. 20.9 unten.

¹⁰ Weitere Bezeichnungen: Goldkondensator, Supercap, UltraCap usw.

¹¹ Siehe Anhang B.4.

⁷ Siehe Anhang B.4.

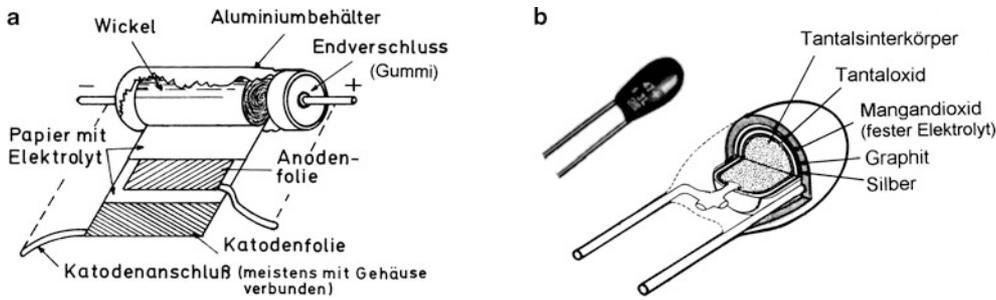


Abb. 4.14 Elektrolytkondensatoren (Elkos). a Aluminiumelko, b Tantalelko mit Sinteranode

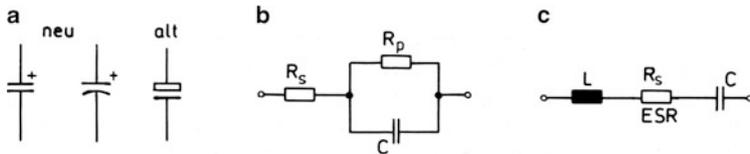


Abb. 4.15 a Schaltzeichen, b NF-Ersatzbild, c HF-Ersatzbild

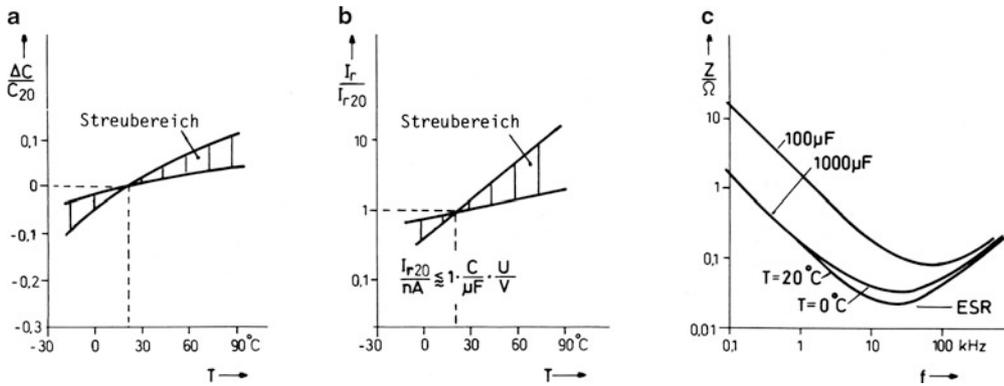


Abb. 4.16 Diagramme zur Änderung der Betriebsparameter. a Kapazität über Temperatur, b Reststrom über Temperatur, c Scheinwiderstand

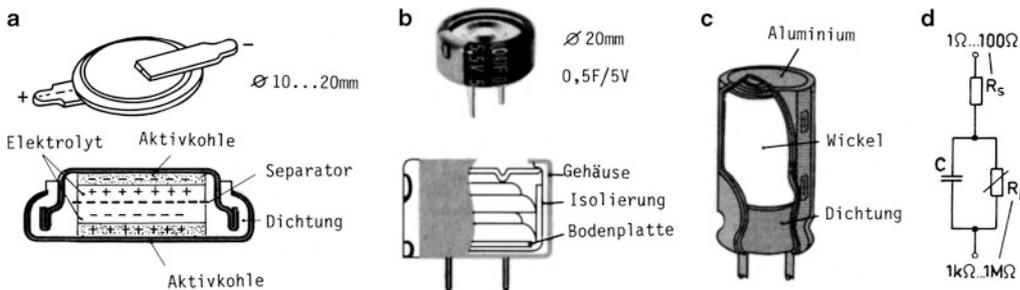


Abb. 4.17 Doppelschicht-Kondensatoren. a Knopfcondensator, b Blockcondensator, c Wickelbauform, d Ersatzbild

4.5 RC-Übertragungsglieder

Mit einfachen Kombinationen aus Widerständen und Kondensatoren lassen sich Übertragungsglieder aufbauen, die man als Vierpole (2 Eingangsklemmen und 2 Ausgangsklemmen) oder frequenzabhängige Spannungsteiler auffassen kann. Ihre wesentlichen Eigenschaften werden erfasst in dem Amplitudenfaktor A – auch Übertragungsfaktor genannt – und dem Phasenwinkel φ , die beide für jedes Übertragungsglied einen charakteristischen Frequenzgang aufweisen. Diese Größen beschreiben die Beziehung zwischen einer sinusförmigen Eingangsspannung und einer daraus folgenden sinusförmigen Ausgangsspannung. Es ist definiert:

Amplitudenfaktor

$$A = \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{\sqrt{2} \cdot U_1} = \frac{U_2}{U_1}$$

\hat{u} Scheitelwert, U Effektivwert.

Phasenwinkel φ = Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung.

$\varphi > 0$: u_2 eilt vor gegenüber u_1 ,

$\varphi < 0$: u_2 eilt nach gegenüber u_1 .

Man gewinnt diese Größen als Betrag und Winkel aus dem komplexen Spannungs-Übertragungsfaktor \underline{A} . Im Abb. 4.18 sind die Ergebnisse zu vier verschiedenen RC-Gliedern mit direkter Spannungsspeisung und offenen Ausgangsklemmen (Leerlauf) angeschrieben. Für die Werte $R = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 0,1 \mu\text{F}$ wurden die Frequenzgänge jeweils aufgezeichnet.

a) Ein RC-Glied mit dem angegebenen Aufbau bildet einen Tiefpass. Bis zur sog. „Grenzfrequenz“ ω_g bzw. f_g werden Sinusschwingungen vom Eingang zum Ausgang gut übertragen, oberhalb der Grenzfrequenz jedoch mit steigender Frequenz zunehmend gedämpft. Bei der Grenzfrequenz ist der Amplitudenfaktor bereits auf den Wert $1/\sqrt{2} = 0,707$ abgesunken, und es findet eine Phasendrehung von 45° statt, die sich mit steigender Frequenz bis zu 90° erhöht. Man kann den Frequenzgang des Amplitudenfaktors in der doppeltlogarithmischen Darstellung sehr gut durch einen geknickten Geradenzug annähern mit der Steigung Null bis zur Grenzfrequenz und anschließendem Abfall um eine Zehnerpotenz pro Frequenzdekade¹². Aus dieser Darstellung folgt die Bezeich-

nung „Eckfrequenz“ für die Grenzfrequenz, die man nach dem Phasenwinkelverlauf auch als 45° -Frequenz bezeichnet.

Hauptanwendung: Glättung von welligen Gleichspannungen.

b) Ein RC-Glied mit gegenüber dem Tiefpass vertauschten Elementen R und C bildet einen Hochpass. Im Vergleich zur Grenzfrequenz tiefe Frequenzen werden schlecht übertragen, Gleichspannungen werden gesperrt. Im Gegensatz zum Tiefpass eilt die Ausgangsspannung stets der Eingangsspannung voraus.

Hauptanwendung: Koppelglied für Wechselspannungsverstärker.

c) Eine Kombination aus Tiefpass und Hochpass führt zum Bandpass. Seine wesentliche Eigenschaft besteht darin, dass er Schwingungen mit Frequenzen in der Umgebung der Bandmittenfrequenz f_0 relativ gut überträgt, tiefere und höhere Frequenzen jedoch mehr und mehr dämpft. Kennzeichnend für den RC-Bandpass ist die Phasengleichheit zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung in Bandmitte.

Hauptanwendung: Rückkopplungsteiler für RC-Oszillatoren (speziell Wien-Brückenoszillator).

Das gleiche Übertragungsverhalten hat die Reihenschaltung (Kettenschaltung) aus einem RC-Tiefpass und einem RC-Hochpass. Die Reihenfolge ist dabei beliebig.

d) Die „Phasenbrücke“ stellt einen Allpass dar, der keine Dämpfung irgendeines Frequenzbereiches aufweist. Allerdings erzeugt sie eine Phasenverschiebung bis zu 180° mit zunehmender Frequenz. Hält man die Frequenz konstant, so kann man die Brückenschaltung als Phasenschieber verwenden. Dabei verstellt man die Elemente R oder die Elemente C und erhält eine variable Phasenverschiebung der Ausgangs- gegen die Eingangsspannung. Zur gleichmäßigen Verstellung eignen sich „Tandempotentiometer“ oder „Tandemkondensatoren“ (2 Systeme auf einer Achse).

Hauptanwendung: „Phasenschieber“ in der Messtechnik.

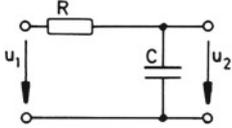
Anmerkung

Bei den Eck- und Mittenfrequenzen gilt offenbar $X_C = R$. Demnach kann man zu gegebenen Elementen R und C die Frequenzwerte aus dem Diagramm im Anhang A.7 ablesen. Umgekehrt kann man zu einem vorgegebenen Frequenzwert und bekanntem R oder C aus dem Diagramm das fehlende zweite Element bestimmen.

Literatur: [Ü1, Ü2]

¹² Entspricht einem Abfall von 20 dB/Dekade, siehe Anhang A.12.

a
RC-Tiefpass

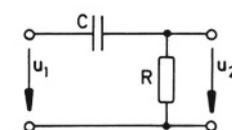


Beispiel:
 $R = 1\text{ k}\Omega$
 $C = 0,1\text{ }\mu\text{F}$
 $\underline{A} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$$\varphi = -\arctan \omega RC, \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

b
RC-Hochpass

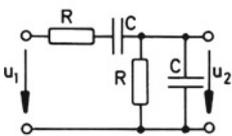


$$\underline{A} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

$$A = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

$$\varphi = 90^\circ - \arctan \omega RC, \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

c
RC-Bandpass (Wien-Spannungsteiler)

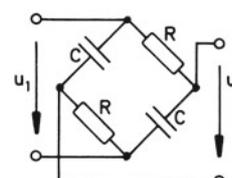


$$\underline{A} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)^2}}$$

$$\varphi = -\arctan \frac{1}{3} \left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right), \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

d
RC-Allpass (Phasenbrücke)



$$\underline{A} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

$$A = 1$$

$$\varphi = -2 \arctan \omega RC, \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

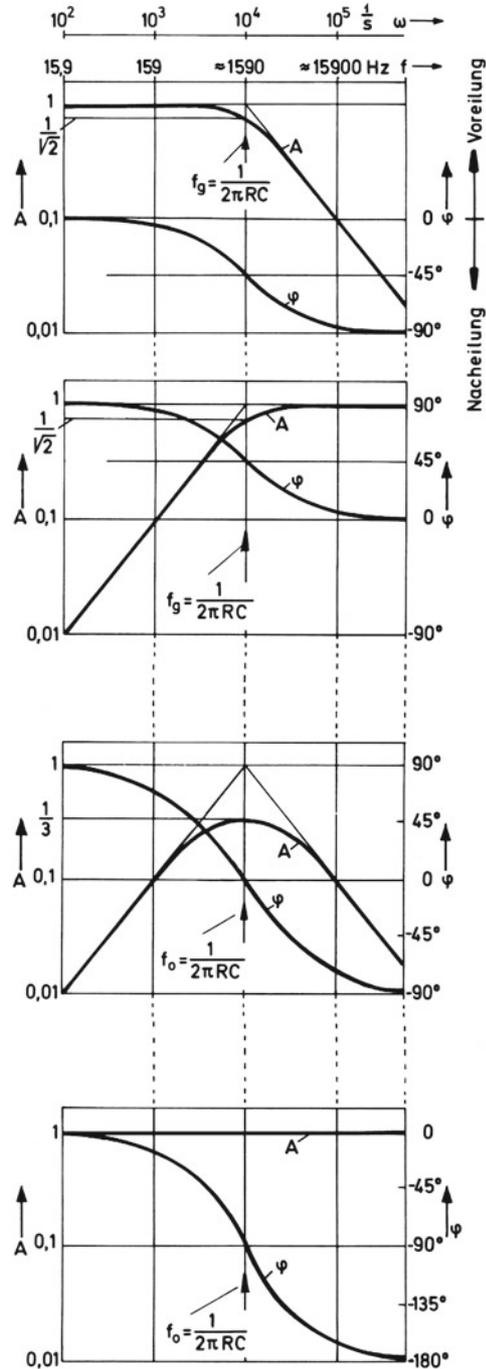


Abb. 4.18 Einfache RC-Übertragungsglieder und ihre Frequenzabhängigkeiten. Die hier gewählte Darstellungsform mit logarithmischer Betrags- und Frequenzdarstellung wird auch als Bode-Diagramm bezeichnet. Weitere Beispiele im Anhang A.12 und im Anhang C

4.6 Impulsübertragung durch RC-Glieder

Bei der Übertragung sinusförmiger Signale durch RC-Glieder erscheint die Ausgangsspannung in der Amplitude entsprechend dem Amplitudenfaktor A und in der Phasenlage entsprechend dem Phasenwinkel φ gegenüber der Eingangsspannung verändert. Die Sinusform bleibt bei der Übertragung erhalten. Nichtsinusförmige Signale erleiden dagegen im Allgemeinen eine Formänderung.

Nebenstehend wird die Übertragung eines Rechteckpulses, worunter man eine Folge von Rechteckimpulsen versteht, bei verschiedenen RC-Gliedern dargestellt. Der als Eingangssignal wirkende Puls kann als periodisches Signal zerlegt werden in eine Gleichspannung U_{g0} , der sich eine rechteckförmige Wechselspannung überlagert (schraffierte Spannungszeitflächen). Die rechteckförmige Wechselspannung lässt sich ihrerseits zerlegen in eine Vielzahl sinusförmiger Schwingungen, deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache der Pulsfrequenz sind. Da bei linearen Übertragungsgliedern das Überlagerungsgesetz gilt, kann man die Übertragung jeder Teilschwingung für sich betrachten und die sich am Ausgang ergebenden Teilschwingungen zum resultierenden Ausgangssignal addieren. Im Falle einer Rechteckschwingung ist es jedoch viel einfacher, diese als eine Folge von Spannungssprüngen darzustellen. Im Folgenden wird so verfahren.

- Bei einem als ohmscher Spannungsteiler ausgebildeten Übertragungsglied erscheint am Ausgang die gleiche Impulsform wie am Eingang. Wegen der stets vorhandenen Schaltkapazitäten ist jedoch ein rein ohmscher Teiler im strengen Sinn mit zwei Widerständen nicht herstellbar.
- Die Schaltung hat Tiefpasscharakter. Man kann C_2 als Last ansehen und für den übrigen Schaltungsteil eine Ersatzschaltung angeben mit dem Innenwiderstand $R_i = R_1 \parallel R_2$ und einer Quellenspannung, die für den Fall $R_1 = R_2$ gleich der halben Eingangsspannung ist (Methode der Ersatzspannungsquelle). Man kommt dann über die Zeitkonstante τ zu der aufgetragenen Kurvenform mit verschliffenen Flanken (Laden und Entladen von C_2).
- Der unter b) ermittelte Spannungsverlauf tritt über dem Glied $R_1 \parallel C_1$ auf. Die Ausgangsspannung u_2 ergibt sich als Differenz aus der Eingangsspannung und dieser Spannung. Die Flanken der Ausgangsimpulse haben die gleiche Höhe wie das Eingangssignal. Sofern zusätzlich eine Kapazität C_2 zwischen den Ausgangsklemmen vorhanden ist, tritt im Fall $R_1 C_1 > R_2 C_2$ weiterhin die unter c) dargestellte Impulsform auf, im

Fall $R_1 C_1 < R_2 C_2$ dagegen die Form nach Abb. 4.19b. Ein nach der Bedingung $R_1 C_1 = R_2 C_2$ abgeglicherer RC-Spannungsteiler ist frequenzunabhängig und verhält sich wie ein ohmscher Teiler nach Abb. 4.19a. Von der Möglichkeit dieses Abgleichs macht man in der Messtechnik oft Gebrauch, z. B. beim Tastteiler eines Oszilloskops: Man kompensiert mit einem Trimmer C_1 die Wirkung einer Lastkapazität C_2 und spricht dann von einem kompensierten Spannungsteiler¹³.

- Bei einem Tiefpass mit hinreichend großer Zeitkonstante wird aus der Impulsfolge ein Einzelimpuls. Man bezeichnet einen solchen Tiefpass auch als „Integrierglied“. Nach einem „Einschwingvorgang“ pendelt die Ausgangsspannung im stationären Zustand um den Wert U_{g0} . Bei einer längeren Impulspause sinkt die Spannung wieder auf Null¹⁴.
- Beim folgenden RC-Hochpass tritt die zuvor dargestellte Ausgangsspannung über dem Kondensator C_1 auf. Dieser nimmt nach dem Einschwingen die Gleichspannung U_{g0} auf, so dass der Ausgang gleichspannungsfrei wird. Dann sind die positiven und negativen Spannungszeitflächen (schraffiert) gleich groß. Die dargestellte Dachschräge verschwindet mehr und mehr mit zunehmender Zeitkonstante. Bei sehr kleiner Zeitkonstante dagegen entstehen nur positive und negative Nadelimpulse. Der Hochpass wird zu einem „Differenzierglied“, das nur die Flanken überträgt.
- Schaltet man eine Diode wie dargestellt parallel zum Ausgang, so kann die Ausgangsspannung nur um den Betrag der Flussspannung U_F der Diode in den negativen Bereich schwingen. Da die Ausgangsspannung praktisch an die Nulllinie geklemmt erscheint, spricht man von einer Klemmschaltung und einer Klemmdiode, zuweilen auch von einer Klammerdiode (*clamping diode*). Der gezeichnete Impulsverlauf ohne erkennbare Dachschräge ergibt sich bei sehr großer Zeitkonstante τ . Bei umgepolter Diode wird das obere Impulsdach an die Nulllinie geklemmt. Je nach Polung der Diode entsteht also im Ausgangssignal eine positive oder negative Gleichspannungskomponente.

Literatur: [Ü1, Ü2]

¹³ Eine genaue Betrachtung zeigt, dass die positive Flanke am Ausgang immer mit einem Sprung beginnt entsprechend dem kapazitiven Teilungsfaktor $C_1/(C_1+C_2)$, vgl. auch Anhang C.8.

¹⁴ Bei einer Integration im mathematisch strengen Sinne müsste die Spannung u_2 während der Impulszeiten mit gleichbleibender Steigung weiter ansteigen und während der Impulspausen konstant bleiben.

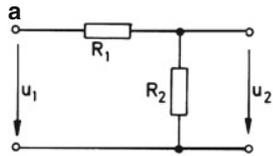
Begriffe und Werte zu nebenstehendem Diagramm:

T_i Impulsbreite (1 ms)
 T_p Impulspause (0,5 ms)
 T Pulsperiode (1,5 ms)

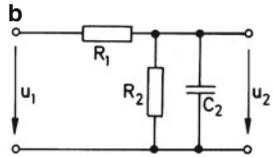
$$\frac{1}{T} = f \text{ Pulsfrequenz (666 Hz)}$$

$$v = \frac{T_i}{T} \text{ Tastverhältnis (2/3)}$$

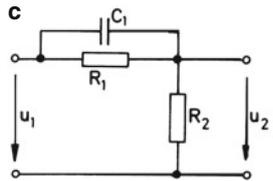
(auch Tastgrad genannt)



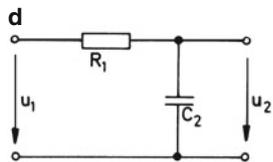
$$\tau = 0$$



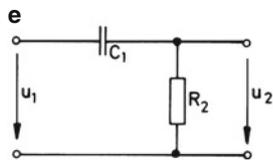
$$\tau = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_2$$



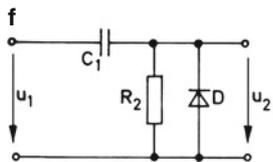
$$\tau = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_1$$



$$\tau = R_1 \cdot C_2$$



$$\tau = R_2 \cdot C_1$$



$$\tau = R_2 C_1$$

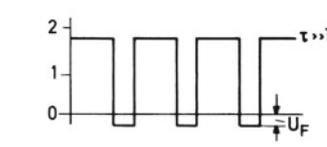
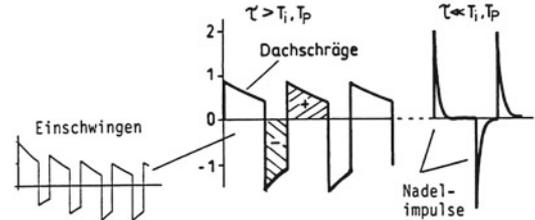
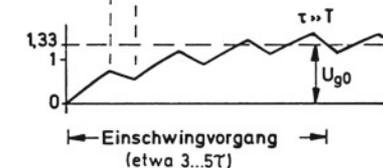
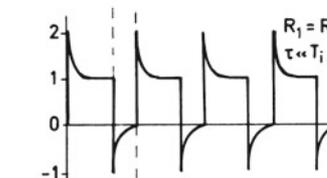
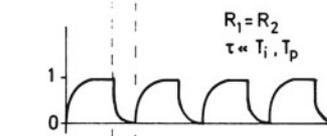
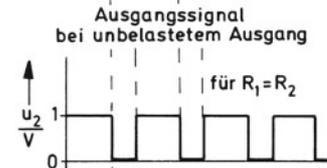
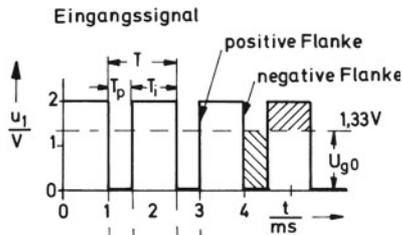


Abb. 4.19 RC-Glieder und typische Impulsformen

4.7 Spannungsglättung mit Kondensatoren

Die pulsierende Gleichspannung am Ausgang eines Gleichrichters enthält im Allgemeinen noch eine unzulässig hohe „Welligkeit“. Sie ist eine „Mischspannung“, bestehend aus einer Gleichspannungskomponente mit überlagertem Wechselanteil. Als geeignetes Glättungsmittel dient ein „Ladekondensator“ C_L , den man dem Gleichrichter nachschaltet. Abb. 4.20 zeigt Beispiele.

Wirkt am Eingang des Gleichrichters eine Wechselspannungsquelle mit der Quellenspannung u_{\sim} , so fließt der Strom i aus dem Gleichrichter nur stoßweise wegen der sich am Ladekondensator ausbildenden Gegenspannung. Während der Sperrzeiten der Ventile liefert der Ladekondensator aus seinem Ladungsvorrat den Strom i_g für den Lastwiderstand R_L . Die Spannung u_g nimmt dabei exponentiell entsprechend der Zeitkonstanten $\tau_L = R_L \cdot C_L$ ab. Sobald die Quellenspannung die als Gegenspannung wirksame Spannung u_g wieder überschreitet, führt der Gleichrichter erneut Strom, der sich auf den Ladekondensator (Strom i_c) und den Lastwiderstand (Strom i_g) aufteilt. Während dieser „Nachladezeit“ im Zeitintervall ΔT steigt die Spannung u_g wieder an. Abb. 4.21 zeigt dieses Verhalten für die in Abb. 4.20 dargestellten Schaltungen, wobei dem verwendeten Zeitmaßstab eine Frequenz von 50 Hz für die Wechselspannung u_{\sim} zugrundegelegt wurde. Die Spannung u_g pendelt mit der „Brummfrequenz“ um den arithmetischen Mittelwert U_{g0} (mittlere Gleichspannung). Der Strom i_g verläuft bei ohmschem Widerstand R_L wie die Spannung u_g und pendelt dabei um den arithmetischen Mittelwert $I_{g0} = U_{g0}/R_L$.

Die Spannung u_g am Verbraucher verläuft umso glatter, je größer die Zeitkonstante $\tau_L = R_L \cdot C_L$ im Verhältnis zur Periodendauer T der Wechselspannung ist. Das 2π -fache dieses Verhältnisses bezeichnet man als „Glättungsfaktor“ G . Damit wird $G = 2\pi f \cdot C_L \cdot R_L = \omega C_L \cdot R_L$ mit ω als Kreisfrequenz der Wechselspannung u_{\sim} .

Für eine übersichtliche Betrachtung der Vorgänge kann man die Diagramme nach Abb. 4.22 verwenden. In Abhängigkeit vom Glättungsfaktor G werden die wesentlichen Eigenschaften als Spannungs- und Stromverhältnisse A_u und A_i in 2 Kurvenscharen dargestellt. Es ist hier:

$$A_u = \frac{\text{Gleichspannungskomponente } U_{g0}}{\text{Scheitelwert } \hat{u} \text{ der Spannung } u_{\sim}}$$

$$A_i = \frac{\text{Scheitelwert } \hat{i}}{\text{Gleichstromkomponente } I_{g0}}$$

Die Kurven für A_u gelten für ideale Ventile (Schleusenspannung Null). Sie liefern also einen etwas zu hohen Wert für die erreichbare Spannung U_{g0} . Der tatsächliche Wert ist bei der Einweg- und Mittelpunktschaltung um die einfache und bei der Brückenschaltung (2 Dioden in Reihe) um die doppelte Schleusenspannung niedriger anzusetzen. Der als Parameter auftretende Wert R_v – hier bezogen auf den Lastwiderstand R_L – umfasst alle Widerstände, die in der Zuleitung zum Gleichrichter in Reihe wirken: Ausgangswiderstand (Innenwiderstand) des Generators bzw. des speisenden Transformators sowie eventuelle Schutzwiderstände zur Strombegrenzung. Hinzu kommt der differentielle Widerstand der Dioden, der in diesem Zusammenhang aber normalerweise vernachlässigbar ist. Die gestrichelten Kurvenscharen gestatten eine Ablesung der jeweiligen Spannungswelligkeit ΔU in Relation zur mittleren Gleichspannung U_{g0} . In grober Näherung folgen daraus auch die eingetragenen Faustformeln für ΔU .

Die Kurvenscharen für das Stromverhältnis A_i machen deutlich, in welcher Weise der Scheitelwert \hat{i} des Diodenstroms vom Vorwiderstand R_v und dem Glättungsfaktor G abhängt. Bei der Auswahl der Dioden ist auf den Scheitelwert \hat{i} zu achten, ferner auf den beim Einschalten unter Umständen besonders hohen Ladestrom für den dann ungeladenen Kondensator C_L . Schaltet man nämlich gerade im Maximum der Generatorspannung ein, so kann der folgende Stoßstrom auftreten:

$$i_{st} \approx \frac{\hat{u}}{R_v + R_{ESR}}$$

mit R_{ESR} als Ersatzserienwiderstand des Kondensators.

Bei einem Kleintransformator ($< 50 \text{ VA}$) als Generator wirkt dessen Kupferwiderstand ausreichend strombegrenzend.

Baut man den Gleichrichter aus einzelnen Dioden auf, so sind die maximal auftretende Sperrspannung und der mittlere Diodenstrom nach Abb. 4.22 (Kasten) zu beachten. Den Stromeffektivwert erhält man näherungsweise als Quadratwurzel aus dem Produkt des Scheitelwertes \hat{i} und des Mittelwertes¹⁵. Am einfachsten ist die Dimensionierung eines fertigen Brückengleichrichters (siehe Anhang B.3).

Literatur: [4-5, Ü1, Ü2]

¹⁵ Man nimmt die Stromimpulse vereinfachend als rechteckförmig an und rechnet nach Anhang A.11, letzte Spalte.

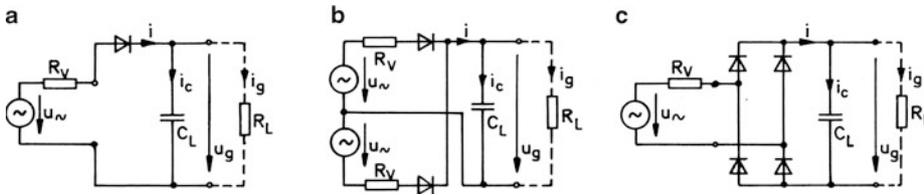


Abb. 4.20 Gleichrichterschaltungen mit Ladekondensator. **a** Einwegschaltung, **b** Mittelpunktschaltung, **c** Brückenschaltung. Die Spannungsquellen werden in der Regel durch einen Transformator gebildet, vgl. Abschn. 3.3

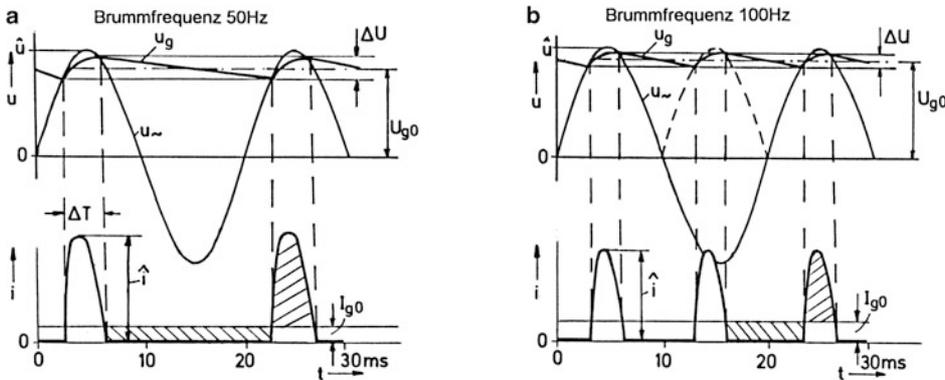


Abb. 4.21 Zeitabhängigkeit von Spannung und Strom. **a** Einwegschaltung, **b** Mittelpunkt- und Brückenschaltung

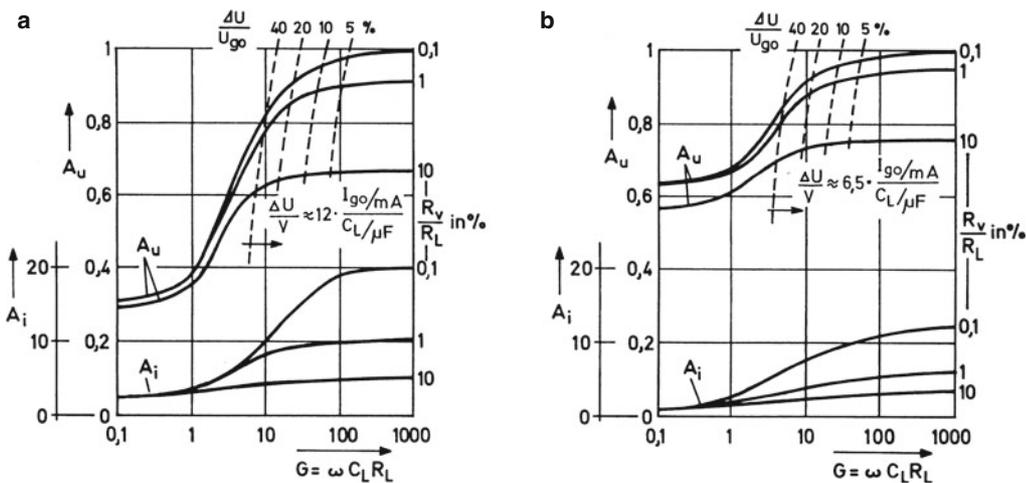
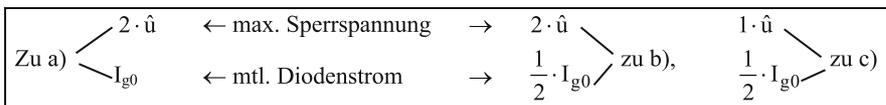


Abb. 4.22 Wirkungen des Ladekondensators. **a** Einwegschaltung, **b** Mittelpunkt- und Brückenschaltung

5.1 Spulen, Grundbegriffe

Unter Spule versteht man eine schraubenförmig aufgewickelte Draht- oder Bandleitung. Wird eine Spule von einem Strom I durchflossen, so entsteht ein magnetisches Feld mit dem Energieinhalt W . Das Spuleninnere wird von dem Bündelfluss Φ durchdrungen. Bei einer offenen Zylinderspule nach Abb. 5.1a streuen die Feldlinien stark in den Raum aus. Mit der Annahme, dass sie alle N Windungen durchsetzen, definiert man den verketteten Fluss $\Psi = N \cdot \Phi$. In Verbindung mit dem felderzeugenden Strom I gilt:

$$\boxed{\Psi = L \cdot I} \quad \text{und bei konstantem Faktor } L \quad \boxed{W = \frac{1}{2} LI^2}.$$

Den Proportionalitätsfaktor L nennt man Induktivität. Ihre Einheit ist $1 \Omega s = 1 \text{ H}$ (Henry).

Für die geometrisch einfache Ringspule nach Abb. 5.1b lässt sich die Induktivität leicht berechnen. Zunächst gelten die angeschriebenen Beziehungen bezüglich der Flussdichte (Induktion) B und der Feldstärke H , verknüpft durch die Permeabilität μ . Diese kann aufgefasst werden als „magnetische Leitfähigkeit“ und führt zum magnetischen Leitwert Λ . Die Permeabilität stellt sich dar als Produkt aus der Feldkonstanten μ_0 und der relativen Permeabilität (Permeabilitätszahl) μ_r . Die Letztere gibt die flussverstärkende Wirkung des Kerns gegenüber Luft an. Für den Bündelfluss Φ gilt:

$$\Phi = \frac{L \cdot I}{N} = I \cdot N \cdot \Lambda.$$

Damit folgt:

$$L = N^2 \cdot \Lambda \quad \text{mit } \Lambda = \mu \cdot \frac{A_E}{l_E}.$$

In diesem Zusammenhang nennt man den magnetischen Leitwert Λ auch häufig Induktivitätsfaktor mit dem Kurzzeichen A_L . Man setzt $\Lambda = A_L$ und spricht vom A_L -Wert.

Bei einer zeitlichen Änderung des Flusses bildet sich eine „induktive“ Spannung, deren Größe bestimmt wird durch die Änderungsgeschwindigkeit des Flusses. Diese als Induktionsgesetz bekannte Erscheinung ist in Abb. 5.1 auch mit Bezug auf den Spulenstrom angeschrieben. Unter der Annahme einer widerstandsfreien Spule ist die induktive Spannung gleich der äußeren Klemmenspannung. Anders betrachtet: Eine außen angelegte Spannung verlangt eine

durch das Induktionsgesetz bestimmte zeitliche Änderung des Flusses und des Stromes. Für $u = \hat{u} \cdot \sin \omega t$ erhält man:

$$\Phi = \frac{1}{N} \int u dt = -\frac{\hat{u}}{N \cdot \omega} \cdot \cos \omega t = -\hat{\Phi} \cdot \cos \omega t \quad \text{mit } \hat{\Phi} = \frac{\hat{u}}{N \cdot \omega}$$

und für die Induktion

$$\hat{B} = \frac{\hat{u}}{N \cdot \omega \cdot A_E}.$$

Bei konstanter Induktivität gilt entsprechend für den Strom:

$$i = \frac{1}{L} \int u dt = -\frac{\hat{u}}{L \cdot \omega} \cdot \cos \omega t = -\hat{i} \cdot \cos \omega t \quad \text{mit } \hat{i} = \frac{\hat{u}}{\omega L} = \frac{\hat{u}}{X_L}$$

($X_L = \omega L$, indukt. Widerstand).

Der Fluss und auch der Strom eilen gegenüber der Spannung um 90° nach (\rightarrow induktiver Blindstrom).

Im Abb. 5.2a wird der Strom in einer verlustfreien Ringspule mit vorgegebenen Daten zu der angegebenen Spannung berechnet und dargestellt. Gestrichelt eingetragen ist der Verlauf, wie er sich unter dem Einfluss des unvermeidlichen Drahtwiderstandes (Kupferwiderstand) tatsächlich ergibt. Analog zur verlustbehafteten Kapazität tritt ein Verlustwinkel δ auf. Abb. 5.2b gibt das zugehörige Ersatzbild an, den entsprechenden Verlustfaktor $\tan \delta$, den Gütefaktor Q und eine korrigierte Stromamplitude \hat{i} .

Abb. 5.3 stellt die magnetischen Feldgrößen dar. Eine lineare Magnetisierungskennlinie (BH-Kennlinie) liefert zu der sinusförmigen Flussdichte B auch einen sinusförmigen Feldstärkeverlauf in Übereinstimmung mit dem oben ermittelten Strom. Eine nichtlineare BH-Kennlinie führt jedoch zu einem verzerrten Feldstärkeverlauf und damit zu einem entsprechend verzerrten Strom. Diese Erscheinung ist umso ausgeprägter, je weiter die magnetische Kennlinie angesteuert wird, was bei einem Eisenkern bis zur sog. Sättigung möglich ist. Die übliche Hysterese – hier nicht beachtet – verstärkt diesen Effekt.

Die zunehmende Abflachung der Magnetisierungskennlinie über der Feldstärke H bedeutet eine Abnahme der relativen Permeabilität. Berechnet man diese nach Abb. 5.3 aus zueinander gehörigen Amplitudenwerten \hat{B} und \hat{H} , so bezeichnet man sie als Amplitudenpermeabilität μ_a , auch als Wechselfeldpermeabilität μ_{\sim} . Die niedrigere Permeabilität ergibt einen niedrigeren A_L -Wert und eine entsprechend verringerte Induktivität. Für kleine Aussteuerung geht die Amplitudenpermeabilität über in die sog. Anfangspermeabilität μ_i (initial permeability, früher: μ_A). Diese ist eine wichtige Materialgröße (siehe Anhang A.1).

Literatur: [1, 2, 3]

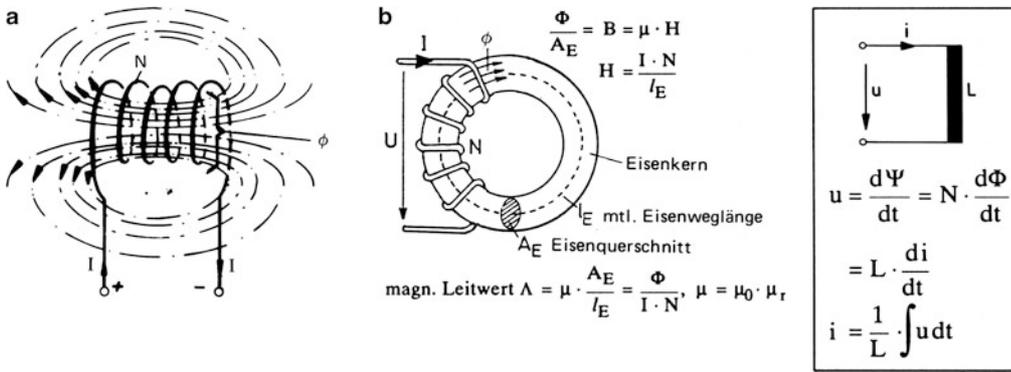


Abb. 5.1 Spulengrundformen und Strom-Spannungsgesetz. **a** Zylinderspule, **b** Ringspule (Toroidspule)

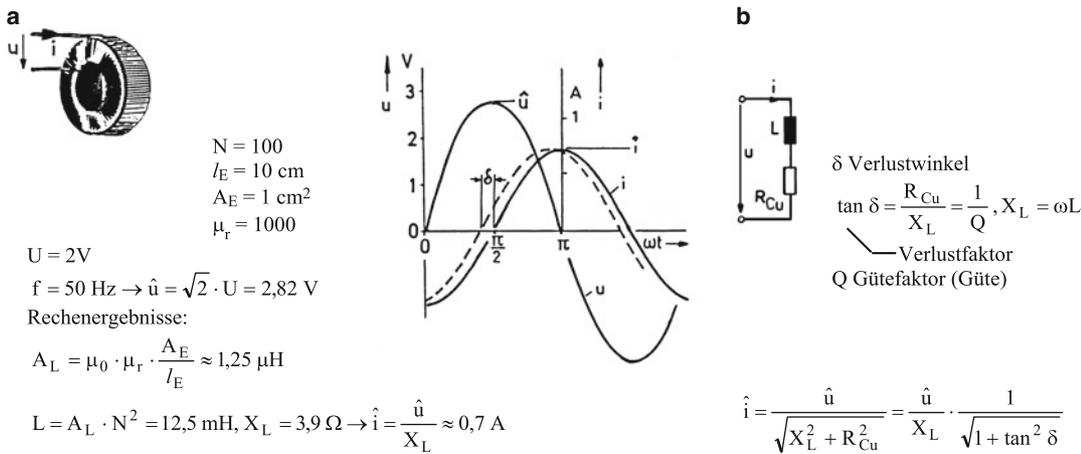


Abb. 5.2 Spule an Wechselspannung (Beispiel). **a** Strom und Spannung, **b** Ersatzbild mit Kupferwiderstand

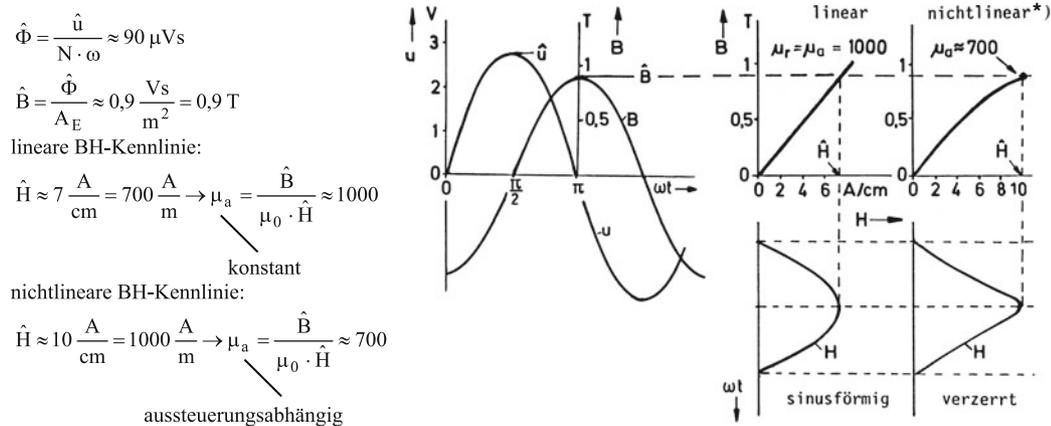


Abb. 5.3 Wechselspannung und magnetische Feldgrößen zum Beispiel. *) In der Regel mit Hysterese, die jedoch bei den üblichen „weichmagnetischen“ Materialien nur relativ schwach ausgeprägt ist

5.2 Spulenkenngrößen und Schaltvorgänge

Spulen für größere Induktivitätswerte werden häufig entsprechend Abb. 5.4 mit einem aus Eisenblechen geschichteten Kern hergestellt, der von der Spulenwicklung umfasst wird und den magnetischen Fluss führt. Die Kernschichtung dient der Dämpfung von Wirbelströmen, die von einem zeitlich veränderlichen Fluss induziert werden. Die Wicklung wird in der Regel mit lackisoliertem Kupferdraht (CuLDraht) ausgeführt mit genormten Drahtdurchmessern d . In der in Abb. 5.4 auszugsweise wiedergegebenen Drahttabelle entnimmt man dazu den längenbezogenen Widerstand R' , den Kupferfüllfaktor K_{Cu} sowie die flächenbezogene Windungszahl N' . Den Drahtwiderstand R_{Cu} erhält man danach über die Drahtlänge $N \cdot l_m$ zu $R_{Cu} = N \cdot l_m \cdot R'$. Andererseits gilt auch mit der Leitfähigkeit κ :

$$R_{Cu} = \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{N \cdot l_m}{q} = \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{N \cdot l_m}{\frac{A_w \cdot K_{Cu}}{N}} = A_R \cdot N^2$$

$$\text{mit } A_R = \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{l_m}{A_w \cdot K_{Cu}}$$

als Widerstandsfaktor (A_R -Wert).

Mit dem A_R -Wert kann man also den Kupferwiderstand einer Spule in gleicher Weise wie ihre Induktivität berechnen, nämlich als Produkt eines von der Spulengröße abhängigen Faktors mit dem Quadrat der Windungszahl. Für den Quotienten aus der Induktivität und dem Kupferwiderstand erhält man demnach:

$$\frac{L}{R_{Cu}} = \frac{A_L \cdot N^2}{A_R \cdot N^2} = \frac{A_L}{A_R} = \tau$$

mit der Einheit

$$[\tau] = \frac{1 \Omega s}{1 \Omega} = 1 \text{ s.}$$

Der Zeitwert τ wird als Eigenzeitkonstante bezeichnet, die somit bei vorgegebener Spulengröße und voller Ausnutzung der Wickelfläche A_w als unabhängig von der Windungszahl N erscheint.

Diese Unabhängigkeit besteht jedoch nur näherungsweise, da der Kupferfüllfaktor strenggenommen nicht konstant ist, sondern gemäß der Drahttabelle um einen Mittelwert von 0,5 drahtabhängig schwankt. Die Hersteller von Spulenbauteilen geben üblicherweise einen mittleren A_R -Wert für $K_{Cu} = 0,5$ an, gültig für einen Drahtdurchmesser $d \approx 0,2$ mm. Für andere Drahtstärken kann man dann proportional umrechnen.

Abb. 5.5 beschreibt das Ein- und Abschalten einer Spule, die ersatzweise als Reihenschaltung aus ihrer Induktivität und ihrem Kupferwiderstand dargestellt wird¹. Bei geschlossenem Schalter ist die eingetragene „Freilaufdiode“ D wirkungslos, da sie sperrt. Der Strom wächst nach einer Exponentialfunktion mit der Zeitkonstante τ bis zu einem Endwert, der nur durch die treibende Spannung und den Gleichstromwiderstand des Kreises bestimmt ist. Bei kleinem Widerstand R_{Cu} wird die Zeitkonstante groß. Der Strom steigt dann über einen größeren Zeitbereich praktisch linear entlang der gezeichneten Anfangstangente mit der Steigung U/L .

Beim Öffnen des Schalters wirkt die Spule als Generator und treibt den Strom in zunächst unveränderter Stärke über die dann leitende Freilaufdiode, wobei sich die magnetische Energie des Magnetfeldes in Wärme umsetzt. Der Strom klingt dabei nach der angegebenen Funktion ab, ebenso die beim Öffnen des Schalters induzierte Spannung u_L . Wesentlich ist dazu die Feststellung, dass der Strom bei fester Induktivität aus Gründen der Stetigkeit der Feldenergie nicht springen kann. Er verhält sich damit analog zur Spannung am Kondensator.

Die Verhältnisse sind in Abb. 5.5 dargestellt für eine ideale Diode. Eine reale Diode bringt für den Abschaltvorgang jedoch in den Stromkreis einen zusätzlichen Widerstand ein, der das Abklingen von Strom und Spannung etwas beschleunigt. Wegen der Nichtlinearität der Diodenkennlinie wird der Zeitverlauf gegenüber einer reinen Exponentialfunktion geringfügig verformt (hier vernachlässigt). Eine stärkere Verformung tritt bei allen Vorgängen auf, wenn ein vorhandener Eisenkern bis in die Sättigung magnetisiert wurde, wobei die Induktivität abnimmt.

Im Folgenden soll die Schalterspannung u_S beim Abschaltvorgang an der obigen Spule untersucht werden (Abb. 5.6). Der Schalter S werde zum Zeitpunkt $t = 0$ geöffnet. Der Spulenstrom habe zu diesem Zeitpunkt den Wert $I_0 = 24$ mA. Beim Öffnen des Schalters schwenkt der Strom in voller Höhe auf den Freilaufzweig über und klingt dann nach einer e-Funktion ab. Dazu ergibt sich die in Abb. 5.6c dargestellte Schalterspannung u_S für einen Widerstand $R_D = 500 \Omega$. Mit wachsendem Widerstand nimmt die Zeitkonstante τ ab, und der Anfangswert $u_{S\max}$ wird größer – theoretisch unendlich für $R_D \rightarrow \infty$. Tatsächlich wird dies jedoch verhindert durch eine Funkenbildung über dem sich öffnenden Kontakt, wenn die Spannung u_S eine gewisse Grenzspannung überschreitet (vgl. Abschn. 7.3).

¹ Diese Ersatzschaltung vernachlässigt die verzögernde Wirkung der Wirbelströme, die bei einer Flussänderung im Kern auftreten und durch einen Parallelwiderstand zur Induktivität erfasst werden können (vgl. Abschn. 5.4).

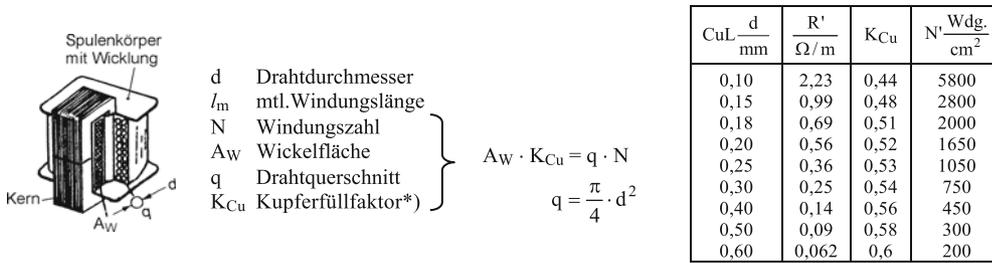


Abb. 5.4 Bezeichnungen und Drahttabelle. *) Unter dem Kupferfüllfaktor versteht man den Ausnutzungsgrad des verfügbaren Wickelquerschnitts A_w

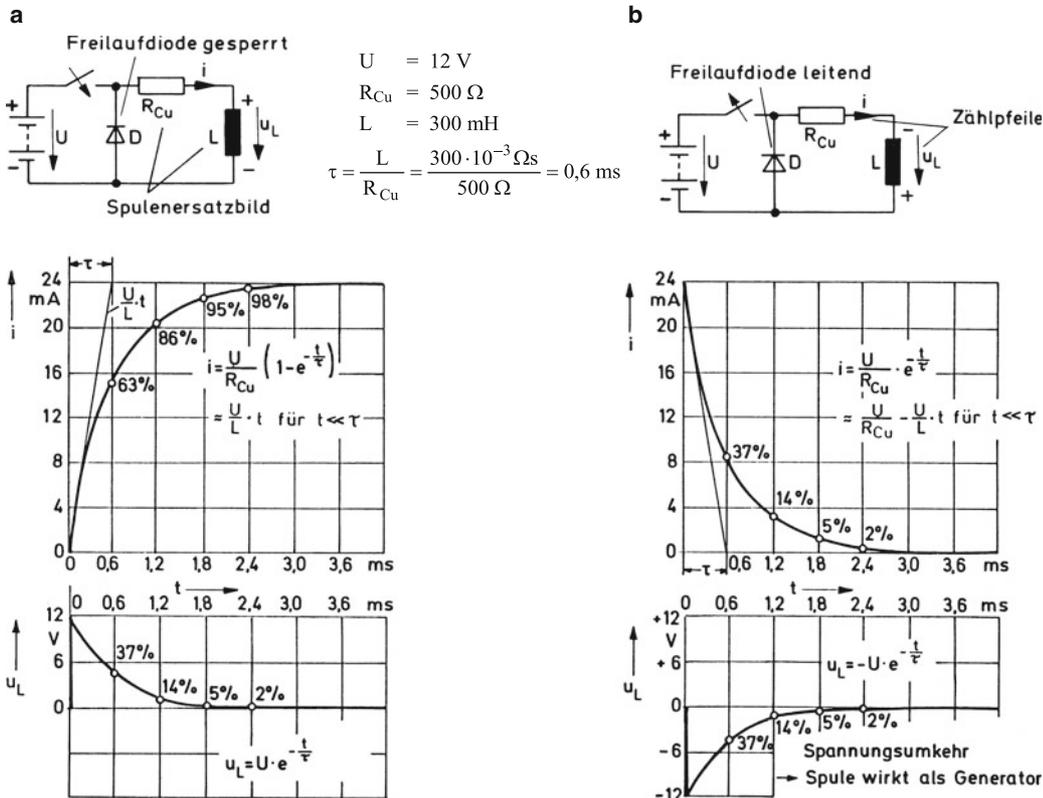


Abb. 5.5 Ein- und Abschalten einer Spule. a Einschalten, b Abschalten

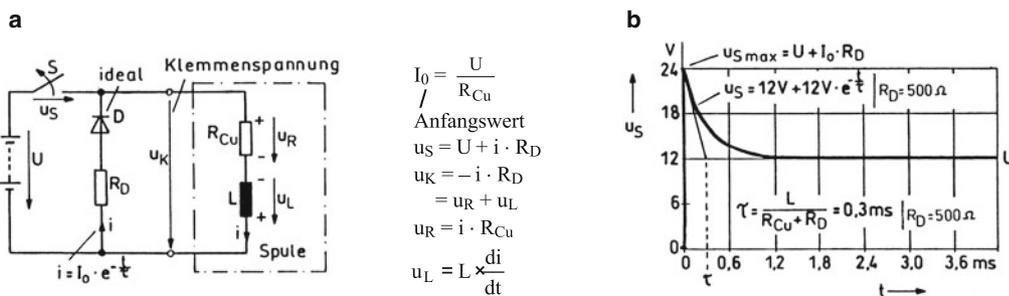


Abb. 5.6 Abschalten einer Spule mit widerstandsbehaftetem Freilaufzweig. a Ersatzbild, b Beziehungen, c Zeitverlauf der Schalterspannung

5.3 Drosselspulen mit Eisenkern oder Eisenpulver-Kern

Aufgrund ihres frequenzabhängigen Widerstandes $X_L = \omega L$ können Spulen höherfrequente Stromkomponenten dämpfen. In diesem Zusammenhang spricht man von einer Drosselspule oder kurz von einer Drossel. Die klassische „Eisendrossel“ wird aufgebaut mit einem geschichteten Eisenkern in der Form des sog. Mantelkerns (M-Kern) entsprechend Abb. 5.7. Die Wicklung mit ihren N Windungen wird auf einem besonderen Wickelkörper (Spulenkörper) so angeordnet, dass sie den mittleren Schenkel mit Eisenquerschnitt A_E umfasst. Der magnetische Fluss, als *ein* Bündel im Mittelschenkel verlaufend, teilt sich je zur Hälfte auf die beiden Außenschenkel bei etwa gleichbleibender Flussdichte B auf.

In einem Kern ohne Luftspalt ($s = 0$) hat man entlang einer mittleren Feldlinie mit der Länge l_E bei einer Durchflutung $I \cdot N$ praktisch an jeder Stelle die Feldstärke $H = IN/l_E$. Die zugehörige Flussdichte B ergibt sich aus der Magnetisierungskennlinie, die in Abb. 5.8 grob für ein Elektroblech (Si-Eisen) eingetragen ist. Unter der Annahme eines reinen Wechselstroms in der Wicklung werde die Schleife S_0 um den Nullpunkt herum durchlaufen. Man schreibt mit der Amplitudenpermeabilität μ_a (anstelle μ_r):

$$\frac{\hat{B}_{\sim}}{\hat{H}_{\sim}} = \mu_0 \mu_a \quad \text{mit } \mu_a \approx \mu_i.$$

Es folgt:

$$A_L = \mu_0 \mu_a \cdot \frac{A_E}{l_E} \rightarrow L = N^2 \cdot A_L \rightarrow X_L = \omega L.$$

Mit zunehmender Amplitude \hat{H}_{\sim} steigt μ_a – beginnend mit der Anfangspermeabilität μ_i – zunächst an, um beim Erreichen der Sättigung wieder abzunehmen. Die Amplitudenpermeabilität durchläuft also ein Maximum ($\mu_{\text{amax}} \approx 2 \dots 5 \mu_i$). Sie ist eine dynamisch gemessene Permeabilitätszahl und gestattet die Berechnung der aussteuerungsabhängigen Induktivität sowie des zugehörigen induktiven Widerstandes.

Durch einen Gleichstrom und eine entsprechende Gleichfeldstärke H_{\sim} wird der Kern „vormagnetisiert“ bis zur Flussdichte B_{\sim} . Man erhält dann bei gleicher Wechselfeldstärke \hat{H}_{\sim} z.B. die flachere Hystereseschleife über B_{\sim} mit einer kleineren Amplitudenpermeabilität, die hier wegen der Vormagnetisierung auch Überlagerungspermeabilität μ_{Δ} genannt wird. Bei sehr kleiner Aussteuerung ($\hat{H}_{\sim} \rightarrow 0$) bezeichnet man die Überlagerungspermeabilität als „reversible Permeabilität“ μ_{rev} . Ihr Grenzwert bei $H_{\sim} = 0$ ist die Anfangspermeabilität μ_i .

Offenbar nimmt die Überlagerungspermeabilität mit zunehmender Vormagnetisierung ab, entsprechend auch die

wirksame Induktivität. Als Gegenmaßnahme versieht man den Kern mit einem Luftspalt s . Damit gilt die in Abb. 5.8b angeschriebene Durchflutungsgleichung. Mit dem hier eingeführten „effektiven Luftspalt“ $s_e < s$ berücksichtigt man den Einfluss der Feldstreuung am Luftspalt, die sich wie eine Verkürzung desselben auswirkt. Eine Umformung der Durchflutungsgleichung liefert:

$$H_E + \frac{B}{\mu_0} \cdot \frac{s_e}{l_E} = \frac{I \cdot N}{l_E} \approx \frac{I \cdot N}{l_e} = H_e$$

mit $l_e = l_E + s_e \approx l_E$ als effektive Feldlinienlänge.

Man erhält so zu jedem Induktionswert B näherungsweise eine „effektive Feldstärke“ H_e und somit eine neue „gescherte Magnetisierungskennlinie“ $B = f(H_e)$ entsprechend Abb. 5.8b. Die effektive Feldstärke H_e wird auch als „äußere Feldstärke“ bezeichnet. Sie kann aufgefasst werden als Feldstärke in einem homogenen Ersatzkern gleicher Größe, zu dem man, ausgehend von der ursprünglichen Permeabilitätszahl μ_r eine „effektive Permeabilität“ μ_e berechnen kann:

$$\begin{aligned} H_E &= \frac{B}{\mu_0} \cdot \frac{1}{\mu_r} \\ \rightarrow H_e &\approx \frac{I \cdot N}{l_E} = \frac{B}{\mu_0} \cdot \frac{1}{\mu_r} + \frac{B}{\mu_0} \cdot \frac{s_e}{l_E} = \frac{B}{\mu_0} \cdot \frac{1}{\mu_e} \\ \rightarrow \mu_e &= \frac{\mu_r}{1 + \mu_r \cdot s_e / l_E}. \end{aligned}$$

Die effektive Permeabilität – früher auch als „gescherte“ Permeabilität μ_g bezeichnet – gibt im Produkt mit der Feldkonstanten μ_0 die Steigung der gescherten Kennlinie an. Sie ist kleiner als die ursprüngliche Permeabilitätszahl μ_r , was sich geometrisch in einer geringeren Steigung und einer verbesserten Linearität der gescherten Kennlinie ausdrückt. Für den Anfangsbereich und auch für den Betrieb mit Vormagnetisierung setzt man näherungsweise zur Berechnung der effektiven Permeabilität $\mu_r = \mu_i$. Abb. 5.9 zeigt ein Rechenbeispiel.

Die bisher betrachteten Drosselspulen mit üblichen Blechkernen sind nur im NF-Bereich einsetzbar wegen der bei höheren Frequenzen ungenügenden Wirbelstromdämpfung. Eine Alternative bilden dann Eisenpulverkerne (Metallpulverkerne). Diese bestehen aus Eisen- oder Nickel-Eisen-Pulver, das mit einem isolierenden Bindemittel vorzugsweise zu Ringkernen zusammengepresst wird. Durch die Isolation der Pulverteilchen gegeneinander erhält man eine hervorragende Wirbelstromunterdrückung und automatisch eine Scherung, weil die Isolierschichten wie ein gleichmäßig verteilter Luftspalt wirken. Die üblichen Werte der effektiven Permeabilität μ_e liegen zwischen 50 und 200. Für den sog. Scherungsfaktor $S = \mu_e / \mu_i$ erhält man also Werte im Bereich 0,05 ... 0,2 für $\mu_i = 1000$.

Literatur: [5-1, 5-2, 5-3, 5-4, 5-5]

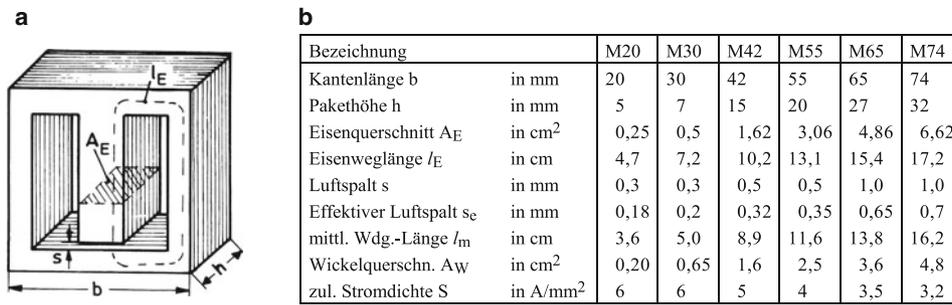


Abb. 5.7 Aufbau und Daten von Mantelkernen (Richtwerte). a Aufbau, b Kerntabelle

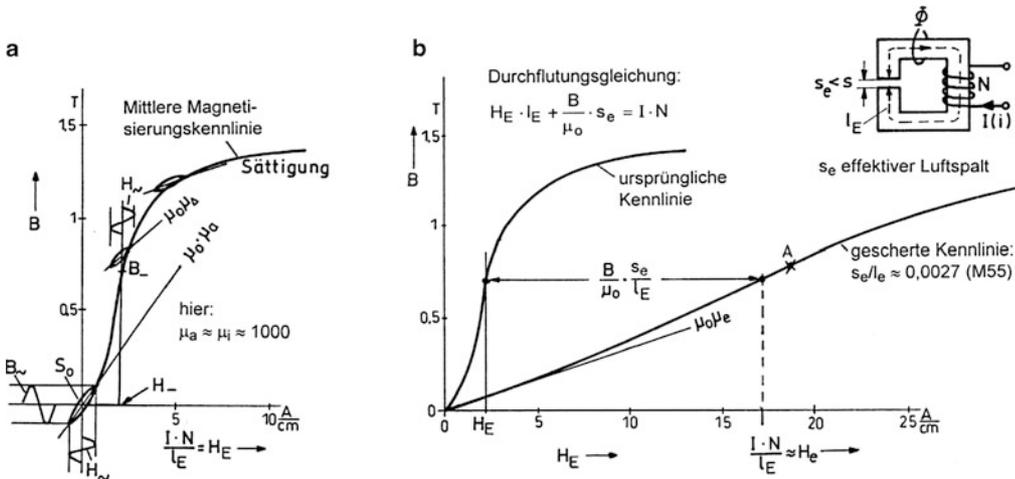


Abb. 5.8 Magnetisierungskennlinien und -schleifen für Silizium-Eisen. Siehe auch Abschn. 6.3 und Anhang A.1. a ungesicherte Kennlinie, b Konstruktion der gesicherten Kennlinie

Gefordert: Induktivität L = 5 H mit Mantelkern, Strombelastbarkeit I = 0,1 A

- Kernwahl: M55 mit s = 0,5 mm nach nebenstehender Kerntafel
- Permeabilität: $\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \mu_i \cdot s_e / l_E} \approx \frac{1000}{1 + 1000 \cdot 0,35 / 131} \approx 270$ ($\mu_e \approx \mu_{\Delta e}$)
- A_L-Wert: $A_L = \mu_0 \mu_e \cdot \frac{A_E}{l_E} = 1,26 \cdot 10^{-6} \frac{\Omega s}{m} \cdot 270 \cdot \frac{3,06 \cdot 10^{-4} \cdot m^2}{0,131 m} \approx 0,8 \mu \Omega s$
- Windungszahl: $N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{5 \Omega s}{0,8 \mu \Omega s}} = 2500$
- Drahtdurchmesser: $N' = \frac{N}{A_w} = \frac{2500}{2,5 \text{ cm}^2} = 1000 \frac{1}{\text{cm}^2} \rightarrow d = 0,25 \text{ mm}^*)$
- Kupferwiderstand: $R_{Cu} = R' \cdot N \cdot l_m = 0,36 \frac{\Omega}{m} \cdot 2500 \cdot 0,116 m \approx 105 \Omega^*)$
- Stromdichte: $S = \frac{I}{d^2 \cdot \pi / 4} = \frac{0,1 A}{0,0625 \text{ mm}^2 \cdot 0,785} \approx 2 \frac{A}{\text{mm}^2} < S_{zul} = 4 \frac{A}{\text{mm}^2}^{**})$
- Vormagnetisierung: $H_e = \frac{I \cdot N}{l_E} = \frac{0,1 A \cdot 2500}{0,131 m} \approx 1900 \frac{A}{m} = 19 \frac{A}{\text{cm}} \rightarrow B_e \approx 0,8 T$ laut Kennlinie (Punkt A).

Mit I = 0,1 A wird der Kern bis zum Punkt A in Abb. 5.8b vormagnetisiert. Abstand zur Sättigung gewahrt!

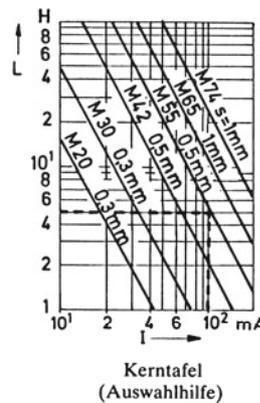


Abb. 5.9 Entwurfs- und Berechnungsbeispiel zu einer Drosselspule mit M-Kern. *) Siehe Drahttabelle im Abschn. 5.2 und Kerntabelle oben, **) siehe Kerntabelle oben

5.4 Ferritkernspulen

Abb. 5.10 zeigt den Aufbau des vielbenutzten Schalenkerns mit zwei gleichen Kernhälften. Ein Luftspalt s im Mittelzapfen bestimmt die effektive Permeabilität und gestattet über eine Abgleichschraube, die den Luftspalt mehr oder weniger überbrücken kann, die Feineinstellung der Induktivität.

Als Kernwerkstoff stehen verschiedene Ferrite mit unterschiedlicher Anfangspermeabilität μ_i zur Verfügung. Ferrite sind keramische Werkstoffe („schwarze Keramik“), die aus Oxiden der Metalle Eisen, Zink, Nickel und Mangan in vielfältigen Formen gepresst und gesintert werden. Ihre besondere Eigenschaft besteht in ihrer meistens hohen Permeabilität bei gleichzeitig sehr schlechter elektrischer Leitfähigkeit, wodurch unerwünschte Wirbelströme stark unterdrückt werden. Sie verhalten sich damit ähnlich wie Eisenpulver und sind daher für Hochfrequenzanwendungen besonders geeignet. Die Sättigungsinduktion ist bei Ferriten mit 0,3 T bis 0,5 T jedoch vergleichsweise niedrig. Sie verlieren ihre magnetischen Eigenschaften beim Überschreiten der Curie-Temperatur (150... 250 °C).

Als Kriterium für die Auswahl des Kernwerkstoffes dient der bezogene Kernverlustfaktor, der in Abb. 5.11a für drei Ferritarten aufgezeichnet ist. Dieser sollte möglichst niedrig sein, was aber nur in einem gewissen Frequenzbereich der Fall ist. So eignet sich der hochpermeable Ferrit I nur für den Frequenzbereich unterhalb 300 kHz (zum Kernverlustfaktor siehe auch Anhang A2).

Üblicherweise werden Schalenkerne mit unterschiedlichen Luftspalten gefertigt, um definierte und engtoleriertere A_L -Werte zu erhalten. Entsprechend Abb. 5.11b sinken der A_L -Wert und die effektive Permeabilität μ_e mit zunehmendem Luftspalt s . Ebenso sinkt der Scherungsfaktor S , mit dem auch der effektive Kernverlustfaktor und der Temperaturkoeffizient des Kernes abnehmen (siehe Rechenbeispiele). Die Scherung hat insgesamt eine stabilisierende Wirkung und schützt in bekannter Weise gegen zu starke Vormagnetisierung durch einen überlagerten Gleichstrom.

Im Interesse geringer Kupferverluste wählt man die Drahtstärke so groß, wie es die zur Verfügung stehende Wickelfläche zulässt. Abb. 5.11c zeigt die maximal mögliche Windungszahl zum Kern 14/8 bei normaler Einkammerwicklung in Abhängigkeit vom Drahtdurchmesser d .

Beispiel: Zu berechnen sei eine Spule mit Kern P 14/8, $s = 0,1$ mm, Ferrit I ($\mu_i = 2300$). Der Spulenkörper sei voll bewickelt mit Kupferlackdraht CuL ($d = 0,15$ mm).

1. $A_L \approx 320$ nH und $\mu_e \approx 180$ nach Abb. 5.11b (s. Markierung).
2. $N = N_{\max} \approx 250$ nach Abb. 5.11c (s. Markierung).

3. $L = A_L \cdot N^2 \approx 320 \text{ nH} \cdot 250^2 \approx 20 \text{ mH}$,
 $R_{Cu} = A_R \cdot N^2 \approx 115 \mu\Omega \cdot 250^2 \approx 7,2 \Omega$.
4. Effektiver Temperaturkoeffizient (unter Berücksichtigung der Scherung):

$$\begin{aligned} \text{TK}_e &= \frac{d\mu_e}{dT} \cdot \frac{1}{\mu_e} \approx \alpha_{\mu_i} \cdot S = \alpha_F \cdot \mu_e \\ &< 1,5 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{K}} \cdot 180 = 270 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{K}} \end{aligned}$$

($S = \mu_e/\mu_i$ Scherungsfaktor).

Dazu sei erklärt:

α_{μ_i} ist der TK-Wert der Anfangspermeabilität.

$\alpha_F = \alpha_{\mu_i}/\mu_i$ ist der „bezogene Temperaturbeiwert“ laut Datenbuch.

Die Verluste werden erfasst mit dem Kupferwiderstand R_{Cu} und dem Kernverlustwiderstand R_K entsprechend Abb. 5.12a. Der parallel zur Induktivität anzusetzende Widerstand R_K kann nach Abb. 5.12b in einen Reihenverlustwiderstand R_{Ks} umgerechnet werden. Man kommt so zum bevorzugten Reihenersatzbild, das wiederum in eine Parallelersatzschaltung umgeformt werden kann (siehe Anhang A.9). Bei kleinen $\tan\delta$ -Werten ändert sich dabei der Induktivitätswert praktisch nicht.

Abb. 5.13 nutzt das Reihenersatzschaltbild zur Berechnung der Spulengüte Q in Fortsetzung zu obigem Rechenbeispiel. Da hier ein Kern mit Luftspalt vorliegt, ist anstelle des ansonsten gültigen Verlustfaktors $\tan\delta_K$ ein entsprechend dem Scherungsfaktor S reduzierter „effektiver Verlustfaktor“ $\tan\delta_{Ke}$ zu setzen.

Die Q -Berechnung liefert nur einen rohen Anhaltswert. Bei tiefen Frequenzen (Kernverluste vernachlässigbar) steigt die Güte linear über der Frequenz. Der Verlustfaktor $\tan\delta_{Cu}$ ist dort allein bestimmend. Die Güte durchläuft mit steigender Frequenz ein Maximum, wenn die mit der Frequenz zunehmenden Kernverluste und zusätzliche dielektrische Verluste in der Drahtisolation die Kupferverluste schließlich übersteigen. Wirksam werden dann auch Wirbelstromverluste in der Wicklung, die durch das am Luftspalt austretende und die Wicklung teilweise durchdringende Streufeld verursacht werden. Ein wirksames Gegenmittel dazu ist die Verwendung von Litzendraht mit mehreren isolierten Adern anstelle von Massivdraht. Typische Gütekurven sind im Bauteile-Katalog (Anhang B.5) abgebildet.

Ferrite sind die meist gebräuchlichsten Kernmaterialien für den Frequenzbereich > 1 kHz. Wegen ihrer vergleichsweise niedrigen Sättigungsinduktion konnten sie jedoch die Eisenpulverkerne bzw. Metallpulverkerne nicht verdrängen. Diese sind besonders verbreitet in der Leistungselektronik unter Bezeichnungen wie Kool My, High Flux usw. Dazu gehört auch das verlustarme Molybdän-Permalloy-Pulver (MPP) mit 81 % Ni, 17 % Fe und 2 % Mo, das aber relativ teuer ist.

Literatur: [5-1, 5-2, 5-6, 5-7, 5-8, Ü1, Ü2]

DIN 41 280 ff.

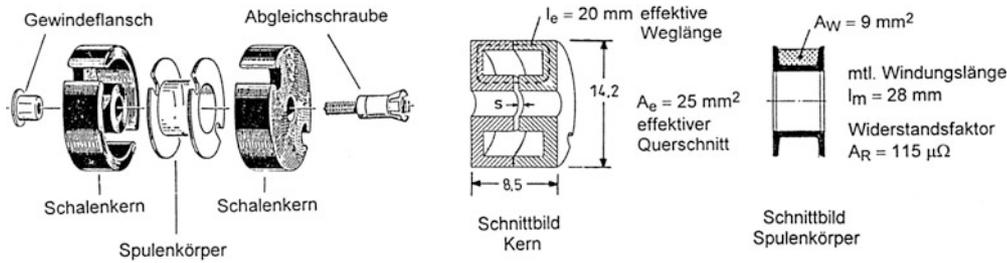


Abb. 5.10 Aufbau und Maßbilder zum Schalenkern (P-Kern) 14/8. P-Kern = Pot Core, Montageteile und andere Bauformen siehe im Anhang B.5

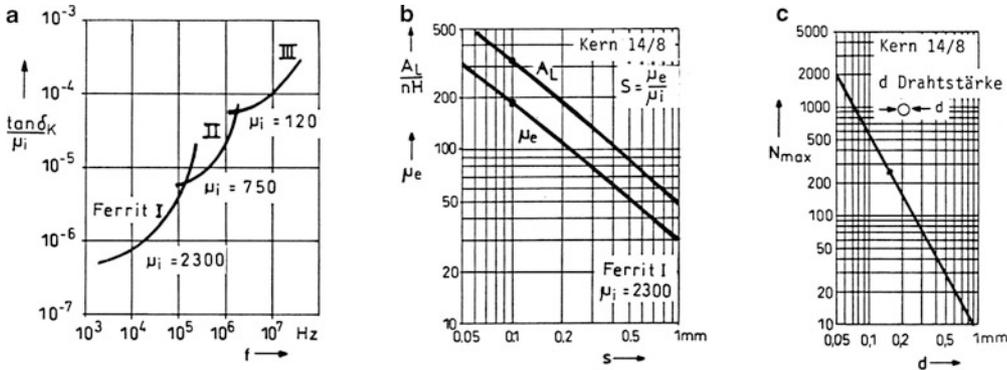


Abb. 5.11 Diagramme zur Spulenauslegung. **a** bezogener Verlustfaktor, **b** A_L -Wert und Permeabilität, **c** Windungszahlen

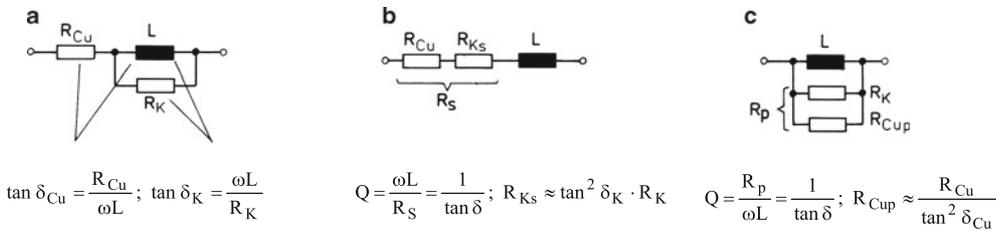


Abb. 5.12 Spulenersatzbilder mit Kupfer- und Kernverlustwiderständen. **a** physikalisches Ersatzbild, **b** Reihenersatzbild, **c** Parallelersatzbild

$$\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{R_s}{\omega L} = \frac{R_{Cu} + R_{Ks}}{\omega L} = \frac{R_{Cu}}{\omega L} + \frac{R_{Ks}}{\omega L} = \tan \delta_{Cu} + \tan \delta_{Ke} \text{ (additives Gesetz für } \tan \delta\text{-Werte)}$$

$$f = 100 \text{ kHz} : \omega L = 12560 \Omega \rightarrow \tan \delta_{Cu} \approx \frac{7,2 \Omega}{12560 \Omega} \approx 6 \cdot 10^{-4}$$

$$\tan \delta_{Ke} = \tan \delta_K \cdot S = \frac{\tan \delta_K}{\mu_i} \cdot \mu_e \approx 4 \cdot 10^{-6} \cdot 180 = 7,20 \cdot 10^{-4} \text{ (nach Abb. 5.11a)}$$

Damit wird: $\tan \delta \approx 13,2 \cdot 10^{-4} \rightarrow Q \approx 750$

Abb. 5.13 Verlustfaktor- und Güteberechnung am Beispiel

5.5 Spulen bei höheren Frequenzen

Bei höheren Frequenzen ist die Eigenkapazität einer Spule zu beachten. Diese kommt dadurch zustande, dass jede Windung gegenüber ihren Nachbarwindungen eine gewisse Kapazität besitzt, deren Wirkung man resultierend in der „Wicklungskapazität“ oder „Eigenkapazität“ C_w , darstellt. Diese parasitäre Größe erscheint im Ersatzbild entsprechend Abb. 5.14 parallel zur Induktivität und bildet mit der Letzteren einen Parallelschwingkreis². Für den komplexen Leitwert ohne Berücksichtigung des Verlustwiderstandes R_p gilt:

$$\underline{Y} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C_w = \frac{1}{j\omega L} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 \right] = \frac{1}{j\omega L_{\text{eff}}}$$

$$\text{mit } L_{\text{eff}} = \frac{L}{1 - (\omega/\omega_r)^2}$$

$$\text{und } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC_w}} = 2\pi f_r \text{ als Resonanzkreisfrequenz.}$$

Offenbar kann man die Wirkung der Wicklungskapazität C_w durch die Einführung der „effektiven Induktivität“ L_{eff} erfassen, die nach tiefen Frequenzen hin in die Induktivität L übergeht. Mit zunehmender Annäherung an die Resonanzfrequenz ω_r bzw. f_r wird $L_{\text{eff}} > L$.

In der Regel setzt man eine Spule nur bei Frequenzen weit unterhalb ihrer Resonanzfrequenz ein, was umso schwieriger wird, je höher die Arbeitsfrequenz ist. Welche Kapazität C_w sich bei Spulen mit dem üblichen Wicklungsaufbau ergibt, lässt sich nach Abb. 5.15 überschlägig bestimmen. Die Kammerwicklung nach Abb. 5.15c weist aufgrund der Reihenschaltung von Teilkapazitäten die geringste Wicklungskapazität auf. Sie ist in dieser Beziehung günstiger als die Flachwicklung und diese wiederum hat eine kleinere Kapazität als eine gestreckte mehrlagige Spule nach Abb. 5.15a.

Die geringsten Kapazitätswerte lassen sich mit der Kreuzwicklung nach Abb. 5.16 erzielen, bei der parallel laufende Drähte vermieden werden. Eine Kapazitätsberechnung dazu ist nicht bekannt. Möglich ist aber – wie bei allen anderen Spulen auch – eine messtechnische Bestimmung. Zu diesem Zweck legt man ein Diagramm mit linearer Achsenteilung an entsprechend Abb. 5.17. Dann schaltet man verschiedene Kapazitäten C_{Z1} , C_{Z2} usw. parallel zur gegebenen Spule und misst jeweils die Resonanzfrequenz f_r . Die Größe $(1/f_r)^2$ ergibt in Abhängigkeit von der Zusatzkapazität C_Z eine Gerade, deren rückwärtige Verlängerung (gestrichelt) die Kapazität C_w liefert.

Störend ist auch die Stromverdrängung in Richtung zur Leiteroberfläche (Skin-Effekt), die je nach Drahtdurchmesser eine erhebliche Widerstandszunahme mit steigender Frequenz bewirkt, wie dies in Abb. 5.18 zum Ausdruck kommt.

Die Folge ist eine Erhöhung des Verlustfaktors. Ein wirksames Gegenmittel gibt es für den Frequenzbereich von etwa 50 kHz bis 5 MHz in Form der Hochfrequenzlitze, in der mehrere voneinander isolierte Adern so miteinander verdrillt sind, dass jede der Adern durch jede Stelle des Gesamtquerschnittes hindurchläuft. Ab 5 MHz wird jedoch ihre Wirkung aufgehoben durch kapazitive Übergänge zwischen den Adern. Man verwendet dann wieder massive Drähte, häufig mit versilberter Oberfläche, so z. B. bei Zylinderspulen für relativ kleine Induktivitätswerte. Abb. 5.19a zeigt dazu die Wickelanordnung auf einem Tragkörper, der bei genügend dickem Draht auch entfallen kann. Die Induktivität L_0 einer solchen Spule ohne magnetisch wirksamen Kern berechnet sich wie angegeben. Abb. 5.19b liefert dazu den A_L -Wert, bezogen auf den Spulendurchmesser D . Abb. 5.19c ermöglicht zusätzlich die Bestimmung der Kapazität.

Beispiel: Eine Zylinderspule hat die Daten $N = 16$, $l = 3,2 \text{ cm}$, $D = 1,6 \text{ cm}$, $d = 1 \text{ mm}$

$$L = L_0 = A_L \cdot N^2 = \frac{A_L}{D} \cdot D \cdot N^2 \approx 4 \frac{\text{nH}}{\text{cm}} \cdot 1,6 \text{ cm} \cdot 256 = 1,6 \mu\text{H}$$

nach Abb. 5.19b ($l/D = 2$).

Mit

$$\frac{a}{d} \approx \frac{l}{N \cdot d} = \frac{32}{16 \cdot 1} = 2 \text{ und } D = 1,6 \text{ cm}$$

folgt $C_w \approx 1,1 \text{ pF}$ nach Abb. 5.19c,

$$\rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_w}} \approx 120 \text{ MHz.}$$

Für $f < 10 \text{ kHz}$ wird:

$$R_{\text{Cu}} = R' \cdot D \cdot \pi \cdot N \approx 0,02 \frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0,016 \text{ m} \cdot \pi \cdot 16 \approx 16 \text{ m}\Omega$$

nach Abb. 5.18.

Für $f = 10 \text{ MHz}$ wird:

$$R_{\text{Cu}} = R' \cdot D \cdot \pi \cdot N \approx 0,25 \frac{\Omega}{\text{m}} \cdot 0,016 \text{ m} \cdot \pi \cdot 16 \approx 200 \text{ m}\Omega$$

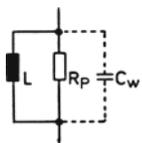
(Skin-Effekt).

Als Tragkörper kann auch ein Stabkern aus Ferritmaterial oder Pulvereisen (Massekern) dienen, der gleichzeitig die Induktivität erhöht. Man baut so HF-Drosselspulen. Mit einem eindrehbaren Schraubkern erhält man eine abgleichbare Induktivität. Bei voll eingedrehtem Kern ergibt sich diese als L_K nach Abb. 5.19d mit der dort angegebenen effektiven (wirksamen) Permeabilität μ_e . Durch einen Kern mit $\mu_i \geq 50$ würde die Induktivität im vorliegenden Fall etwa siebenfach³.

Literatur [5-1, 5-2, 5-6, 5-7]

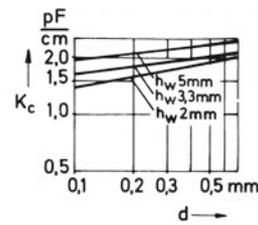
² Siehe auch Abschn. 5.7.

³ Vgl. auch Anhang B.5.

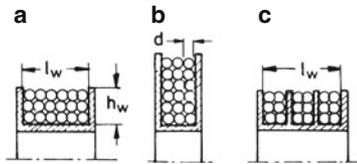


$$C_w \approx \frac{K_c \cdot l_w \cdot l_m}{n^2 \cdot h_w}$$

nach Feldtkeller [5-1]



C_w Wicklungskapazität
 R_p Verlustwiderstand
 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_w}}$
 Resonanzfrequenz



l_w Spulenlänge
 h_w Wickelhöhe
 l_m mittlere Windungslänge
 n Anzahl der Kammern
 d Drahtstärke

Abb. 5.14 Spulenersatzbild

Abb. 5.15 Wicklungsarten und Wicklungskapazität. a Lagenwicklung, b Flachwicklung, c Kammerwicklung

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_w + C_z)}}, \left(\frac{1}{f_r}\right)^2 = (2\pi)^2 \cdot L \cdot (C_w + C_z)$$

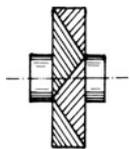
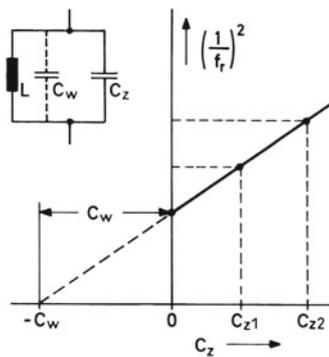


Abb. 5.16 Kreuzwicklung

Abb. 5.17 Bestimmung der Eigenkapazität

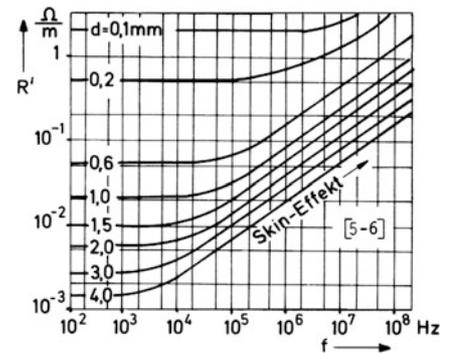


Abb. 5.18 Widerstandserhöhung durch den Skin-Effekt bei Kupferrunddraht

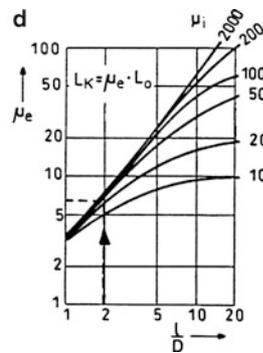
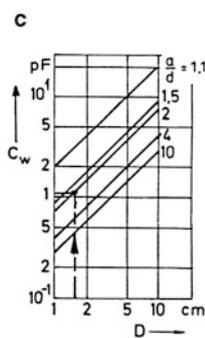
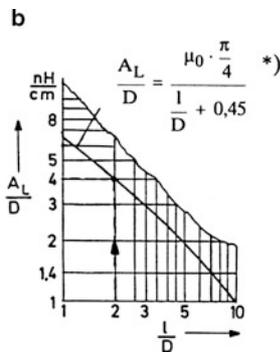
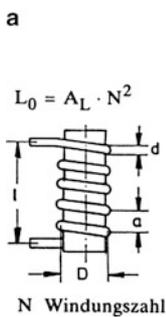


Abb. 5.19 Zylinderspulen. a Aufbau, b A_L -Wert *) Die Beziehung gilt auch für mehrlagige Zylinderspulen mit geringer Wickelhöhe [5-2]. Zu den folgenden Diagrammen siehe [5-6] und [5-7], c Eigenkapazität, d Wirkung eines Kerns

5.6 Spulen mit nanokristallinem Kern

Bei vielen Anwendungen von Spulen in der Leistungselektronik ist es vorteilhaft, die Betriebsfrequenz möglichst hoch zu wählen⁴. Eine gewünschte Impedanz $X_L = \omega L$ (Scheinwiderstand) lässt sich dann mit einem kleinen Induktivitätswert L erzielen. Dies spart Bauvolumen, Gewicht und Kosten. Ein hoher Wert für die Induktion (Flussdichte) B ergibt für einen erforderlichen Bündelfluss Φ ebenfalls ein kleineres Bauvolumen. Neue nanokristalline Magnetmaterialien ermöglichen im besonderen Maße, die hohe Aussteuerbarkeit (großes B) von Siliziumeisen mit den geringen Kernverlusten von Ferriten bei hohen Frequenzen zu vereinen. Dieses Material ist eine rasch erstarrte Eisenbasislegierung mit sehr feinkörniger kristalliner Struktur (mittlere Korngröße 10 nm). Es wird als Metallband mit ca. 20 μm Dicke hergestellt. Durch die geringe Dicke werden die Wirbelstromverluste als Bestandteil der Kernverluste auch bei hohen Frequenzen klein gehalten. Ein Toroidspulenkörper mit nanokristallinem Kern ist in Abb. 5.20a gezeigt. Das gewickelte Magnetband wird zur Fixierung in ein Epoxidharz eingebettet. In Abb. 5.20b wird das Material NANOPERM der Fa. Magnetec, das mit verschiedenen Permeabilitätswerten angeboten wird, mit zwei bekannten Ferritsorten verglichen.

Abb. 5.21 zeigt die Magnetisierungskurven von NANOPERM im Vergleich zum Ferrit T38. Erkennbar ist die um den Faktor 3 größere Sättigungsinduktion. Bemerkenswert ist auch der fast lineare Verlauf im mittleren Bereich für $\mu_r = 30.000$ ohne erkennbare Hysterese. Das besonders kleine Hysterese fenster (schmale Hystereseschleife) lässt die Ummagnetisierungsverluste, auch als Hystereseverluste bekannt, sehr klein werden. Bemerkenswert ist auch die hohe Curie-Temperatur von 600 °C.

NANOPERM eignet sich hervorragend als Kernmaterial für Speicherdrosseln in Schaltnetzteilen, die häufig mit Luftspalt ausgeführt werden⁵. Die Drosseln werden mit hoher Taktfrequenz mit magnetischer Energie geladen und wieder entladen, wobei es auf geringe Verluste und hohe magnetische Aussteuerbarkeit ankommt. Für die magnetische Energie gilt nach Abschn. 5.1:

$$W = \frac{1}{2} L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \Phi \cdot N \cdot I$$

mit N als Windungszahl und $\Phi = B \cdot A_E$.

Für einen Kern mit Luftspalt s gilt nach Abschn. 5.3, wenn man vereinfachend $s_e = s$ setzt:

$$N \cdot I = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} \cdot l_E + \frac{B}{\mu_0} \cdot s.$$

Damit folgt:

$$W = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_0 \mu_r} \cdot A_E \cdot l_E + \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_0} \cdot A_E \cdot s.$$

Der erste Term stellt die Energie im Kern dar und der zweite die Energie im Luftspalt, wobei die jeweiligen Volumina $A_E \cdot l_E$ und $A_E \cdot s$ als Faktor auftreten. Die Ausdrücke davor stellen die Energiedichte im Kern und im Luftspalt dar. Da bei hochpermeablen Kernen in der Regel $l_E/\mu_r \ll s$ ist, wird die magnetische Energie hauptsächlich (fast ausschließlich) im Luftspalt gespeichert.

Die neuen Materialien werden auch für den Bau von stromkompensierten Drosseln zur Dämpfung von Gleichtaktstörströmen in Versorgungsleitungen eingesetzt⁶. Abb. 5.22a zeigt ein Ausführungsbeispiel. Gemäß Abb. 5.22b erzeugt der Gerätelaststrom in den beiden Wicklungen gegensinnig wirkende Feldstärken H_{Last} . Die Summenfeldstärke und damit der magnetische Fluss im Ringkern, hervorgerufen durch den Gerätestrom, wird zu Null. Bezogen auf den Laststrom wirkt nur eine kleine Streuinduktivität. Ein von der Last erzeugter hochfrequenter Gleichtaktstörstrom, als HF-Strom bezeichnet, führt hingegen zu einer Summenfeldstärke $H_{\text{HF}} \neq 0$. Der HF-Strom wird also durch die jeweilige Induktivität gedämpft. Damit im Frequenzbereich $f = 100 \text{ kHz}$ bis 30 MHz eine möglichst hohe Impedanz $Z(f) = 2\pi fL(f)$ erreicht wird, muss die Permeabilität $\mu_r(f)$ in diesem Frequenzbereich möglichst groß bleiben.

Entsprechende Entstördrosseln mit drei Wicklungen auf einem Kern werden auch im Drehstromnetz eingesetzt. Dabei wird ausgenutzt, dass sich die einzelnen Phasenströme in der Summe zu Null ergänzen. Von dieser Gesetzmäßigkeit macht man auch bei Fehlerstromschutzschaltern Gebrauch, die man ebenso wie Präzisions-Stromtransformatoren (Stromwandler) mit den neuen Materialien baut.

In großer Zahl werden Fehlerstromschutzschalter (FI-Schalter) in der Hausinstallation verwendet. Dazu führt man die drei Phasenleiter zusammen mit dem Neutralleiter (früher Nullleiter bzw. Mittelpunktleiter) durch einen Ringkern. Im Fehlerfall wird die Stromsumme ungleich Null, wodurch im Kern ein Wechselfluss entsteht. Dieser induziert in einer aufgewickelten Spule eine Spannung, die über ein nachgeschaltetes Schaltglied die Stromversorgung unterbricht.

Weitere Anwendungen sind EMV-Aufsteckerkerne, die als rohrförmige Kerne auf eine Leitung geschoben werden und somit eine Spule mit der Windungszahl $N = 1$ bilden. Trotz ihrer geringen Induktivität (Größenordnung 1 μH) bilden sie für hochfrequente Störströme bereits eine wirksame Impedanz zu deren Dämpfung⁷.

Literatur: [5-12]

⁴ Siehe Abschn. 20.8 bis 20.13.

⁵ Siehe Abschn. 20.8 bis 20.13.

⁶ Siehe Anhang B.5.

⁷ Zur EMV siehe auch Anhang A.14.

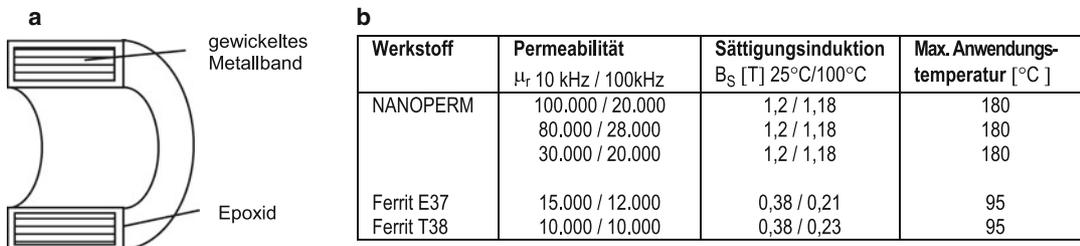


Abb. 5.20 Nanokristalline Magnetmaterialien. a Toroidspulenkörper, b Kenngrößen

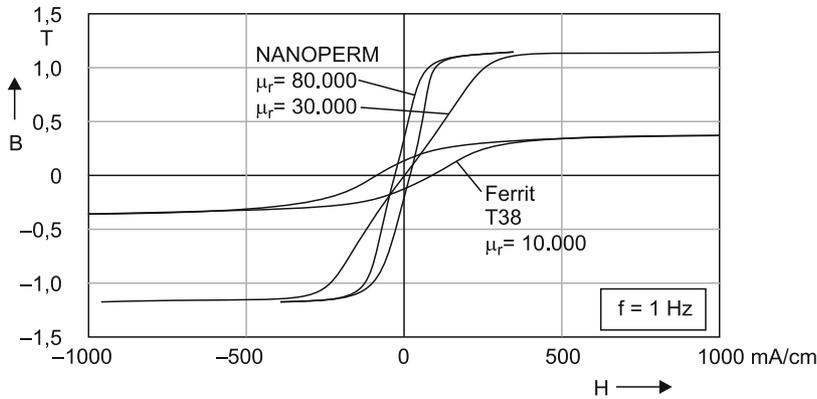


Abb. 5.21 Magnetisierungskurven nach Fa. Magnetec. Die Angabe der Messfrequenz (hier 1 Hz) ist wichtig, weil die Hystereseschleifen sich mit zunehmender Frequenz verbreitern

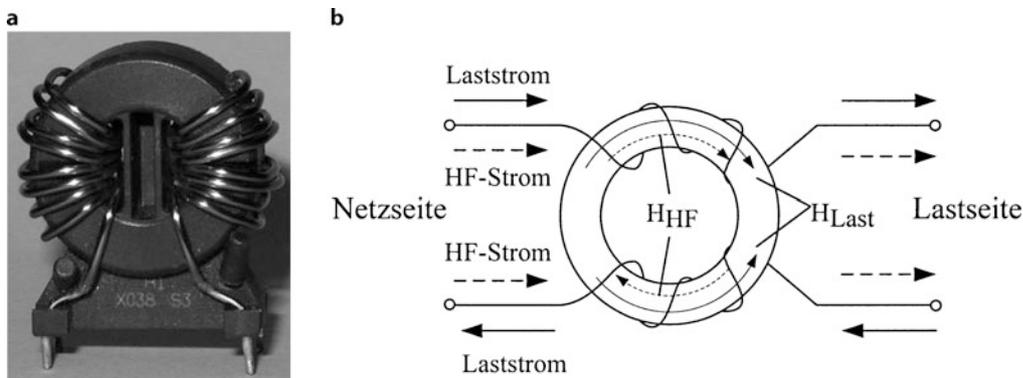


Abb. 5.22 Stromkompensierte Drossel (Störschutzdrossel). a Aufbau, b Ströme und Feldstärken

5.7 Schwingkreise, Grundbegriffe

Schaltet man eine Spule und einen Kondensator zu einem elektrischen Stromkreis zusammen, so entsteht ein Schwingkreis. In Abb. 5.23 geschieht dies über den Schalter S, der zum Zeitpunkt $t = 0$ geschlossen werde. Mit der Annahme, dass der Kondensator zu diesem Zeitpunkt mit der Spannung $U_{CO} = -10\text{ V}$ geladen sei, entsteht der abgebildete Schwingungsvorgang mit der Eigenfrequenz f_e durch den Energieaustausch zwischen Spule und Kondensator. Die Schwingung klingt aufgrund der Dämpfung durch den angenommenen Widerstand R_s (Dämpfungswiderstand) mit der Zeit ab. Man kann diesen Widerstand als Reihen-Verlustwiderstand der Spule auffassen. Zur Beschreibung des Vorgangs definiert man zweckmäßig die folgenden Kenngrößen:

1. Kennfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{bzw.} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

2. Kennwiderstand

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

3. Kreisgüte

$$Q_K = \frac{Z_0}{R_s} = \frac{\omega_0 L}{R_s},$$

4. Abklingkonstante

$$\delta = \frac{R_s}{2L}.$$

Im Abb. 5.23 werden diese Kenngrößen berechnet, ferner auch der Kreis-Verlustfaktor (Dämpfungsfaktor) d_K als Kehrwert der Kreisgüte sowie die Eigenfrequenz ω_e bzw. f_e des Schwingkreises. Diese geht im dämpfungsfreien Fall ($R_s \rightarrow 0$) in die Kennfrequenz über. Bei starker Dämpfung ($Q_K < 0,5$ bzw. $\delta > \omega_0$) wird der Vorgang aperiodisch (gestrichelt)⁸.

Wird der Schwingkreis nach Abb. 5.24 mit einem Generator zusammenschaltet, so sind die beiden Fälle Reihenschwingkreis und Parallelschwingkreis zu unterscheiden. Der Schwingkreis kann nicht mehr frei schwingen, sondern es werden vom Generator „erzwungene Schwingungen“ mit der jeweiligen Generatorfrequenz ausgeführt. Üblicherweise wählt man beim Reihenschwingkreis eine niederohmige, beim Parallelschwingkreis eine hochohmige Speisung. Daher sind als Quellen ein Spannungs- bzw. Stromgenerator angenommen. Das elektrische Verhalten wird im stationären Zustand durch den komplexen Widerstand \underline{Z} beschrieben, dessen Frequenzgang zu den oben angegebenen Werten durch Ortskurven wiedergegeben wird. Darin sind die „Resonanzfrequenz“ f_r und der zugehörige „Resonanzwiderstand“

Z_r besonders angegeben, gekennzeichnet durch das Verschwinden des Blindwiderstandes X.

Trägt man den Scheinwiderstand Z über der Frequenz auf, so erhält man dessen Frequenzgang nach Abb. 5.25. Typisch ist die „V-Kurve“ beim Reihenschwingkreis mit einem Widerstandsminimum an der Stelle $f_{\min} = f_0$ und die „Glockenkurve“ beim Parallelschwingkreis mit einem Widerstandsmaximum an der Stelle $f_{\max} \approx f_0$. Entsprechend dem Bild werden eine obere und eine untere Grenzfrequenz f_{go} und f_{gu} definiert, die leicht unsymmetrisch zu den Frequenzen f_{\min} und f_{\max} liegen. Den Frequenzbereich $\Delta f_{gg} = f_{go} - f_{gu}$ bezeichnet man als „Bandbreite“ und mit Bezug auf f_{\min} bzw. f_{\max} als relative Bandbreite. Die Letztere ist beim Reihenschwingkreis exakt gleich und beim Parallelschwingkreis näherungsweise gleich dem Kehrwert der Kreisgüte. Die Ungenauigkeit dieser Näherung verschwindet jedoch mit zunehmender Güte. Damit fallen auch beim Parallelschwingkreis die charakteristischen Frequenzen f_r , f_{\max} und f_0 praktisch zusammen. Es wird $Z_r \approx Z_{\max}$. Die in Abb. 5.24 gezeichnete Ortskurve nähert sich einer Kreislinie symmetrisch zur R-Achse.

In der Umgebung der Resonanz bilden sich besondere Effekte aus. Bei Spannungsspeisung führt das Widerstandsminimum im Reihenschwingkreis zu einem Strommaximum. Die zueinander gegenphasigen Spannungen u_c und u_L können viel größer werden als die Quellenspannung u_q . Bei $f = f_r = f_0$ gilt für die Effektivwerte:

$$\begin{aligned} I &= I_r = \frac{U_q}{R_s} = U_q \cdot \frac{Q_K}{Z_0} \\ \rightarrow U_c &= I_r \cdot \frac{1}{\omega_0 C} = I_r \cdot Z_0 = U_q \cdot Q_K \quad \text{und} \\ U_L &= I_r \cdot \omega_0 L = I_r \cdot Z_0 = U_q \cdot Q_K. \end{aligned}$$

Entsprechend erhält man bei Stromspeisung am Parallelschwingkreis ein Maximum für die Klemmenspannung u . Die zueinander gegenphasigen Ströme i_C und i_L können viel größer werden als der äußere Quellenstrom i_q . Bei $f = f_r \approx f_0$ gilt:

$$\begin{aligned} U &= U_r = I_q \cdot \frac{L}{CR_s} = I_q \cdot Q_K \cdot Z_0 \\ \rightarrow I_c &\approx U_r \cdot \omega_0 C = \frac{U_r}{Z_0} = I_q \cdot Q_K \quad \text{und} \\ I_L &\approx \frac{U_r}{\omega_0 L} = \frac{U_r}{Z_0} = I_q \cdot Q_K. \end{aligned}$$

Die damit berechneten Spannungs- und Stromüberhöhungen um den Faktor Q_K führen allesamt zu entsprechenden Glockenkurven, deren relative Bandbreite durch den Kehrwert der Güte bestimmt wird.

Die hier gewählte Darstellungsweise für den Parallelschwingkreis entspricht dem Realfall einer Spule mit dem unvermeidlichen Kupferwiderstand. Mit zunehmender Güte unterscheidet sich diese Schaltung – vor allem in Resonanznähe – praktisch nicht von der reinen Parallelform $L \parallel R_p \parallel C$ mit $R_p = L/(C \cdot R_s) = Z_r$, die man als Ersatzschaltung verwenden kann⁹. Bei dieser fallen die charakteristischen Frequenzen f_0 und f_r wie beim Reihenschwingkreis stets zusammen.

Literatur: [1, 2, 3, 5-9, Ü1, Ü2],

⁸ Der „aperiodische Grenzfall“ ist gegeben für $\delta = \omega_0 \rightarrow R_s = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ bzw. $R_s \cdot C = 4\frac{L}{R_s}$.

⁹ Vgl. Anhang A.10.

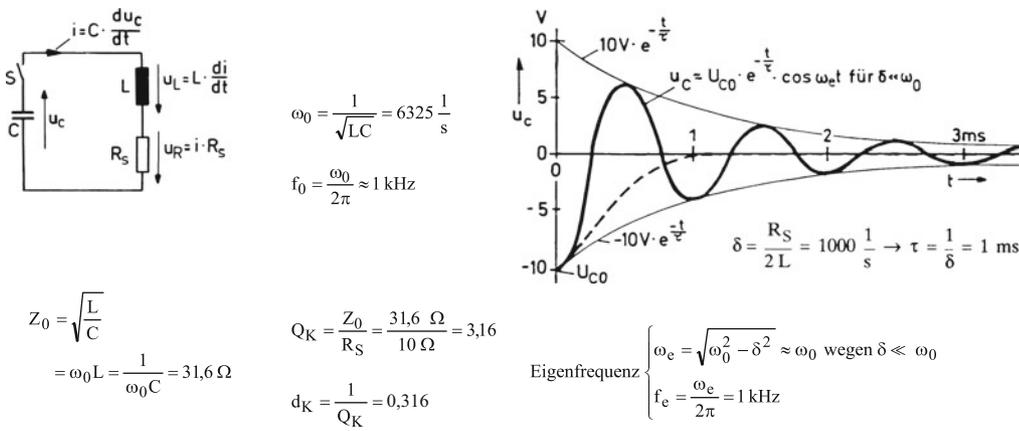


Abb. 5.23 Freier Schwingkreis mit $L = 5 \text{ mH}$, $C = 5 \mu\text{F}$, $R_S = 10 \Omega$. Ausführliche theoretische Darstellung des Schwingkreises in [5-11] (siehe auch Anhang C6, C7 und C12)

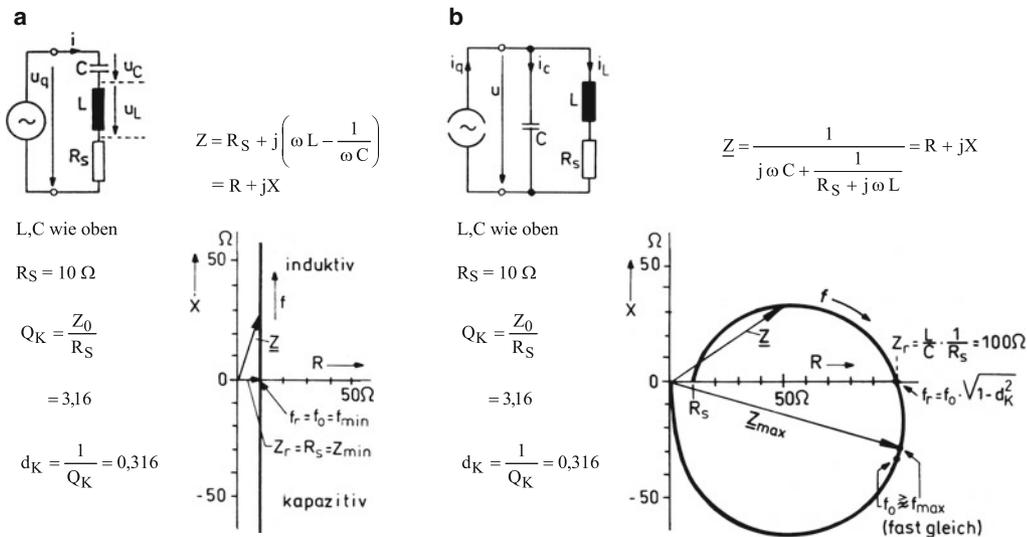


Abb. 5.24 Ortskurven der komplexen Widerstände. **a** Reihenschwingkreis, **b** Parallelschwingkreis

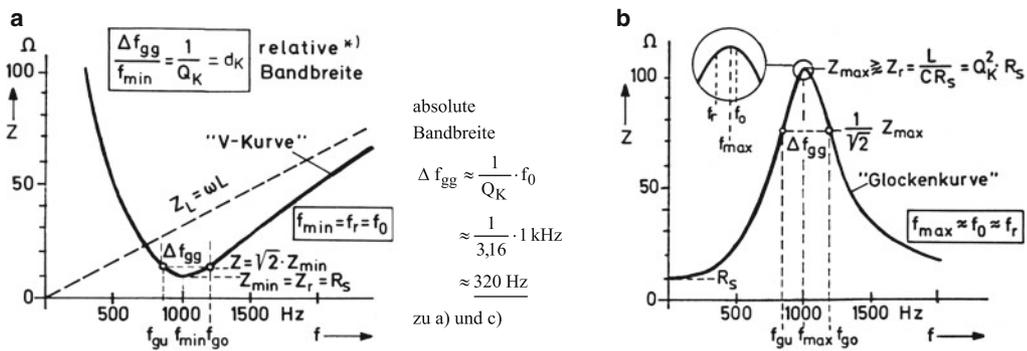


Abb. 5.25 Frequenzgang des Scheinwiderstandes Z . **a** Reihenschwingkreis *) Bei mehreren Verlustquellen addieren sich die einzelnen Verlustfaktoren (siehe dazu Anhang A.9)., **b** Bandbreite, **c** Parallelschwingkreis

5.8 Schwingkreise mit Tiefpassfunktion

Mit Hilfe von Schwingkreisen lassen sich Siebschaltungen (Filterschaltungen) realisieren: Abb. 5.26 zeigt zwei Tiefpassschaltungen. Im linken Bild wirkt ein mit dem Innenwiderstand R_i versehener Spannungsgenerator auf einen verlustfreien Reihenschwingkreis. Im rechten Bild wirkt ein idealer Stromgenerator auf einen Parallelschwingkreis, in den der Lastwiderstand R_L eingefügt ist. Offenbar handelt es sich um die im vorigen Abschnitt beschriebenen Grundschaltungen, wobei nur den Widerständen eine andere Bedeutung zukommt. Aufgrund dieser Widerstände kann man dem linken System einen generatorbedingten Dämpfungsfaktor d_G zuordnen und dem rechten System einen lastbedingten Dämpfungsfaktor d_L .

Bei sehr tiefen Frequenzen ist links $u_a = u_q$ und rechts $i_a = i_q$. Mit ansteigender Frequenz erhöht sich der im Längszweig wirkende induktive Widerstand, während gleichzeitig der kapazitive Widerstand im Querzweig abnimmt. Dies führt zum Verschwinden der Spannung u_a und des Stromes i_a bei hohen Frequenzen.

Eine genaue Beschreibung der Vorgänge erhält man durch die Berechnung des komplexen Übertragungsfaktors, und zwar links als Spannungs-Übertragungsfaktor \underline{A}_u und rechts als Strom-Übertragungsfaktor \underline{A}_i . Um eine allgemeingültige Formulierung zu gewinnen, wird eine „Frequenznormierung“ mit der Bezugsfrequenz ω_N durchgeführt. Dann wird formal $\underline{A}_u = \underline{A}_i = \underline{A}$ (eingerahmte Funktion), wenn man jeweils die angegebenen Parameter verwendet. Die Zählerkonstante A_T bezeichnet den Übertragungsfaktor für die Frequenz Null – näherungsweise auch für tiefe Frequenzen – und hat bei diesen einfachen Beispielen den Wert Eins. Der Parameter Q stellt die „Filtergüte“ dar, die bei verlustfreien Elementen L und C nur durch die äußere Beschaltung bestimmt wird.

Abb. 5.27a stellt den Betrag $A = |\underline{A}|$ des Übertragungsfaktors in seiner Frequenzabhängigkeit dar mit Q als Parameter. Eine gute Tiefpasscharakteristik erhält man nur für $Q < 1$ mit einem Optimum bei $Q = 1/\sqrt{2} = 0,707$. Dazu wird $A = 1/\sqrt{2}$ bei $\omega = \omega_N$. Oberhalb dieser „Grenzfrequenz“ sinkt der Übertragungsfaktor um 2 Zehnerpotenzen pro Frequenzdekade ab. Das ist die doppelte „Flankensteilheit“ gegenüber dem einfachen RC-Tiefpass und entspricht damit 40 dB/Dekade¹⁰. Bei $Q > 0,707$ tritt in der Nähe der Bezugsfrequenz eine gewisse Spannungsüberhöhung ein, die sich mit steigender Güte Q immer stärker ausprägt. Gestrichelt ist der Fall $Q = 3,16$, der auf die Werte des vorigen Abschnittes Bezug nimmt und die Spannungs- bzw. Stromüberhöhung als

Resonanzeffekt erkennen lässt. Bei hohen Frequenzen folgen die Kurven gemeinsam der angegebenen Näherung. Ihr Kehrwert ergibt den bei einfachen LC-Tiefpässen gebräuchlichen Siebfaktor: $S = U_q/U_a \approx (\omega/\omega_0)^2 = \omega^2 LC$.

Interessant ist auch das Zeitverhalten der Schaltungen, insbesondere die sog. Sprungantwort, d. h. die Reaktion auf einen Sprung der Spannung u_q bzw. des Stromes i_q . Geht man von einem vorher energiefreien System aus, so erhält man zu einem Eingangssprung U_q am Reihenschwingkreis die Differentialgleichung:

$$U_q = LC \cdot \frac{d^2 u_a}{dt^2} + R_i C \cdot \frac{du_a}{dt} + u_a \text{ bzw.}$$

$$T_N^2 \cdot \frac{d^2 u_a}{dt^2} + \frac{T_N}{Q} \cdot \frac{du_a}{dt} + u_a = A_T \cdot U_q$$

($A_T = 1$, zu Abb. 5.26).

Für den Parallelschwingkreis ergibt sich zu einem Stromsprung I_q formal die gleiche Differentialgleichung. Dies führt zu einer gemeinsamen Lösung, die in Abb. 5.27b dargestellt ist. Die Spannung und der Strom sind normiert auf die Werte $A_T \cdot U_q$ bzw. $A_T \cdot I_q$, die Zeit ist normiert auf den Zeitwert T_N . Man erkennt ein Überschwingen für $Q > 0,5$, das mit steigender Güte immer stärker wird. Für $Q < 0,5$ verläuft der Vorgang dagegen aperiodisch.

Abb. 5.28 nimmt eine weitere Verallgemeinerung der Schaltungen vor, indem der Reihenschwingkreis noch einen Lastwiderstand R_L erhält und der Parallelschwingkreis einen Innenwiderstand für den Stromgenerator. Dadurch kommt dem linken System zusätzlich ein lastbedingter und dem rechten ein generatorbedingter Dämpfungsfaktor (Verlustfaktor) zu. Da es sich dabei jeweils um Parallelwiderstände handelt, gilt dazu das umgekehrte Widerstandsverhältnis¹¹.

Wieder beschreibt die in Abb. 5.26 eingerahmte Funktion einheitlich das Frequenzverhalten, sofern man jetzt die in Abb. 5.28 angegebenen Parameter verwendet. Es gelten damit auch wieder die Diagramme der Abb. 5.27.

Der Übertragungsfaktor A_T für tiefe Frequenzen ist jetzt < 1 . Es wird $A_T = 1$, sobald nur ein Widerstand vorhanden ist (R_L oder R_i). Mit dem Parameter Q gelten die Diagramme dank der Frequenz- und Zeitnormierung für beliebige Dimensionierungen. Tatsächlich beschreiben sie das Verhalten aller linearen Tiefpasssysteme zweiter Ordnung mit dem aperiodischen Grenzfall bei $Q = 0,5$. Typisch ist auch die „Filterflanke“ mit einer Steigung von 40 dB/Dekade¹².

¹⁰ Siehe Abschn. 4.5.

¹¹ Vgl. Anhang A.9.

¹² Siehe dazu auch die Abschn. 11.9, 11.10 und 12.7.

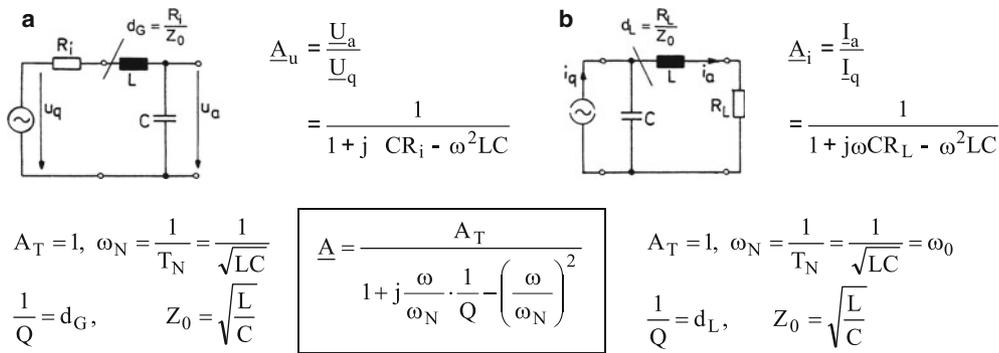


Abb. 5.26 Tiefpassschaltungen mit Schwingkreisen (LC-Tiefpässe). **a** mit Reihenschwingkreis, **b** mit Parallelschwingkreis

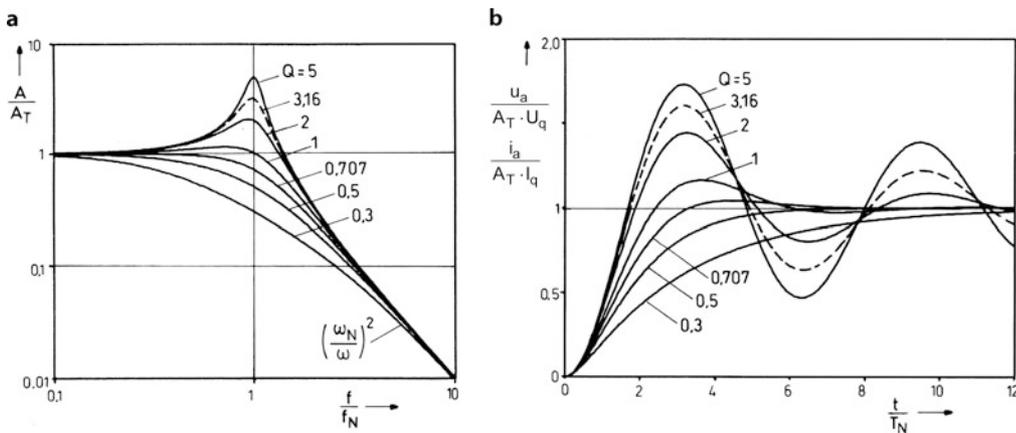


Abb. 5.27 Übertragungsverhalten von LC-Tiefpässen. Zur Ermittlung des Frequenz- und Zeitverhaltens mittels Simulation siehe Anhang C.10. **a** Übertragungsfaktor, **b** Sprungantwort

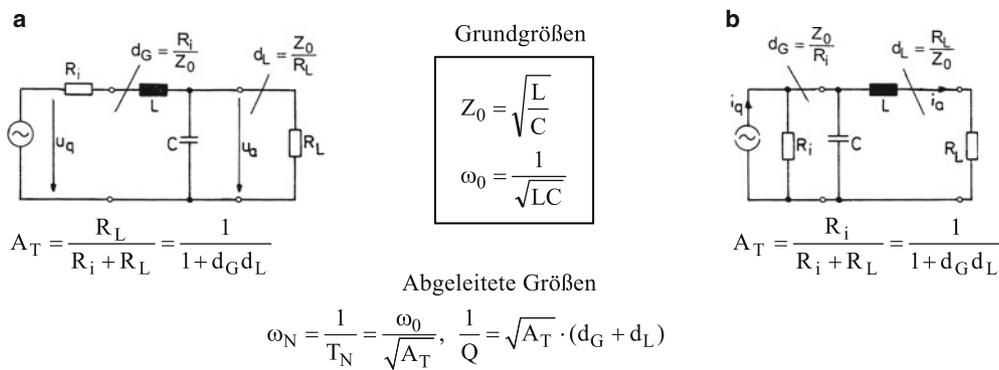


Abb. 5.28 Erweiterte Tiefpassschaltungen. **a** mit Reihenschwingkreis, **b** mit Parallelschwingkreis

5.9 Resonanzschaltungen

Die Resonanzeigenschaften von Schwingkreisen eignen sich in besonderem Maße für frequenzselektive Schaltungen. Sollen von einem Generator nur Schwingungen innerhalb eines bestimmten schmalen Frequenzbandes Δf auf einen Verbraucher mit dem Widerstand R_L übertragen werden, so kann man diesen Verbraucher in einen Reihenschwingkreis oder Parallelschwingkreis einsetzen (Abb. 5.29a, b). Unter Einbeziehung des Generatorwiderstandes R_i erhält man dazu einen Gesamtscheinwiderstand Z_g bzw. einen Gesamtscheinleitwert Y_g . Der Frequenzgang dieser Größen hat die Form einer „V-Kurve“¹³. Das Minimum liegt bei der Resonanzfrequenz f_r bzw. ω_r , bei der die Lastschaltung insgesamt einen reellen Widerstand annimmt. Strom und Spannung am Lastwiderstand R_L durchlaufen über der Frequenz bei konstanter Generatoramplitude eine „Glockenkurve“. Die zugehörige relative Bandbreite ist gleich dem Kehrwert der Betriebsgüte Q_B . Darunter versteht man in einem umfassenden Sinne die resultierende Kreisgüte, wie sie unter dem Einfluss aller inneren und äußeren Widerstände zustande kommt. Da hier die einzelnen Widerstände jeweils in Reihe oder parallel wirken, kann man die Betriebsgüte direkt anschreiben:

- Reihenschaltung

$$Q_B = \frac{Z_0}{R_s} = \frac{Z_0}{R_i + R_L}$$

- Kennwiderstand

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

- Parallelschaltung

$$Q_B = \frac{R_p}{Z_0} = \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} \cdot \frac{1}{Z_0}$$

Die angegebenen Beziehungen vernachlässigen die Eigenverluste von Spule und Kondensator und unterstellen damit eine hohe „Eigengüte“ des Schwingkreises, die groß ist gegenüber der Betriebsgüte. Erfahrungsgemäß lässt sich mit den üblichen Spulenbauformen und guten Kondensatoren eine hohe Eigengüte realisieren, wenn die Elemente L und C so gewählt werden, dass sich ein Kennwiderstand Z_0 in der Größenordnung $1 \text{ k}\Omega$ ergibt. Danach ist also für eine gute Selektionswirkung ein Reihenschwingkreis sinnvoll, wenn die Bedingung $R_i + R_L \ll 1 \text{ k}\Omega$ erfüllt ist. Andererseits ist ein Parallelschwingkreis zweckmäßig, wenn $R_i \parallel R_L \gg 1 \text{ k}\Omega$ ist.

Sofern die Eigengüte des Schwingkreises nicht hinreichend groß ist gegenüber der verlangten Betriebsgüte, kann man die Verluste der Elemente L und C durch entsprechende Widerstände berücksichtigen¹⁴.

Bei Verwendung hochwertiger Keramik- oder Kunstfolienkondensatoren genügt erfahrungsgemäß die Berücksichtigung des Spulenverlustwiderstandes. Die Eigengüte des Schwingkreises ist dann gleich der Spulengüte bei der Resonanzfrequenz des Kreises.

Als schmalbandige Übertragungsschaltungen kann man auch die LC-Tiefpässe des vorigen Abschnitts nutzen, wenn man sie mit hohen Filtergüten $Q \gg 1$ betreibt und dabei toleriert, dass sie auch tiefe Frequenzen mit dem Übertragungsfaktor A_T übertragen. Die dann auftretende und hier gewollte Resonanzüberhöhung steht im Zusammenhang mit einer Widerstandstransformation, die in Abb. 5.30 gesondert behandelt wird. Dort findet man die bekannten Tiefpässe und darunter entsprechende Hochpässe. Überraschenderweise ergeben sie alle bei der jeweils angegebenen Resonanzfrequenz ω_r formal den gleichen Eingangswiderstand R'_L – als Resonanzwiderstand – beim Abschluss mit einem reellen Lastwiderstand R_L . In Verbindung mit einem kleinen Dämpfungsfaktor d_L treten folgende Wirkungen auf:

Bei a) Ein hochohmiger Widerstand R_L ergibt einen niederohmigen Widerstand R'_L , wirksam als Reihenwiderstand am Eingang.

Bei b) Ein niederohmiger Widerstand R_L ergibt einen hochohmigen Widerstand R'_L , wirksam als Parallelwiderstand am Eingang.

Die angeschriebenen Rechenbeispiele verdeutlichen dies.

In Abb. 5.31 sind so dimensionierte Tiefpässe mit einem Generator zusammenschaltet unter der Annahme $R_i = R'_L$, d. h. die Widerstandstransformation führt bei Resonanz zu einer Leistungsanpassung. Dazu erhält man die Betriebsgüte $Q_B = 5$. Sie bestimmt zunächst die Spannungs- und Stromüberhöhung. Mit ihrer Kenntnis lässt sich auch die A-Kurve (A_u bzw. $A_i = f(f)$) in Resonanznähe entsprechend Abb. 5.31 (Mitte) skizzieren. Der gestrichelte Verlauf gilt für die entsprechenden Hochpässe.

Die Richtigkeit dieser Näherungsdarstellung für die Umgebung der Resonanzstelle wird bestätigt durch die Filtertheorie des vorigen Abschnittes.

Danach ist:

$$A_T \approx 1, \quad \omega_N \approx \omega_0,$$

$$\frac{1}{Q} \approx 1 \cdot \left(\frac{100 \Omega}{1000 \Omega} + \frac{1000 \Omega}{10.000 \Omega} \right) = 0,2 \rightarrow Q \approx 5.$$

Die Filtertheorie liefert exakt den gesamten Verlauf, während die Überschlagsrechnung mit der Betriebsgüte eine gute Näherung für die Umgebung der Resonanzstelle ergibt.

Literatur: [5-6, 5-9]

¹³ Siehe Abschn. 5.7 und Anhang A.10.

¹⁴ Siehe Anhang A.9.

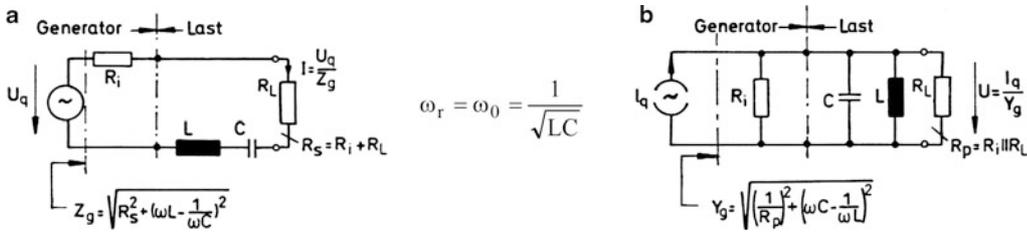


Abb. 5.29 Generator mit Schwingkreisbelastung. a Reihenschwingkreis, b Parallelschwingkreis

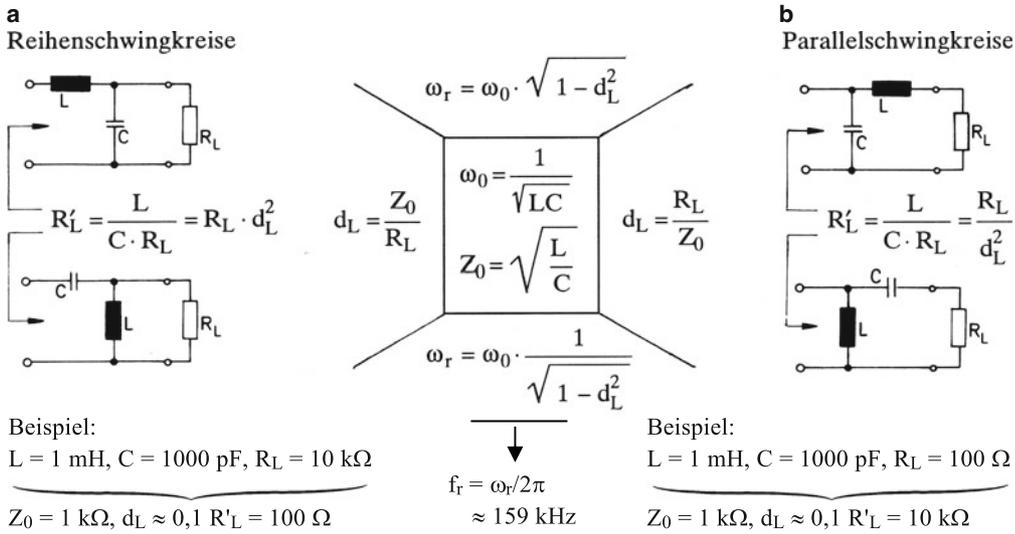


Abb. 5.30 Widerstandstransformation mit Tief- und Hochpässen. a Transformation von „groß nach klein“ durch Reihenschwingkreis, b Transformation von „klein nach groß“ durch Parallelschwingkreis

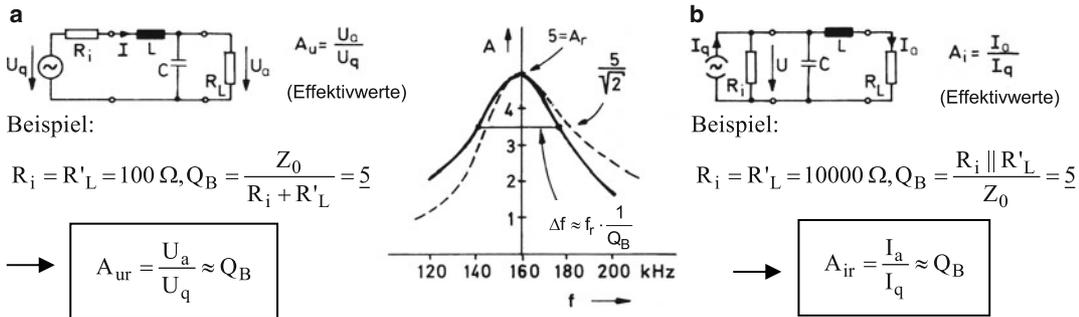


Abb. 5.31 Resonanzanpassung mit Reihen- und Parallelschwingkreis. a Reihenschwingkreis, b Parallelschwingkreis

5.10 Schwingkreise mit Anzapfungen

Schwingkreise mit Anzapfungen in Verbindung mit einer kapazitiven oder induktiven Spannungsteilung bieten eine größere Dimensionierungsfreiheit als die einfachen Schaltungen des vorigen Abschnittes. Da sie in ihrer Grundform 3 Anschlüsse besitzen, spricht man auch von Dreipunktschaltungen. Abb. 5.32 zeigt als erstes Beispiel einen Schwingkreis mit kapazitivem Teiler. Unter der angegebenen Voraussetzung bezüglich R_L und C_2 wird der Teiler so schwach belastet, dass die Spannungsteilung näherungsweise nur durch das Kapazitätsverhältnis bestimmt wird, ausgedrückt durch den Übersetzungsfaktor \ddot{u} . Bei Resonanz ($\omega = \omega_r$) wird der kapazitive Leitwert des Teilers kompensiert durch den induktiven Leitwert der Spule. An den Generatorklemmen erscheint dann der reelle transformierte Widerstand $R'_L = \ddot{u}^2 \cdot R_L$, wie die folgende Leistungsbetrachtung für einen verlustfreien Schwingkreis zeigt:

$$\frac{U^2}{R'_L} = \frac{U_2^2}{R_L} = \left(\frac{U}{\ddot{u}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_L} = \frac{U^2}{\ddot{u}^2 \cdot R_L} \rightarrow R'_L = \ddot{u}^2 \cdot R_L.$$

Die Verhältnisse beschreibt Abb. 5.32b, wobei der zusätzliche Widerstand R_p die unvermeidlichen Schwingkreisverluste erfassen soll. In der Regel sind nur die Spulenverluste von Bedeutung, so dass sich R_p wie angegeben über die Spulengüte Q_L ermitteln lässt. Damit gelten die Beziehungen nach Abb. 5.32c.

Für die Dimensionierung einer Dreipunktschaltung können verschiedene Gesichtspunkte maßgebend sein:

1. Die Anpassung der Induktivität oder der Kapazität an bestimmte Vorgaben,
2. eine bestimmte Spannungsübersetzung vom Eingang zum Ausgang,
3. eine Leistungs- bzw. Widerstandsanpassung zwischen Generator und Last,
4. eine Güteanpassung an eine vorgegebene Bandbreite ($\Delta f/f_0 = 1/Q_B$) usw.

Beginnt man die Dimensionierung mit der Kapazität C_2 , so kann man ansetzen:

$$\frac{1}{\omega_0 \cdot C_2} \approx \frac{1}{10} \cdot R_L \rightarrow C_2 \approx \frac{10}{\omega_0 \cdot R_L}$$

und erhält dann

$$C_1 = \frac{C_2}{\ddot{u} - 1} \text{ sowie } L = \frac{1}{\omega_0^2 C}.$$

Das noch unbekanntes Übersetzungsverhältnis \ddot{u} folgt beispielsweise aus der geforderten Spannungsübersetzung oder der Anpassungsbeziehung $R_i = R'_L = \ddot{u}^2 \cdot R_L$.

Wird in erster Linie eine bestimmte Betriebsgüte angestrebt, so kann man folgenden Weg beschreiben:

$$\frac{1}{Q_B} = \frac{Z_0}{R_{\text{pGes}}} = Z_0 \cdot \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{\ddot{u}^2 \cdot R_L} + \frac{1}{R_p} \right).$$

Mit $R_i = \ddot{u}^2 R_L$ und $Z_0 = \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{\ddot{u}}{\omega_0 C_2}$ folgt:

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} = \frac{\ddot{u}}{2} \cdot \left(\frac{1}{Q_B} - \frac{1}{Q_L} \right) \cdot R_L.$$

Damit lässt sich eine passende Kapazität C_2 bestimmen. C_1 und L folgen wie oben.

Abb. 5.33 zeigt eine Schaltungsvariante mit induktivem Teiler, realisiert durch eine Spule mit Anzapfung. Diese Spulenart wird auch als Spartransformator oder Sparübertrager bezeichnet¹⁵. Abb. 5.33b beschreibt die Verhältnisse für den streuungsfreien Fall. Bei Resonanz gilt wiederum die Ersatzschaltung nach Abb. 5.32b, ebenso gelten die Beziehungen nach Abb. 5.32c. Für die Dimensionierung kann man bei entsprechendem Vorgehen wie oben den Ansatz machen:

$$\omega_0 L_2 \approx \frac{1}{10} \cdot R_L \rightarrow L_2 \approx \frac{R_L}{10 \cdot \omega_0}$$

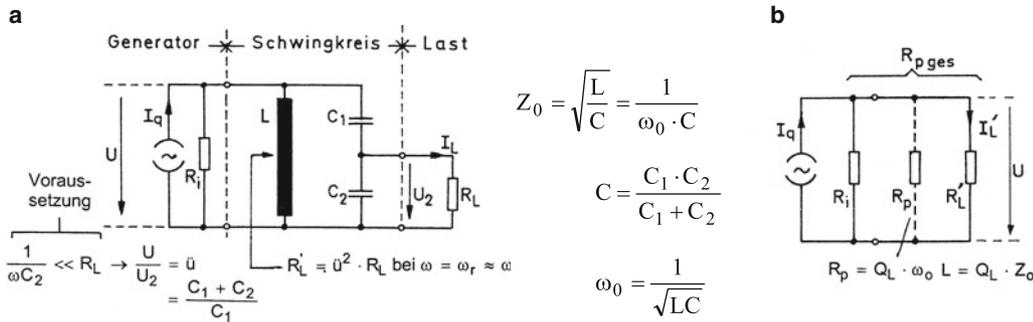
und erhält dann

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} \text{ sowie } N = \ddot{u} \cdot N_2 \text{ und } C = \frac{1}{\omega_0^2 L}.$$

Zur Erzielung einer hohen Betriebsgüte kann es sinnvoll sein, auch den Generatorwiderstand hochzutransformieren. In diesem Fall schließt man den Generator ebenso wie die Last an eine gesonderte Anzapfung an. Damit wird die Dreipunktschaltung zu einer Vierpunktschaltung (Spule mit 2 äußeren und 2 inneren Anschlüssen).

Abb. 5.34 zeigt eine Abwandlung der Grundschaltung nach Abb. 5.32, die durch eine Drehung des Schwingkreises entsteht, wobei dieser die Form einer π -Schaltung annimmt. Bei der Resonanzfrequenz wird wieder der Lastwiderstand R_L auf den reellen Eingangswiderstand R'_L transformiert. Innerhalb des verlustarmen Schwingkreises pulsiert dann wie auch in den beiden oberen Schaltungen ein im Vergleich zum Quellenstrom großer Kreisstrom. Die Spannungen U_1 und U_2 sind in Gegenphase, ebenso die Ströme I_q und I_L . Das ist ein wichtiger Unterschied zu den oberen Schaltungen, bei denen man bei Resonanz Gleichphasigkeit vorfindet. Abb. 5.34b beschreibt die Verhältnisse für den Resonanzfall mit dem auf den Eingang bezogenen Spulenverlustwiderstand R'_p und dem übersetzten Lastwiderstand R'_L .

¹⁵ Siehe auch Darstellung zum Spartransformator im Abschn. 6.1.



c $U = \ddot{u} \cdot U_2 = I_q \cdot (R_i \parallel R_p \parallel R'_L) = I_q \cdot Z_0 \cdot Q_B$ und $I_L = \frac{U_2}{R_L} = I_q \cdot \frac{Z_0}{R_L} \cdot \frac{Q_B}{\ddot{u}}$ mit $Q_B = \frac{R_{p \text{ ges}}}{Z_0}$
(Betriebsgüte)

Abb. 5.32 Schwingkreis mit kapazitiver Teilankopplung der Last. **a** Schaltbild mit Generator, **b** Ersatzbild für den Resonanzfall, **c** Beziehungen zur Resonanz

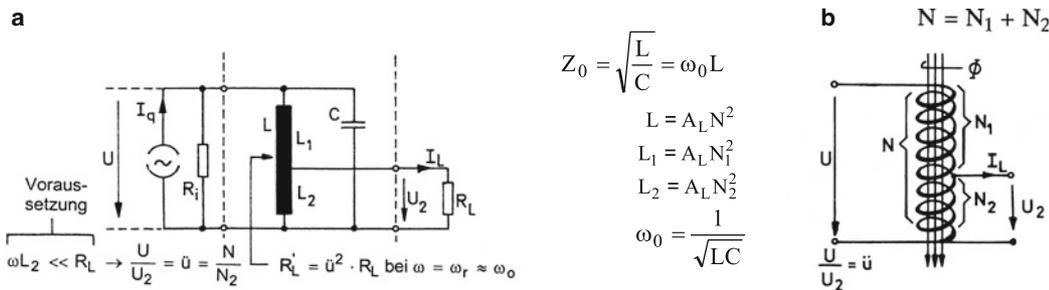
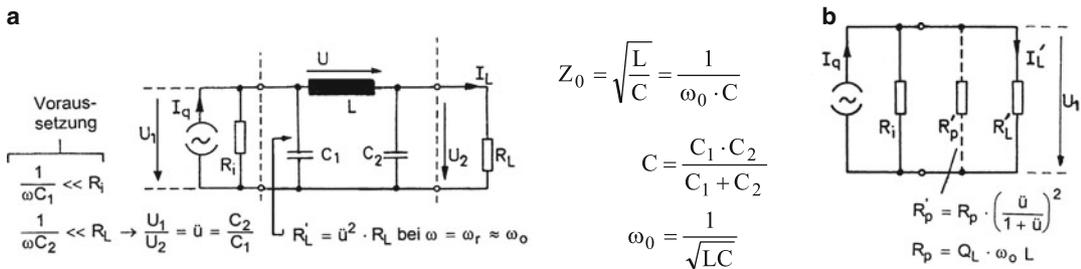


Abb. 5.33 Schwingkreis mit angezapfter Spule (Spartransformator). **a** Schaltbild mit Generator, **b** Spartransformator



c $U_1 = \ddot{u} \cdot U_2 = I_q \cdot (R_i \parallel R'_p \parallel R'_L)$, $I_L = \frac{U_2}{R_L}$. Man beachte: $\underline{U}_1 = -\ddot{u} \cdot \underline{U}_2$ (Spannungszeiger)

Berechnung von R'_p über eine Leistungsbetrachtung (U, U_1, U_2 Effektivwerte):

$$\frac{U_1^2}{R'_p} = \frac{U^2}{R_p} = \frac{(U_1 + U_2)^2}{R_p} = \frac{U_1^2}{R_p} \cdot \left(1 + \frac{1}{\ddot{u}}\right)^2 \rightarrow R'_p = R_p \left(\frac{\ddot{u}}{1 + \ddot{u}}\right)^2$$

Abb. 5.34 Schwingkreis als π -Schaltung (Collins-Filter). **a** Schaltbild mit Generator, **b** Ersatzbild für den Resonanzfall, **c** Beziehungen zur Resonanz

5.11 Schwingquarze

Schneidet man aus einem Quarzkristall nach Abb. 5.35a eine Scheibe aus und übt auf diese einen Druck oder einen Zug aus, so treten an gegenüberliegenden Oberflächen elektrische Ladungen mit verschiedenen Vorzeichen auf (direkter piezoelektrischer Effekt). Diese Ladungsverschiebung kommt zustande als Folge einer winzigen Deformation des Kristalls und führt zu einer elektrischen Spannung zwischen den Platten oder Metallbelägen beiderseits der Quarzscheibe¹⁶. Setzt man umgekehrt die Quarzscheibe einem elektrischen Feld aus, indem man beispielsweise an die Beläge eine elektrische Spannung anlegt, so erfährt die Quarzscheibe eine Formänderung (reziproker piezoelektrischer Effekt). Bei einer plötzlichen Feldänderung und dämpfungsarmen Aufhängung bleibt es nicht bei einer einmaligen Formänderung, sondern diese vollzieht sich in der Art einer schwach gedämpften Schwingung. Das Kristallplättchen führt dann als in sich elastisches und massebehaftetes Gebilde mechanische Schwingungen mit seiner Eigenfrequenz aus, wobei wegen des Piezoeffektes eine oszillierende Spannung an den Elektroden auftritt. Man nennt eine solche Anordnung Schwingquarz.

Je nach Schnittlage der Quarzscheibe zu den Kristallachsen x , y und z tritt eine bestimmte Schwingungsform auf, z. B. die „Dickenscherschwingung“ beim AT-Schnitt nach Abb. 5.35b oder die „Flächenscherschwingung“ beim CT- oder DT-Schnitt nach Abb. 5.35c. Abb. 5.35d zeigt die übliche Bauform für den AT-Schnitt als Schwingquarz: runde Scheibe mit beiderseits aufgedampften Metallbelägen, die zum Rand hin bis zu den hier angelöteten Halterungsfedern verlängert sind. Die Federn dienen dann auch als elektrischer Anschluss. Das ganze Gebilde wird hermetisch gekapselt.

Ein derartiger Schwingquarz weist bei äußerer elektrischer Erregung infolge der elektrischmechanischen Wechselwirkung einen komplexen Widerstand zwischen den Anschlussklemmen auf entsprechend der in Abb. 5.36 dargestellten Ortskurve (vgl. Reihen- und Parallelschwingkreis). Es ergeben sich eine Reihen- und eine Parallelresonanz. Man findet dazu das nebenstehende Ersatzschaltbild, bei dem die „statische Parallelkapazität“ C_0 durch die Beläge und Anschlussdrähte gebildet wird. Die Tabelle gibt typische Werte an für Schwingquarze im Frequenzbereich zwischen 300 kHz und 30 MHz. Für das mittlere Beispiel

des „3 MHz-Quarzes“ werden daraus die Serienresonanzfrequenz f_s und die Parallelresonanzfrequenz f_p für $C_0 = 5$ pF berechnet sowie die Güte Q ¹⁷. Offenbar sind die beiden Resonanzfrequenzen sehr nahe benachbart, so dass sich der Scheinwiderstand und der zugehörige Phasenwinkel innerhalb eines sehr schmalen Frequenzbereiches außerordentlich stark ändern. In der Umgebung der Frequenz f_s verhält sich der Quarz wie ein Reihenschwingkreis und in der Umgebung der Frequenz f_p wie ein Parallelschwingkreis. Die Güte Q ist in beiden Fällen praktisch gleich und außerordentlich groß im Vergleich zu diskret aufgebauten Schwingkreisen.

Die Resonanzfrequenzen werden im Wesentlichen bestimmt durch die Abmessungen der Scheibe und unterliegen damit auch einem gewissen Temperaturgang. Bei dem meistgebräuchlichen AT-Schnitt bleibt aber die temperaturbedingte Frequenzabweichung $\Delta f/f$ innerhalb eines Bandes von $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ (± 50 ppm). Je nach Präzision der Herstellung (Schnittwinkel) kann der Schwankungsbereich auch weiter eingeschränkt werden bis auf $\pm 5 \cdot 10^{-6}$. Unabhängig von der Temperatur ändern sich die Resonanzfrequenzen auch durch Alterung mit einer Rate von 1 bis 10 ppm/Jahr.

Nach Abb. 5.37 können die Eigenschaften eines Schwingquarzes durch eine Kapazität C_r oder C_p geändert werden. Der Quarz wird „gezogen“. Im ersten Fall erhöht sich die Serienresonanzfrequenz vom Wert f_s auf den angegebenen Wert f'_s . Gleichzeitig wird der Serienresonanzwiderstand erhöht. Im zweiten Fall wird die Parallelresonanzfrequenz vom Wert f_p auf den Wert f'_p abgesenkt, es erniedrigt sich der Parallelresonanzwiderstand. Die Ziehkapazitäten C_r und C_p – letztere ergibt sich meistens schaltungsbedingt – werden auch als Lastkapazität bezeichnet.

Manche Schwingquarze weisen auch bei ungeradzahligem Vielfachen der Grundresonanzfrequenz ausgeprägte Resonanzstellen auf. Man kann diese als „Obertonquarze“ einsetzen, was praktisch auch im gesamten Frequenzbereich oberhalb 20 MHz geschieht. Die Ortskurve durchläuft in diesem Fall mehrere Schleifen, im Ersatzbild sind entsprechend mehrere Reihenschwingkreise parallel zu C_0 einzutragen. Die Ersatzinduktivität L_1 ist jeweils gleich, die Kapazitäten C_1 dagegen werden mit steigender Frequenz kleiner.

Literatur: [5-6, 5-9, 5-10]

DIN 45 100 ff.

¹⁶ Dieser Effekt wird genutzt beim piezoelektrischen Mikrofon und beim piezoelektrischen Tonabnehmer.

¹⁷ Die Frequenzformeln gelten exakt nur für den dämpfungsfreien Schwingquarz ($R_1 = 0$), mit sehr guter Näherung aber auch für den realen gedämpften Quarz. Zur genauen Herleitung siehe [5-9].

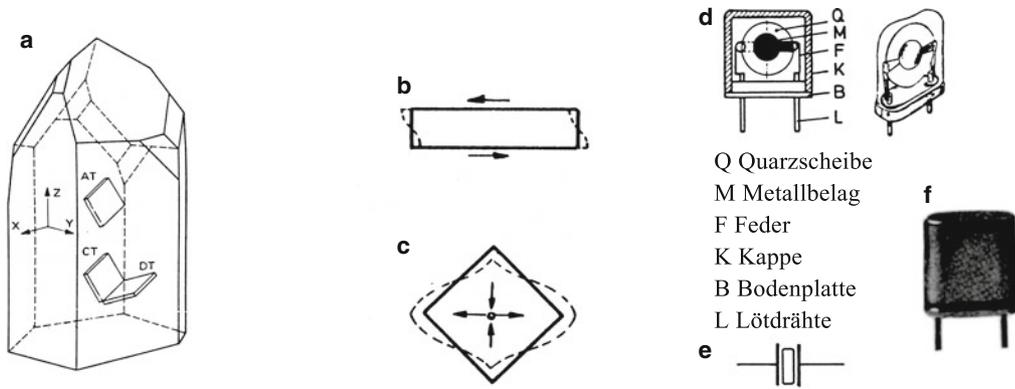
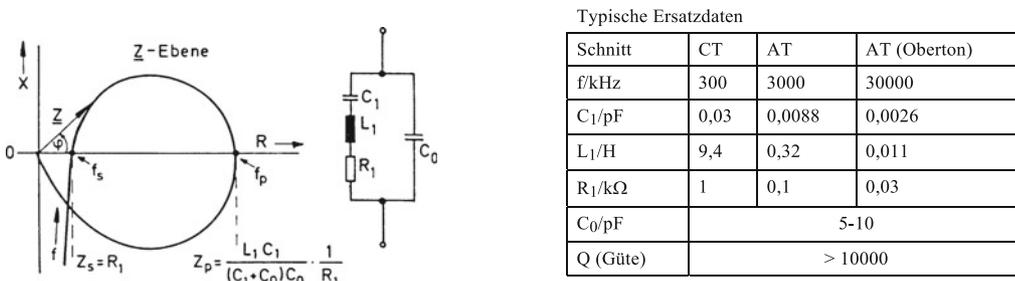


Abb. 5.35 Aufbau von Schwingquarzen. **a** Rohkristall. Der Rohkristall wird heute meistens synthetisch (künstlich) hergestellt, **b** Dickenschwinger (AT), **c** Flächenschwinger (CT), **d** Bauform, **e** Schaltzeichen, **f** Gehäuse



Beispiel 3 MHz-Quarz:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 C_1}} = 2,999 \text{ MHz}, \quad f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 C_1 \cdot \frac{C_0}{C_1 + C_0}}} \approx f_s \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2C_0}\right) = 3,002 \text{ MHz},$$

$$Q = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \frac{1}{R_1} = 60300$$

Abb. 5.36 Widerstandsorkurve, Ersatzbild und Ersatzdaten eines Schwingquarzes

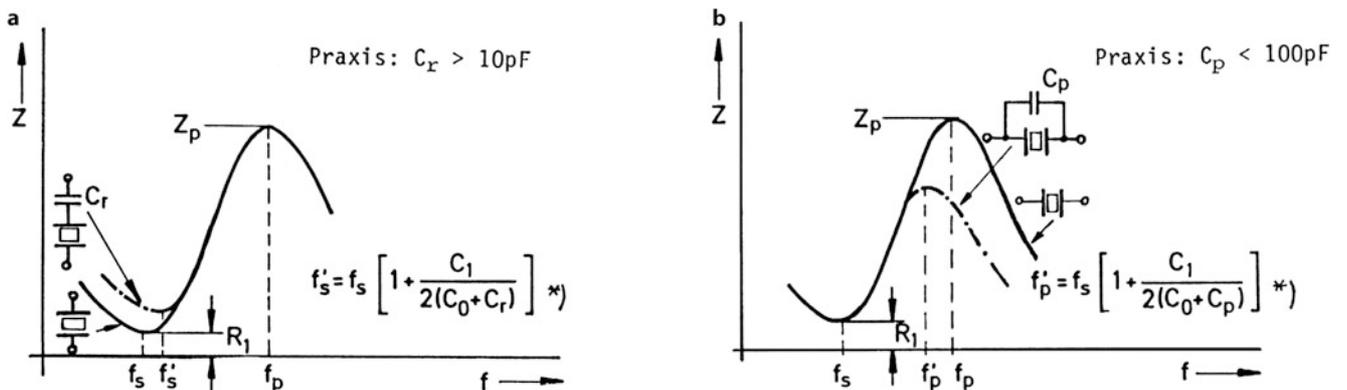


Abb. 5.37 Frequenzgang des Scheinwiderstandes Z. **a** Verlauf ohne und mit C_r , **b** Verlauf ohne und mit C_p . *) Eine bestimmte Lastkapazität, als C_r oder als C_p geschaltet, führt offenbar auf die gleiche gezogene Resonanzfrequenz f'_s bzw. f'_p .

6.1 Verlustfreie Spulensysteme

Schaltet man nach Abb. 6.1 zwei benachbarte Spulen in Reihe an eine Wechselspannung u , so werden sie von dem gleichen Strom durchflossen. Bei gleichsinniger Wicklung unterstützen sich ihre Durchflutungen beim Aufbau des magnetischen Flusses Φ , der sich in den durchgehenden Hauptfluss Φ_h und den Streufluss Φ_s aufteilt. Die in den Wicklungen induzierten Spannungen u_1 und u_2 ergeben sich aus der Selbstinduktion (Faktor L), überlagert mit einem Anteil der Fremdinduktion (Faktor M) aufgrund der zweiten Spule. Bei Widerstandsfreiheit gilt mit $i_1 = i_2 = i$ für die Klemmenspannung u :

$$u = u_1 + u_2 = (L_1 + L_2 \pm 2M) \frac{di}{dt}$$

mit $L_1 + L_2 \pm 2M = L$ als resultierende Induktivität.

Das Pluszeichen gilt bei gleichem Wicklungssinn, das Minuszeichen bei entgegengesetztem Wicklungssinn.

Offenbar ist die resultierende Induktivität L im ersten Fall größer als die Summe der Einzelinduktivitäten, im zweiten Fall dagegen kleiner. Die Größe M ist ein Maß für die gegenseitige Kopplung und wird als Gegeninduktivität – auch gegenseitige Induktivität – bezeichnet. Sie kann durch eine Lageänderung der Spulen zueinander verändert werden, wo man man beim sog. Variometer Gebrauch macht.

Ein wichtiger Spezialfall für zwei gleichsinnig in Reihe geschaltete Spulen ist der Einwicklungstransformator nach Abb. 6.2a, üblicherweise als Spartransformator bezeichnet. Er kann auch als angezapfte Spule mit der Induktivität L und den gekoppelten Teilinduktivitäten L_1 und L_2 angesehen werden. Die Gesamtinduktivität L ergibt sich für einen hochpermeablen Kern mit definiertem A_L -Wert wie folgt:

$$\begin{aligned} L &= A_L \cdot N^2 = A_L \cdot (N_1 + N_2)^2 \\ &= A_L \cdot N_1^2 + A_L \cdot N_2^2 + 2A_L \cdot N_1 \cdot N_2 = L_1 + L_2 + 2M \\ \rightarrow M &= A_L \cdot N_1 \cdot N_2 = \sqrt{L_1 \cdot L_2}. \end{aligned}$$

Dies ist der Maximalwert der Gegeninduktivität M , wie sie bei vollständiger Kopplung ohne Streuung auftritt. Der sog. Kopplungsfaktor $k = M/\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ ist dann gerade eins. Da es in diesem Fall nur einen gemeinsamen Fluss Φ gibt, kann man mit dem Induktionsgesetz schreiben:

$$u = N \cdot \frac{d\Phi}{dt}, \quad u_1 = N_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt}, \quad u_2 = N_2 \cdot \frac{d\Phi}{dt}.$$

Damit folgt die wichtige Beziehung:

$$u : u_1 : u_2 = N : N_1 : N_2$$

Die Spannungen verhalten sich wie die Windungszahlen.

Bei offenem Schalter S (Leerlauf) fließt nur ein induktiver Strom i_1 , auch Leerlaufstrom i_0 oder Magnetisierungsstrom i_μ genannt. Durch Belastung (Schalter S geschlossen) kommt es zu einem Strom i_2 , der dem Magnetisierungsstrom entgegenwirkt. Der Transformator antwortet darauf mit einer Vergrößerung des Stromes i_1 durch Überlagerung eines Zusatzstromes i'_2 , um die von dem Strom i_2 ausgehende Gendurchflutung zu kompensieren. Dazu gilt:

$$i'_2 \cdot N = i_2 \cdot N_2 \quad (\text{Durchflutungsgleichgewicht}).$$

Also folgt:

$$i'_2 = i_2 \cdot \frac{N_2}{N} = i_2 \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \quad \text{mit } \ddot{u} = \frac{N}{N_2}.$$

Das Windungszahlenverhältnis \ddot{u} bezeichnet man als Übersetzungsverhältnis, den Zusatzstrom i'_2 als übersetzten Ausgangsstrom. Abb. 6.2b zeigt die Verhältnisse in einem Ersatzbild. Der dazu berechnete Ersatzwiderstand R'_2 ist der übersetzte oder „transformierte“ Lastwiderstand. Er stellt die Belastung des Eingangs als Folge einer Ausgangsbelastung dar. Die zugehörige Spannung ist $u'_2 = u = \ddot{u} \cdot u_2$.

Löst man die Verbindung zwischen den beiden zusammenhängenden Teilspulen, so ergibt sich ein Zweiwicklungs-Transformator nach Abb. 6.3a. Die beiden dann galvanisch getrennten Spulen werden als Primärspule und Sekundärspule bezeichnet. Bei weiterhin fester magnetischer Kopplung bleibt es bei der Spannungsübersetzung entsprechend dem Windungszahlenverhältnis. Hier ist $\ddot{u} = N_1/N_2$. Auch die Stromübersetzung vom Ausgang zum Eingang geschieht in gleicher Weise mit dem Faktor $1/\ddot{u}$. Abb. 6.3b beschreibt wieder die Verhältnisse im Ersatzbild mit $R'_2 = \ddot{u}^2 \cdot R_2$ und $u'_2 = u_1 = \ddot{u} \cdot u_2$.

Besonders einfach wird die Beschreibung, wenn man sich die Induktivität L_1 (und L_2) unendlich groß vorstellt. Dann verschwindet der Magnetisierungsstrom und damit der induktive Zweig im Ersatzbild. Ein derartiges Spulensystem ohne Verlustwiderstände und ohne magnetische Streuung bezeichnet man als idealen Transformator oder idealen Übertrager. Seine Wirkungen beschreibt Abb. 6.4. Die mit Effektivwerten für Spannung und Strom durchgeführte Betrachtung gilt für beliebigen Wicklungssinn.

Literatur: [1, 2]

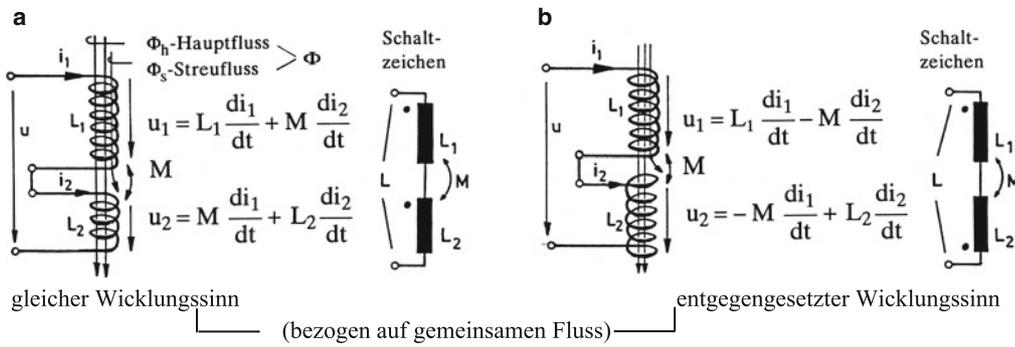


Abb. 6.1 Reihenschaltung induktiv gekoppelter Spulen. Die Punkte im Schaltzeichen markieren Wicklungsenden, an denen dort eintretende Ströme magnetisch gleichsinnig wirken

Windungszahlen: $N = N_1 + N_2 \rightarrow \ddot{u} = N/N_2$

Windungszahlen: $N_1, N_2 \rightarrow \ddot{u} = N_1/N_2$

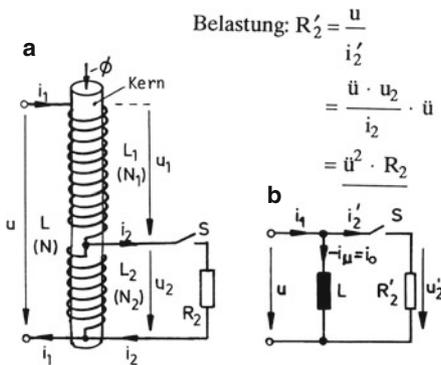


Abb. 6.2 Einwicklungstransformator. **a** Aufbau (schematisch), **b** Ersatzbild

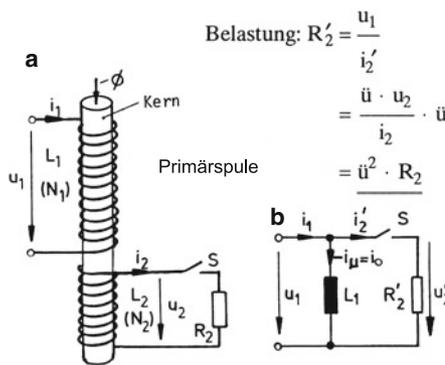
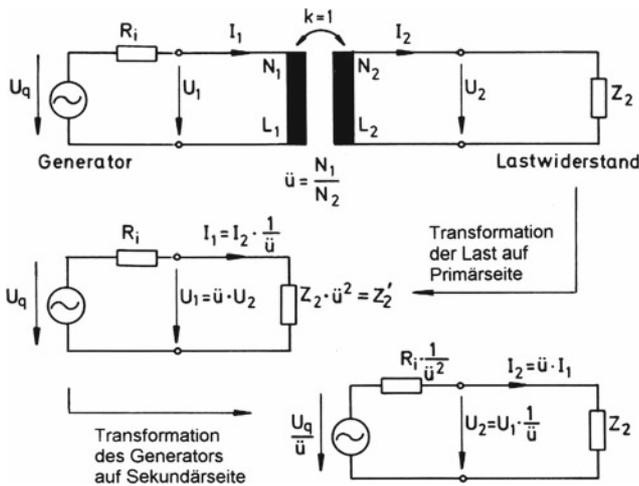


Abb. 6.3 Zweiwicklungstransformator. **a** Aufbau (schematisch), **b** Ersatzbild



$$U_1 = \ddot{u} \cdot U_2 \quad I_1 = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot I_2$$

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \ddot{u}^2 \cdot \frac{U_2}{I_2} = \ddot{u}^2 \cdot Z_2 = Z_2'$$

Beispiele:

$$Z_2 = R \rightarrow Z_2' = \ddot{u}^2 \cdot R = R'$$

$$Z_2 = \omega L \rightarrow Z_2' = \ddot{u}^2 \cdot \omega L = \omega L'$$

$$Z_2 = \frac{1}{\omega C} \rightarrow Z_2' = \ddot{u}^2 \cdot \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega C'}$$

$$R' = \ddot{u}^2 \cdot R, \quad L' = \ddot{u}^2 \cdot L, \quad C' = \frac{C}{\ddot{u}^2}$$

Der Transformator (Übertrager) ist ein Impedanzwandler. Widerstände und Induktivitäten werden mit dem Faktor \ddot{u}^2 , Kapazitäten mit dem Faktor $\frac{1}{\ddot{u}^2}$ auf die Primärseite transformiert.

Abb. 6.4 Idealer Transformator als Spannungs-, Strom- und Widerstandsübersetzer

6.2 Transformatoren als Übertrager

Die durch einen Transformator gegebene Möglichkeit der Spannungs- und Stromübersetzung in Verbindung mit einer Potentialtrennung zwischen Eingangs- und Ausgangsseite wird außer in der Energietechnik häufig bei Signalübertragungen genutzt. Man spricht dann von einem Übertrager. Im Zusammenhang mit einer bestimmten Widerstandsübersetzung, beispielsweise mit dem Ziel einer Leistungsanpassung, spricht man von einem Anpassungsübertrager.

Abb. 6.5a zeigt das Schaltbild eines Übertragers mit zwei Wicklungen. Die durchgehende Linie zwischen den Wicklungssymbolen bedeutet einen luftspaltfreien Kern. Die Punkte markieren wieder gleiche Wicklungsenden, d. h. von dort ausgehend gleichen Wickelsinn und damit gleiche Polarität der Spannungen am Eingang und Ausgang. Bei einem idealen Übertrager wären so die Spannungen und ebenso die Ströme jeweils genau phasengleich.

Der reale Übertrager unterscheidet sich von dem idealen mindestens dadurch, dass seine Wicklungen Kupferwiderstände R_{Cu1} und R_{Cu2} aufweisen, die man sich als konzentrierte Bauelemente den Wicklungen vorgeschaltet denkt. Man kommt damit zum Abb. 6.5b, in dem gleichzeitig die stets endliche Induktivität L_1 berücksichtigt ist. Mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = N_1/N_2$ findet man:

$$I'_2 = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot I_2, \quad U'_2 = \ddot{u} \cdot U_2,$$

$$R'_2 = \ddot{u}^2 \cdot R_2 \text{ und } R'_{Cu2} = R_{Cu2} \cdot \ddot{u}^2$$

als übersetzten Kupferwiderstand.

Abb. 6.5c berücksichtigt zusätzlich die praktisch unvermeidliche magnetische Streuung. Ihre Wirkung besteht darin, dass ein meistens kleiner Streufluss mit den von ihm umfassten Windungen eine Streuinduktivität L_σ bildet. Mit dem sog. Streugrad $\sigma \ll 1$ wird diese als Teil der Primärinduktivität L_1 dargestellt und der verbleibenden Hauptinduktivität L_h vorgeschaltet. Die Letztere berücksichtigt den gemeinsamen Hauptfluss und ist bei geringer Streuung nur wenig kleiner als die Primärinduktivität.

Die praktische Handhabung des Ersatzbildes wird wesentlich vereinfacht, wenn man unter Begehung eines kleinen Fehlers den Abgriff für die Hauptinduktivität hinter dem Kupferwiderstand R'_{Cu2} ansetzt und dann die an sich getrennten Widerstände R_{Cu1} und R'_{Cu2} zu einem resultierenden Kupferwiderstand R_{Cu} zusammenfasst. Auf diese Weise kommt man zu Abb. 6.6, in dem zusätzlich noch eine Wicklungskapazität C_w eingetragen ist. Dieses Ersatzbild erklärt den typischen Frequenzgang für die Ausgangsspannung bei fester Generatoramplitude, wie er in Abb. 6.7 aufgetragen ist.

Danach findet man in einem relativ breiten mittleren Frequenzbereich eine konstante Spannung $U_2 = U_{2m}$, weil die Streuinduktivität und die Hauptinduktivität dort vernachlässigbar sind. Nur ohmsche Widerstände bestimmen hier das Übertragungsverhalten. Bei tiefen und hohen Frequenzen nimmt die Ausgangsspannung üblicherweise stark ab (ausgezogene Kurve).

Bei schwacher Belastung und niederohmiger Speisung zeigt sich gemäß Abb. 6.7 ein abweichendes Verhalten mit Spannungsüberhöhung bei hohen Frequenzen (gestrichelt). Diese Erscheinung erklärt sich aus der Tatsache, dass L_σ und C_w einen dann schwach gedämpften Reihenschwingkreis bilden, bei dem bekanntlich über der Induktivität und der Kapazität bei der Resonanzfrequenz gegenphasige und überhöhte Spannungen auftreten. Die Erscheinung ist umso ausgeprägter, je weniger belastet wird.

Dieses komplizierte Verhalten wird näherungsweise berechenbar mit den speziellen Ersatzbildern nach Abb. 6.8. Diese entstehen aus dem allgemeinen Ersatzbild nach Abb. 6.6 durch eine Beschränkung auf die jeweils wesentlichen Elemente. So kann man bei tiefen Frequenzen auf die Streuinduktivität verzichten und mit guter Näherung auch auf den Kupferwiderstand. Bei mittleren Frequenzen ist es sinnvoll, den Letzteren zu berücksichtigen. Bei hohen Frequenzen dominiert dagegen die Streuinduktivität. Mit diesen Maßgaben ergeben sich auch die in Abb. 6.7 angegebenen Grenzfrequenzen ω_{gu} und ω_{go} .

Diese Theorie gilt nur, solange der Übertrager nicht übersteuert wird, d. h. nur mit Spannungen betrieben wird, bei denen die Flussdichte B über der Feldstärke H noch halbwegs linear verläuft. Man nutzt daher im Gegensatz zum Netztransformator den Kern nicht bis zur Sättigung aus. Andernfalls sind Übertragungsverzerrungen die unvermeidliche Folge. Welche Flussdichte im Betrieb auftritt, folgt aus dem Induktionsgesetz. Sieht man von der Streuung ab und nimmt einen durchgehenden Fluss Φ an, so gilt bei sinusförmiger Aussteuerung für beide Wicklungen:

$$\hat{u} = \omega \cdot N \cdot \hat{\Phi} = 2\pi f \cdot N \cdot \hat{\Phi} \rightarrow U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \hat{B} \cdot A_E$$

mit A_E als Kernquerschnitt (siehe Abschn. 5.1).

Diese als „Transformatorformel“ bezeichnete Beziehung zeigt, dass das Produkt $N \cdot A_E$ bei vorgegebener Spannung und einer bestimmten magnetischen Aussteuerung (z. B. $B = 0,5 \text{ T}$) mit steigender Frequenz kleiner wird. Damit folgt, dass das erforderliche Bauvolumen eines Übertragers mit steigender Frequenz abnimmt.

Anmerkung

Das recht komplizierte Frequenz- und Zeitverhalten eines Übertragers lässt sich vergleichsweise einfach simulieren, wie Anhang C11 zeigt. Man benötigt dazu jedoch den Kopplungsfaktor k . Zwischen Streugrad und Kopplungsfaktor besteht der Zusammenhang: $\sigma = 1 - k^2$ (vgl. Abschn. 6.1).

Literatur: [6-1, 6-2, Ü1, Ü2]

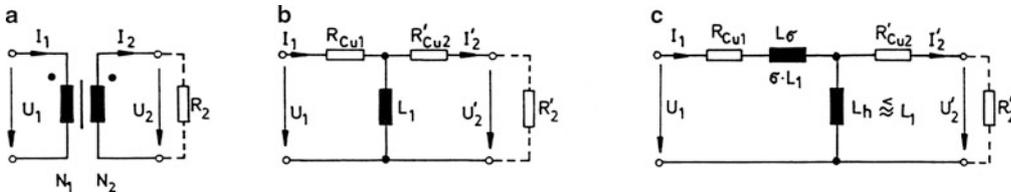


Abb. 6.5 Realer Übertrager und elementare Ersatzbilder. **a** Übliches Schaltbild. Eine unterbrochene Linie zwischen den Wicklungssymbolen bedeutet einen Kern mit Luftspalt. Versetzte Punkte (·) bedeuten ungleichen Wicklungssinn und damit Gegenphasigkeit der Spannungen. Praktisch ist dieser Fall immer erreichbar durch eine Vertauschung der Anschlüsse primär- oder sekundärseitig, **b** Ersatzbild mit Kupferwiderständen, **c** Ersatzbild mit Streuinduktivität

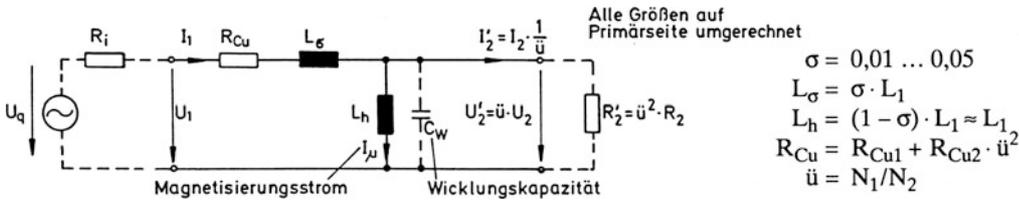


Abb. 6.6 Vereinfachtes allgemeines Ersatzbild des realen Übertragers

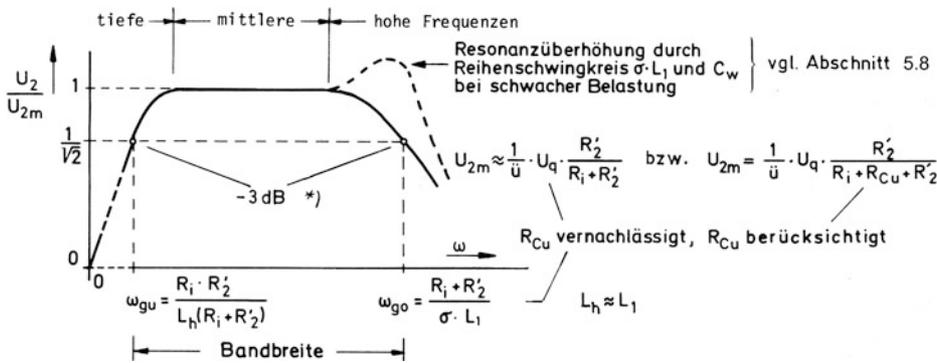


Abb. 6.7 Frequenzgang der Ausgangsspannung bei fester Generatoramplitude. *) Zum Dezibelmaß siehe Anhang A.12.

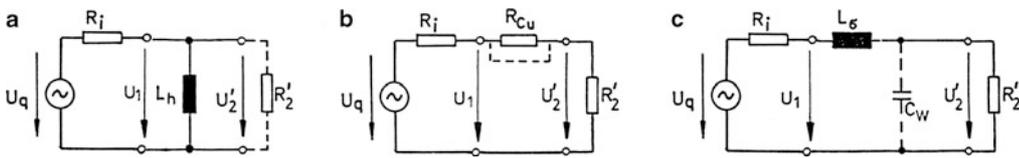


Abb. 6.8 Spezielle Ersatzbilder. **a** für tiefe Frequenzen, **b** für mittlere Frequenzen, **c** für hohe Frequenzen

6.3 Aufbau und Berechnung von Übertragern

Beim Aufbau von Übertragern ist man bestrebt, den Eigenschaften des idealen Übertragers nahezukommen. Eine erste Voraussetzung dafür ist die Verwendung möglichst hochpermeabler Kernwerkstoffe, die über eine hinreichend hohe Sättigungsinduktion verfügen und mit Rücksicht auf die Kernverluste (Wirbelströme, Hysterese) in dem interessierenden Frequenzbereich auch einsetzbar sind. Die Kernverluste begrenzen die Einsetzbarkeit nach hohen Frequenzen, und wirtschaftliche Gesichtspunkte ergeben vom Bauvolumen her eine Grenze für den Einsatz nach tiefen Frequenzen. Im Wesentlichen stehen vier Werkstoffe nach Abb. 6.9 zur Verfügung, zwei metallische (A und B) und zwei nichtmetallische (C und D). Offenbar kann man bei nicht zu hohen Ansprüchen für Tonfrequenzübertrager das auch bei 50-Hz-Transformatoren übliche Silizium-Eisen (A) verwenden, im Übrigen aber das höherwertige Nickel-Eisen (B). Welche Kernformen mit dem jeweiligen Material hergestellt werden, zeigt Abb. 6.10. Danach kann der Entwickler für einen Tonfrequenzübertrager, wozu er Material A oder B verwenden wird, zwischen fünf Kernformen wählen. Die Entscheidung trifft er aufgrund konstruktiver und wirtschaftlicher Überlegungen. Erfahrungsgemäß kann man mit Ringkernen und Schnittbandkernen kleiner bauen als mit EE-, EI- und M-Kernen. Die Letzteren sind jedoch preisgünstiger, besonders der EI-Kern bei abfallloser Herstellung¹. Vorteilhaft ist auch beim EI-Kern das einfache Einsetzen der Spule und die Einstellbarkeit des Luftspaltes durch Einlegen von Kunststoffplättchen zwischen E- und I-Teil.

Die Berechnung werde am Beispiel eines Verstärkers mit Ausgangstransformator nach Abb. 6.11a erläutert. Dieser sei auszulegen mit einem M-Kern für eine untere Grenzfrequenz von 30 Hz und eine Leistung von 5 W. Als Verstärker (Generator) wird ein Transistor bzw. eine Röhre angenommen mit einem Ruhestrom $I_0 = 50$ mA. Der Innenwiderstand betrage 20 k Ω . Der Widerstand R_2 des Lautsprechers soll auf $R_{\text{opt}} = 4,5$ k Ω hochtransformiert werden (vgl. Abschn. 8.3).

Lösung: Man bestimmt zunächst nach Abb. 6.11b das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} und über die untere Grenzfrequenz die notwendige Primärinduktivität L_1 . Anschließend trifft man eine Annahme über den primärseitigen Kupferwiderstand $R_{\text{Cu}1}$, der möglichst klein sein sollte gegenüber dem transformierten Lastwiderstand. Es sei im Ansatz $R_{\text{Cu}1}$

$= 800 \Omega \ll 4500 \Omega^2$. Damit ergibt sich eine Zeitkonstante $\tau_1 = L_1 / R_{\text{Cu}1} = 0,024$ s. Da die Primärwicklung nur etwa die halbe Wickelfläche beanspruchen kann, muss der Kern Platz bieten für die zweifache Primärwicklung, also den doppelten Kupferwiderstand ($\sim N$) und die vierfache Induktivität ($\sim N^2$). Das bedeutet die Forderung nach der doppelten Zeitkonstante τ_K für den Kern:

$$\tau_K = \frac{A_L}{A_R} = 2 \cdot \frac{L_1}{R_{\text{Cu}1}} \approx 0,048 \text{ s als Mindestwert.}$$

Wegen der vorliegenden Gleichstromvormagnetisierung ist ein Kern mit Luftspalt zu wählen. Aus Abb. 6.12 entnimmt man, dass ein Kern M 65 mit $s = 1$ mm aus Silizium-Eisen die Forderung erfüllt. Dazu findet man:³

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{19,5 \Omega \text{ s}}{0,7 \mu \Omega \text{ s}}} = \underline{5280} \text{ und}$$

$$N_2 = \frac{N_1}{\ddot{u}} = \frac{5280}{30} = \underline{176}.$$

Für die Ströme erhält man:

$$I_{2\sim} = \sqrt{\frac{P_{\sim}}{R_2}} = \sqrt{\frac{5 \text{ W}}{5 \Omega}} = 1 \text{ A}, \quad I_{1\sim} = \frac{I_{2\sim}}{\ddot{u}} = 33 \text{ mA}$$

$$\rightarrow I_{\text{ges}} = \sqrt{33^2 + 50^2} \text{ mA} \approx 60 \text{ mA.}$$

Unter Beachtung der Wickelfläche $A_W = 3,6$ cm² sowie der zulässigen Stromdichte werden die Drahtstärken $d_1 = 0,18$ mm und $d_2 = 0,6$ mm gewählt. Man findet damit $R_{\text{Cu}1} = 500 \Omega$ und $R_{\text{Cu}2} = 1,5 \Omega$. Der resultierende Kupferwiderstand, bezogen auf die Primärseite, beträgt damit $R_{\text{Cu}} = R_{\text{Cu}1} + \ddot{u}^2 \cdot R_{\text{Cu}2} \approx 1800 \Omega$. Das bedeutet im Vergleich mit dem Nutzwiderstand von 4500Ω relativ hohe Kupferverluste, wäre aber nur über einen größeren Kern zu ändern.

Der Gleichstrom bewirkt nach Abschn. 5.3 eine Vormagnetisierung auf den Wert:

$$B_{\sim} \approx \mu_0 \cdot \mu_e \cdot H_e \approx 1,257 \frac{\mu \text{H}}{\text{m}} \cdot \frac{700}{1 + 700 \cdot 0,65/154} \cdot \frac{0,05 \text{ A} \cdot 5280}{0,154 \text{ m}}$$

$$\approx \underline{0,4 \text{ T.}}$$

Für die Amplitude der überlagerten Wechselinduktion erhält man für $f = f_{\text{gu}}$ (ungünstigster Fall):

$$\hat{B}_{\sim} = \frac{\hat{u}_{1\sim}}{N_1 \cdot \omega \cdot A_E} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{P_{\sim} \cdot R_{1\sim}}}{N_1 \cdot \omega \cdot A_E} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{5 \text{ W} \cdot 4500 \Omega}}{5280 \cdot 2\pi \cdot 30 \frac{1}{\text{s}} \cdot 4,86 \text{ cm}^2}$$

$$\approx \underline{0,45 \text{ T.}}$$

Das ergibt eine maximale Aussteuerung des Kerns bis auf etwa 0,9 T.

Literatur: [6-2, 6-3, 6-4]

¹ Der I-Teil ergibt sich beim Ausstanzen zweier aneinander stoßender E-Teile.

² Wünschenswert wäre ein kleinerer Wert. Ein entsprechender Ansatz führt aber zwangsläufig auf einen größeren Kern (Kompromiss).

³ Zum Effektivwert eines Mischstromes siehe Anhang A.11.

| Material | | Anfangspermeabilität | Sättigungsinduktion | Frequenzbereich |
|----------|---|----------------------|---------------------|-------------------|
| A | Silizium-Eisen (Fe mit 3 ... 4 % Si) | 500 ... 2000*) | 1,5 ... 2 T | 10 Hz ... 10 kHz |
| B | Nickel-Eisen (Fe mit 30 ... 50 % Ni) | 2000 ... 10000**) | 1,2 ... 1,5 T | 10 Hz ... 50 kHz |
| C | Ferrit (Mn – Zn) | 1000 ... 10000 | 0,4 T | 1 kHz ... 1 MHz |
| D | Ferrit (Ni – Zn) | 20 ... 200 | 0,2 T | 1 MHz ... 100 MHz |

Abb. 6.9 Werkstoffe für Übertrager (Nanokristalline Materialien sind hier noch nicht berücksichtigt).

*) Silizium-Eisen (Elektroblech) erreicht als kornorientiertes Material Werte über 1000, sonst etwas weniger als 1000. Der Siliziumanteil senkt die elektrische Leitfähigkeit und dämpft somit die Wirbelströme. Je nach Anwendung spricht man auch von Trafoblech oder Dynamoblech (für rotierende Maschinen), **) Nickel-Eisen mit hohem Nickelgehalt für besonders hochwertige Übertrager wird als Permalloy bezeichnet

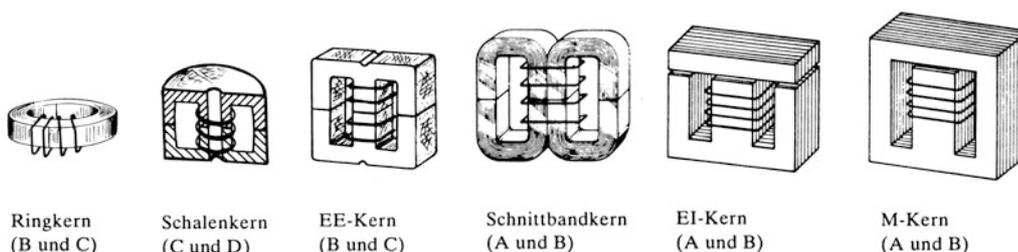


Abb. 6.10 Bevorzugte Kernformen und ihre Werkstoffe (in Klammern)

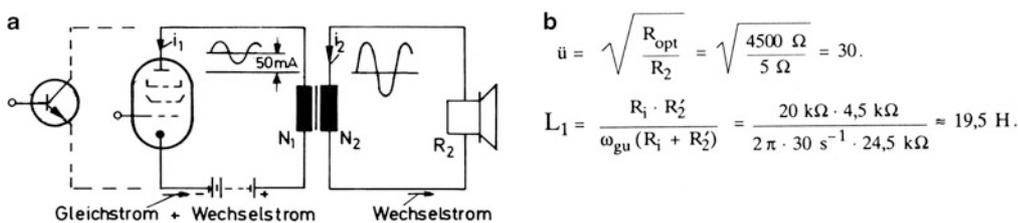


Abb. 6.11 Anwendungsbeispiel und Dimensionierung. **a** Schaltbild, **b** Rechenbeispiel

| Kern | M 20 | M 30 | M 42 | M 55 | M 65 | M 74 | |
|--------------------------|------|------|------|------|------|------|---|
| $\frac{A_R}{\mu \Omega}$ | 65 | 28 | 20 | 17 | 14 | 12 | $A_R = \frac{l_m \cdot \rho}{A_W \cdot K_{Cu}}$ mit $\left\{ \begin{array}{l} \rho \approx 1,8 \mu \Omega \cdot \text{cm}, \\ K_{Cu} \approx 0,5 \end{array} \right.$ |
| $\frac{A_L}{\mu H}$ | 0,46 | 0,6 | 1,4 | 2 | 2,8 | 3,4 | wechselsinnig geschichtet ohne Luftspalt $A_L \approx \mu_0 \cdot \mu_i \cdot \frac{A_E}{l_E}$ mit $\mu_i \approx 700$ |
| $\frac{A_L}{\mu H}$ | 0,13 | 0,2 | 0,44 | 0,7 | 0,7 | 0,9 | gleichsinnig geschichtet mit Luftspalt $A_L \approx \mu_0 \cdot \mu_i \cdot \frac{A_E}{l_E}$ mit $\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \mu_i \cdot \frac{s_e}{l_E}}$ |
| $\frac{s}{\text{mm}}$ | 0,3 | 0,3 | 0,5 | 0,5 | 1,0 | 1,0 | |

Abb. 6.12 Wichtige Kennwerte für die Übertragerberechnung (Beispiel M-Kern). Die Tabelle wurde nach Abschn. 5.2 und 5.3 (Kerntabelle) berechnet, $\rho = \frac{1}{\kappa}$ nach Anhang A.1

6.4 Impulsübertrager (Impulstransformatoren)

Impulsübertrager dienen, wie der Name sagt, zur Impulsübertragung. Dabei haben sie meistens zwei Aufgaben gleichzeitig zu erfüllen: Anpassung und Potentialtrennung.

Zur Erzielung einer möglichst guten magnetischen Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung (kleine Streuinduktivität L_σ) baut man Impulstransformatoren in der Regel als Ringkerntransformator nach Abb. 6.13 auf. Zur Verfügung stehen Ferritringkerne und Bandringkerne. Die Letzteren sind vom Material her in Bezug auf die Sättigungsinduktion den Ersteren überlegen (etwa 1,2 T gegenüber etwa 0,4 T). Die magnetischen Eigenschaften beschreibt man mit Bezug auf einen bestimmten Induktionshub ΔB durch die Impulspermeabilität μ_p analog zur Amplitudenpermeabilität μ_a . Für die Berechnung des Impulsübertragers verwendet man das vereinfachte Transformatorersatzbild nach Abb. 6.13 mit den übersetzten Größen u'_2 , i'_2 und R'_2 .

Beispiel: Gegeben sei ein Impulstransformator zur Widerstandsanpassung zwischen einem Generator ($R_1 = 50 \Omega$) und einem Verbraucher ($R_2 = 100 \Omega$). Daten: Ringkern R 10 (Außendurchmesser 10 mm), $A_E = 8 \text{ mm}^2$, $l_E = 24,5 \text{ mm}$, $N_1 = 39$, $N_2 = 55 \rightarrow \ddot{u} = N_1/N_2 = 0,71 \rightarrow R'_2 = 50 \Omega$.

Mit der Impulspermeabilität $\mu_p = 4000$ für eine gebräuchliche Ferritart erhält man:

$$(1) A_L = \mu_0 \mu_p \cdot \frac{A_E}{l_E} = 1,65 \cdot 10^{-6} \Omega \text{s und}$$

$$(2) L_1 = A_L \cdot N_1^2 = 2,5 \text{ mH.}$$

Zur Veranschaulichung der Funktion wird ein rechteckförmiger Verlauf der Quellenspannung u_q nach Abb. 6.14a angenommen. Vernachlässigt man den Kupferwiderstand der Wicklung, ferner die Streuinduktivität L_σ und die Wicklungskapazität C_w , so bleiben in der Ersatzschaltung nur die Größen R_1 , R'_2 und L_1 , die die angegebene Zeitkonstante τ_μ ergeben. Man findet damit die Zeitverläufe für die Spannung $u'_2 = u_1$ und den Magnetisierungsstrom i_μ nach Abb. 6.14b, c. Das Ansteigen des Magnetisierungsstromes bedeutet eine Aufmagnetisierung des Kerns nach Abb. 6.14d, ausgehend vom Remanenzpunkt (hier $100 \text{ mT} = 1000 \text{ G}$). Sein Abklingen bedeutet eine „Abmagnetisierung“ zurück in den Remanenzpunkt. Zum Beispiel erhält man für den „langen“ Impuls mit $T_i > \tau_\mu$:

$$(3) \hat{H} = \frac{\hat{i}_\mu \cdot N_1}{l_E} = \frac{20 \text{ mA} \cdot 39}{24,5 \text{ mm}} = 0,32 \frac{\text{A}}{\text{cm}}$$

als Scheitelwert der magnetischen Feldstärke

$$(4) \Delta\Psi = \hat{i}_\mu \cdot L_1 = 20 \text{ mA} \cdot 2,5 \text{ mH} = 50 \mu\text{Vs}$$

als „Induktionsflusshub“ entsprechend der Spannungszeitfläche A_{Vs} (Voltsekundenfläche)

$$(5) \Delta B = \frac{\Delta\Psi}{N_1 \cdot A_E} = \frac{50 \mu\text{Vs}}{39 \cdot 8 \text{ mm}^2} = 0,16 \text{ T}$$

als „Induktionshub“.

Die Ausgangsspannung u_2 ergibt sich aus der Ersatzgröße u'_2 , indem man diese mit $1/\ddot{u}$ multipliziert. Tatsächlich weicht die Kurvenform der Spannung u_2 gegenüber der ermittelten Form für u'_2 geringfügig ab, weil die oben nicht berücksichtigte Streuinduktivität und die Wicklungskapazität zu einem verzögerten Impulsanstieg führen während der Zeit t_A (Abb. 6.14e). Da beide einen Reihenschwingkreis bilden, tritt an der Impulsspitze wie angedeutet oft ein kleiner Schwingungsvorgang auf. Beteiligt daran ist auch eine zwischen den Wicklungen bestehende Koppelkapazität, die parallel zur Streuinduktivität wirkt.

Der Impulsübertrager wirkt in Bezug auf den langen Impuls als Differenzierglied. Der anschließende kurze Impuls wird weniger verformt, erhält aber eine „Dachschräge“, die umso geringer bleibt, je kleiner die Impulszeit im Verhältnis zur Zeitkonstante τ_μ ist. Im gleichen Maße geht das Überschwingen in den negativen Bereich zurück, so dass die Ausgangsspannung nahezu Rechteckform erhält. Für eine entsprechende Dimensionierung des Übertragers verwendet man zweckmäßig die in Abb. 6.13 und 6.14 eingerahmten Beziehungen. Man geht in folgenden Schritten vor:

1. Übersetzungsverhältnis \ddot{u} nach der gewünschten Widerstandsübersetzung $R'_2/R_2 \rightarrow$ Abb. 6.13.
2. Zeitkonstante τ_μ nach der zulässigen „Dachschräge“ bzw. Verhältnis $\hat{u}_2/\ddot{u}_2 \rightarrow$ Abb. 6.14e.
3. Erforderliche Induktivität L_1 über τ_μ und $(R_1 \parallel R'_2) \rightarrow$ Abb. 6.13.
4. Wahl des Kernes und Bestimmung der Windungszahlen $\rightarrow L_1 = A_L \cdot N_1^2$
5. Überprüfung des Induktionshubes $\Delta B < \Delta B_{\text{max}}$ (Sättigung beachten!) \rightarrow Abb. 6.14d.

Schritt 4 und 5 sind eventuell bis zu einem befriedigenden Ergebnis mehrfach zu wiederholen.

Literatur: [6-3, 6-5, Ü1, Ü2], vgl. auch Anhang C.11.

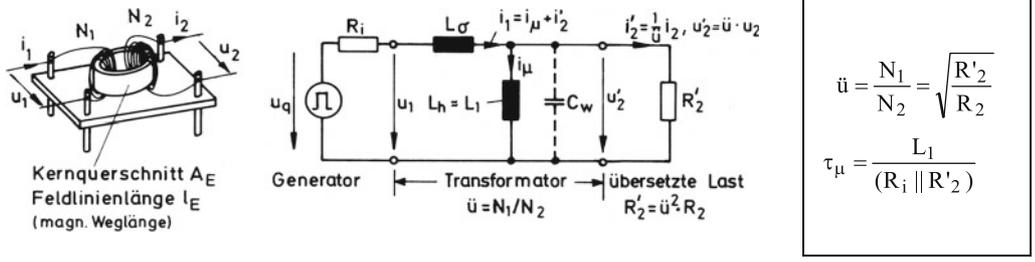


Abb. 6.13 Impulstransformator, Aufbau und Betriebsersatzschaltung

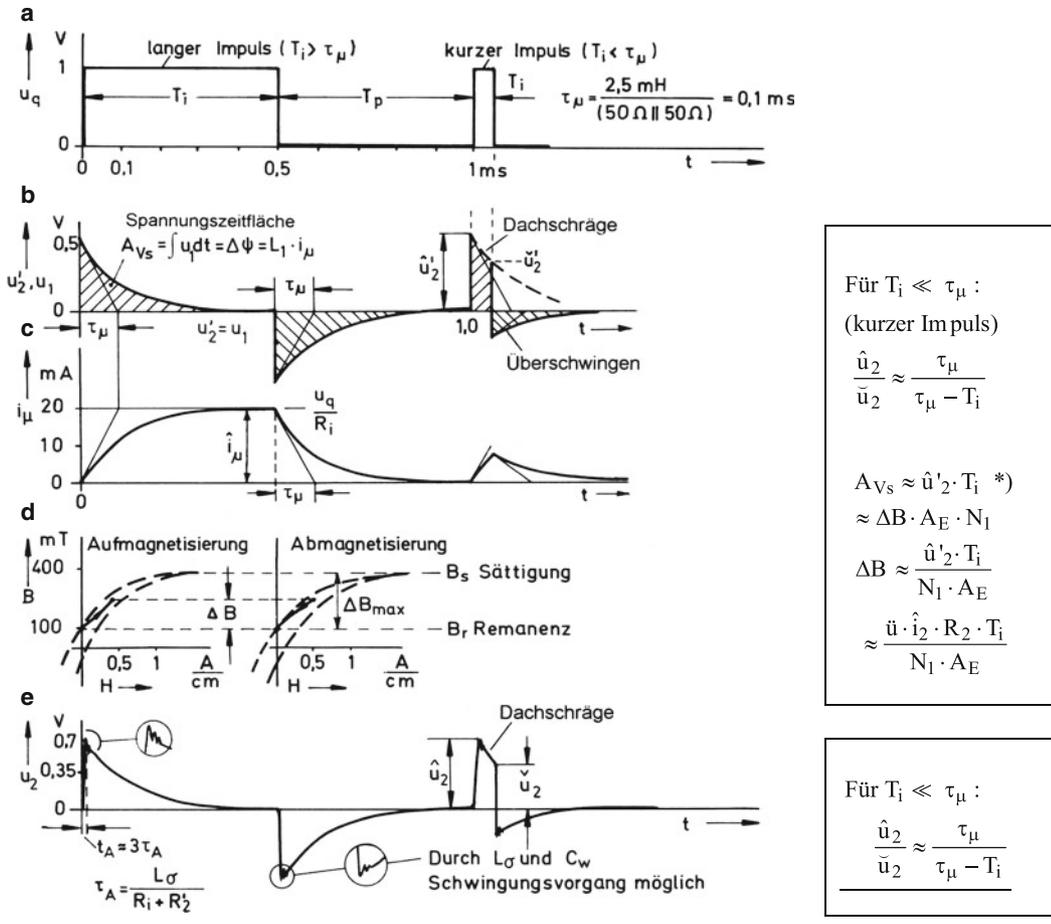


Abb. 6.14 Einzelvorgänge bei der Impulsübertragung. *) Bei einem fertigen Impulsübertrager mit festen Werten A_E und N_1 ist die übertragbare Spannungszeitfläche A_{Vs} durch den maximal möglichen Induktionshub ΔB_{max} (Sättigung) begrenzt. Sie ist neben dem Übersetzungsverhältnis \hat{u} die wichtigste Kenngröße eines Impulsübertragers und wird daher im Datenblatt stets angegeben (s. Anhang B.6). **a** Zeitverlauf der Quellenspannung u_q (Generatorleerlaufspannung), **b** Zeitverlauf der transformierten Ausgangsspannung u'_2 , **c** Zeitverlauf des Magnetisierungsstromes i_μ , **d** Darstellung der Auf- und Abmagnetisierung, **e** Wirklicher Verlauf der Ausgangsspannung u_2

6.5 Netztransformatoren

Netztransformatoren werden im Gegensatz zum Übertrager der Nachrichtentechnik bei einer festen Frequenz – im Allgemeinen 50 Hz – betrieben. Zum Bau verwendet man vorzugsweise M-Kerne oder EI-Kerne bzw. für besonders kompakte und streuungsarme Ausführungen Schnittbandkerne oder neuerdings auch Ringbandkerne aus kornorientierten Blechen. Abb. 6.15 zeigt den konventionellen Aufbau mit einem M-Kern. Da hier kein vormagnetisierender Gleichstrom fließt, schichtet man die Bleche wechselweise (ohne Luftspalt), damit der A_L -Wert möglichst hoch wird (kleiner Leerlaufstrom).

Die Kerngröße richtet sich nach der zu übertragenden Leistung in VA (siehe Tabelle in Abb. 6.17). Bei mehreren Sekundärwicklungen ist die Summe der Einzelleistungen zu bilden. Im Falle einer Gleichrichterbelastung mit Ladekondensator können dazu die Umrechnungen nach Abb. 6.16 verwendet werden. Die Windungszahlen primärseitig (N_p) und sekundärseitig (N_s) erhält man über die zulässige „Windungsspannung“, wie sie in Abb. 6.17 für jeden Kern angegeben wird und über die „Transformatorformel“ (1) für $\hat{B} = 1,2\text{T}$ nachgerechnet werden kann. Tatsächlich setzt

man jedoch die über die Windungsspannung berechnete Windungszahl N_p entsprechend der Korrekturrechnung nach Gl. (2) etwas herab und die Windungszahl N_s etwas herauf, um auf diese Weise den bei Belastung auftretenden Spannungsabfall auszugleichen. Der dafür in der Tabelle angegebene Korrekturwert k gilt für Vollast mit der höchsten zulässigen Stromdichte und ist für eine verminderte Leistungsausnutzung bei entsprechend geringerer Stromdichte zu reduzieren. Nach Gl. (3) erhält man den Innenwiderstand des Trafos und schließlich auch die lastabhängige Sekundärspannung U_s , wobei die Streuinduktivität vernachlässigt ist.

Beispiel: Ein Netztransformator ist auszulegen für eine Wechselleistung 12 V/150 mA (Effektivwerte) und eine Gleichstromleistung 34 V/50 mA, die aus einem Brückengleichrichter mit Kondensatorglättung entnommen werden soll.

Zwischen den einzelnen Wicklungen ist eine Isolation vorzusehen. Sofern die Lagenspannung 20 V überschreitet, sollte man bei Verwendung von einfachem Kupferlackdraht (CuL) auch eine Lagenisolation mit einer dünnen Isolierfolie vorsehen. Diese ist an den Rändern zum Schutz gegen ein Abrutschen von Windungen zu „fiedern“. Im Übrigen gelten die Sicherheitsbestimmungen nach VDE 0550.

Literatur: [6-1, 6-6, 6-7, 6-8, 6-9], DIN 41300 ff.

| | | |
|--|--|--|
| Geforderte Scheinleistung | $12\text{ V} \cdot 150\text{ mA} = 1,8\text{ VA}$ $34\text{ V} \cdot 0,85^+ \cdot 50\text{ mA} \cdot 1,7^+ = 2,4\text{ VA}$ + > 4,2 VA → M 42 (erforderlicher Kern) +Faktoren 0,85 und 1,7 nach Abb. 6.16 | |
| Effektivwert der Ströme | $I_p = \frac{P_{\text{ges}}}{U_p \cdot \eta} = \frac{4,2\text{ VA}}{230\text{ V} \cdot 0,6} = 31\text{ mA}$ $I_{S1} = 150\text{ mA}$ $I_{S2} = 50\text{ mA} \cdot 1,7 = 85\text{ mA}$ | Der Wirkungsgrad η erfasst alle Verluste. |
| Erforderliche Drahtstärke über zulässige Stromdichte (siehe Abschn. 5.3) | 31 mA bei $S = 4,5\text{ A/mm}^2 \rightarrow 0,1\text{ CuL}$ (Kupferlackdraht mit $2,23 \frac{\Omega}{\text{m}}$) 150 mA bei $S = 5,2\text{ A/mm}^2 \rightarrow 0,2\text{ CuL}$ (Kupferlackdraht mit $0,56 \frac{\Omega}{\text{m}}$) 85 mA bei $S = 5,2\text{ A/mm}^2 \rightarrow 0,15\text{ CuL}$ (Kupferlackdraht mit $0,99 \frac{\Omega}{\text{m}}$) Zulässige Stromdichte wird nicht ganz ausgenutzt. | |
| Windungszahlen mit Korrekturrechnung nach Gl. (2) ¹⁾ | $N_p : 230\text{ V} / 0,043\text{ V} = 5349 \rightarrow 5349 \cdot 0,85 = 4547 \rightarrow R_p = 902\ \Omega$ $N_{S1} : 12\text{ V} / 0,043\text{ V} = 279 \rightarrow 279 \cdot 1,15 = 321 \rightarrow R_{S1} = 16\ \Omega$ $N_{S2} : 29\text{ V} / 0,043\text{ V} = 674 \rightarrow 674 \cdot 1,15 = 775 \rightarrow R_{S2} = 68\ \Omega$ | Windungslänge nach Abschn. 5.3 |
| Erforderlicher Wickelquerschnitt (siehe Kerntabelle und Drahttabelle nach Abschn. 5.3 und 5.2) | $A_{wp} = \frac{4547}{5800/\text{cm}^2} = 0,78\text{ cm}^2$ $A_{wS1} = \frac{321}{1650/\text{cm}^2} = 0,2\text{ cm}^2$ $A_{wS2} = \frac{775}{2800/\text{cm}^2} = 0,28\text{ cm}^2$ → 1,26 cm ² < 1,6 cm ² Platzbedarf für Isolierfolien beachten! | |
| Leerlaufstrom nach Gl. (4) für $\mu_a \approx 2000$ ($\hat{B} \approx 1,2\text{ T}$) | $L_p = 4547^2 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{V_s}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot \frac{1,62\text{cm}^2}{10,2\text{ cm}} = 82,5\text{ H} \rightarrow I_{p0} \approx \frac{230\text{ V}}{314 \cdot \frac{1}{s} \cdot 82,5\text{ H}} \approx 9\text{ mA}$ | |

Zwischen den einzelnen Wicklungen ist eine Isolation vorzusehen. Sofern die Lagenspannung 20 V überschreitet, sollte man bei Verwendung von einfachem Kupferlackdraht (CuL) auch eine Lagenisolation mit einer dünnen Isolierfolie vorsehen. Diese ist an den Rändern zum Schutz gegen ein Abrutschen von Windungen zu „fiedern“. Im Übrigen gelten die Sicherheitsbestimmungen nach VDE 0550.

¹⁾ Wegen der nicht ganz vollständigen Leistungsausnutzung wird mit einem Korrekturwert $k = 0,15$ statt 0,18 laut Tabelle gerechnet. Zur Berechnung des Kupferwiderstandes siehe Abschn. 5.2 und 5.3.

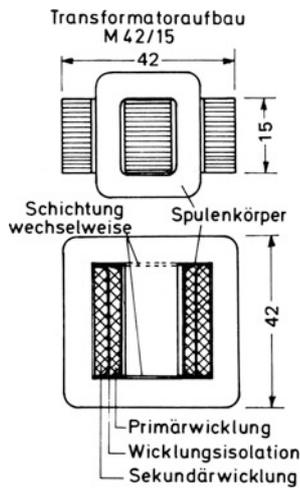


Abb. 6.15 Aufbauschema (Röhrenwicklung)

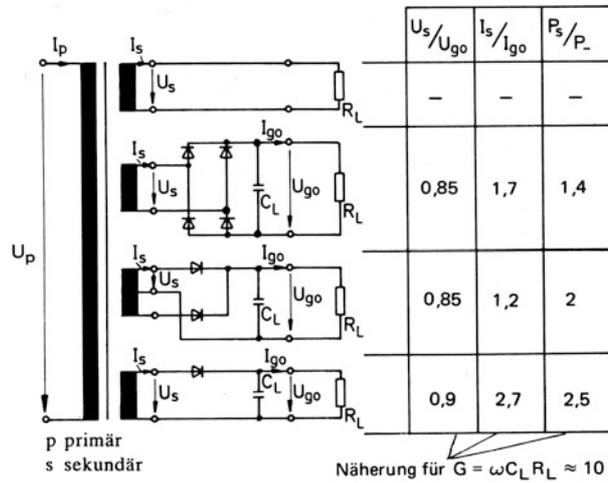


Abb. 6.16 Belastungsarten und Umrechnungen (Erfahrungswerte entsprechend Abschn. 4.7)

| Richtwerte für | | M42/15 | M55/20 | M65/27 | M74/32 | M85/32 | M102/35 |
|---|---------------------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|
| Entnehmbare Leistung | in VA | 5 | 14 | 30 | 50 | 80 | 120 |
| Windungsspannung | in mV | 43 | 82 | 130 | 180 | 230 | 290 |
| Korrekturwert | k | 0,18 | 0,12 | 0,08 | 0,05 | 0,04 | 0,03 |
| Wirkungsgrad | η in % | 60 | 70 | 77 | 83 | 84 | 88 |
| Zulässige Stromdichte (innen: primär) | in $\frac{A}{mm^2}$ | 4,5 | 3,8 | 3,3 | 3,0 | 2,9 | 2,4 |
| Zulässige Stromdichte (außen: sekundär) | in $\frac{A}{mm^2}$ | 5,2 | 4,3 | 3,6 | 3,3 | 3,3 | 2,8 |

Windungsspannung: $U_w = \frac{U_p}{N_p} = 4,44 \cdot f \cdot \hat{B} \cdot A_E$ (Transformatorformel) (1)

Windungszahlen: $N_p = \frac{U_p}{U_w} \cdot (1 - k)$, $N_s = \frac{U_s}{U_w} \cdot (1 + k)$ (2)

Innenwiderstand: $R_i = R_{Cus} + \frac{R_{Cup}}{\ddot{u}^2} \rightarrow U_s = U_p \cdot \frac{1}{\ddot{u}} - R_i \cdot I_s$ (3)

Leerlaufstrom: $I_{po} \approx \frac{U_p}{\omega L_p}$ mit $L_p = N_p^2 \cdot A_L$ und $A_L = \mu_0 \mu_a \cdot \frac{A_E}{l_E}$ (4)

Abb. 6.17 Berechnungstabelle und Formeln

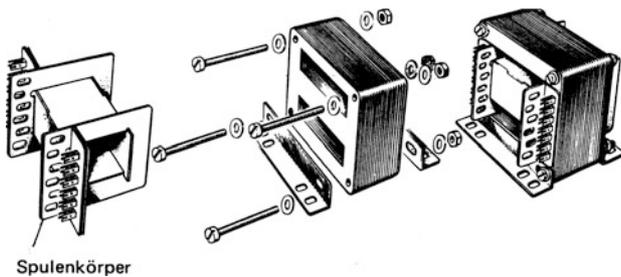


Abb. 6.18 Zusammenbau eines Transformators mit M-Kern (ausführliche Daten zu Kernen und Spulenkörpern siehe DIN 41300 ff.)

7.1 Elektromagnetische Relais, Arten und Wirkungsweise

Ein elektromagnetisches Relais besteht aus einem Elektromagneten und einem gegen eine Federkraft zu bewegenden Anker, der einen oder mehrere Kontakte betätigt. Für eine ausreichende Magnetkraft ist eine bestimmte Erregerdurchflutung erforderlich ($\Theta = I_E \cdot N = 50 \dots 150 \text{ A}$ bei mittlerer Baugröße). Von der Erregung her unterscheidet man Gleichstrom- und Wechselstromrelais. Die Letzteren werden vor allem für die Energietechnik als „Schaltschütze“ mit „geblechtem“ Kern gebaut.

Bei den Gleichstromrelais, die also für eine Gleichstromerregung vorgesehen sind, unterscheidet man nach Abb. 7.1 und 7.2 das ungepolte (neutrale) und das gepolte (polarisierte) Relais. Das ungepolte Relais arbeitet unabhängig von der Richtung des Erregerstromes, nach dessen Abschaltung der Anker in eine einseitige Ruhelage geht. Man bezeichnet das ungepolte Relais daher als monostabil. Beim gepolten Relais dagegen hängt die Ankerbewegung durch das Zusammenwirken eines Dauerflusses mit einem Steuerfluss von der Stromrichtung ab (Abb. 7.2). Nach dem Abschalten des Erregerstromes behält es die zuletzt eingenommene Kontaktstellung bei, es arbeitet also bistabil. Unter Zuhilfenahme einer Rückstellfeder oder durch unsymmetrische Ausbildung der magnetischen Kreise lässt sich allerdings auch hier eine monostabile Arbeitsweise erreichen.

In Bezug auf die konstruktive Ausführung gibt es sowohl bei den ungepolten wie auch bei den gepolten Relais zahlreiche Varianten. Abb. 7.3a zeigt das klassische Schneidenankerrelais, bei dem der bewegliche Anker sich auf dem zu einer Schneide ausgebildeten vorderen Ende des Joches dreht. Beim „Anziehen“ verringert sich der Luftspalt zwischen Kern und Anker bis auf einen kleinen Restluftspalt, der durch einen Klebstift oder eine Klebscheibe aus nichtmagnetischem Material gehalten wird. Die untere Kontaktfeder wird gegen die obere gedrückt, der Kontakt schließt. Bei Wegnahme der Erregung „fällt das Relais ab“. Ohne die Wirkung des Klebstiftes wäre dies nicht möglich wegen des zu hohen Remanenzflusses bei Luftspalt null. Man hätte ungewollt ein „Remanenzrelais“, das erst nach einer Gegen-erregung abfällt.

Als Schutz gegen störende Staubablagerungen auf den Kontaktstücken ist das modernere „Kammrelais“ (Abb. 7.3b) mit einer Schutzkappe versehen. Einen absoluten Schutz gegen Umwelteinflüsse aller Art bietet der „Reedkontakt“

(Abb. 7.4), bestehend aus zwei elektrisch und magnetisch leitenden Kontaktzungen in einem Glasrohr mit Schutzgasfüllung. Die Kontaktzungen erfüllen gleichzeitig die Funktion des Ankers und des Federsatzes eines herkömmlichen ungepolten Relais. Sie übernehmen bei Erregung den magnetischen Fluss. Die an der Überlappungsstelle auftretende magnetische Anziehungskraft führt zum Schließen des Kontaktes. Ein äußeres Leitblech dient der magnetischen Abschirmung gegen Störfelder von außen und als magnetischer Rückschluss für den Steuerfluss¹. Abb. 7.4b zeigt die normale Ausführung eines Einkontakt-Reedrelais und Abb. 7.4c eine Miniaturausführung als DIP-Reedrelais².

In den letzten Jahren sind mehrere Miniaturrelais als gepolte Relais sowohl in monostabiler als auch bistabiler Ausführung entstanden. Der Permanentfluss hilft dabei, die notwendige Erregerleistung herabzusetzen, also die Ansprechempfindlichkeit zu erhöhen und verstärkt auch die Kontaktkraft. Abb. 7.5 zeigt einen Aufbau nach dem Prinzip der Abb. 7.2. Eine magnetisch leitende Kontaktzunge im Spulenninneren übernimmt wie oben die Funktion des Ankers. Das vordere Ende ist geschlitzt und dient unmittelbar zur Kontaktgabe (Doppelkontakt erhöht Kontaktsicherheit). Die feststehenden Polbleche des Permanentmagneten bilden gleichzeitig die ruhenden Kontaktstücke eines Umschaltkontaktes.

Für Kleinrelais mit mehr als einem Umschaltkontakt verwendet man häufig einen Drehankerantrieb gemäß Abb. 7.6 oder davon abgewandelte Konstruktionen.

Unter Beibehaltung der übrigen Konstruktion kann man jedes Relais von seiner Erregerwicklung her für höhere oder niedrigere Betriebsspannung auslegen. Dabei sind Windungszahl und Drahtstärke so zu ändern, dass sich mit der anderen Betriebsspannung wieder die erforderliche Erregerdurchflutung $I_E \cdot N$ ergibt. Bei vorgegebenem A_R -Wert (konstruktionsbedingt) ändert sich die Windungszahl proportional mit der Spannung:

$$\Theta = I_E \cdot N = \frac{U_B}{R_{Cu}} \cdot N \text{ mit } R_{Cu} = A_R \cdot N^2.$$

Das ergibt:

$$U_B = \Theta \cdot A_R \cdot N.$$

Die Zeitkonstante $\tau = A_L/A_R$ bleibt nahezu unverändert. Bevorzugte Betriebsspannungen sind 6 V, 12 V und 24 V.

Literatur: [7-1, 7-2]

DIN 41215

¹ Ohne Abschirmblech lässt sich der Kontakt auch durch Annäherung eines Permanentmagneten schließen. Von dieser Möglichkeit macht man Gebrauch bei Näherungsschaltern mit Reedkontakten.

² Es gibt DIP-Reedrelais mit verschiedenen Kontaktbestückungen (siehe Anhang B.7).

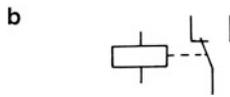
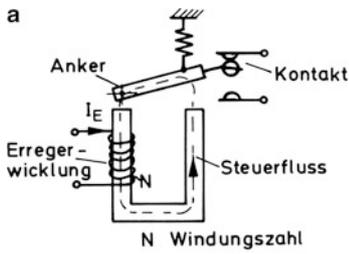


Abb. 7.1 Ungepoltes Relais. a Prinzip, b Schaltzeichen

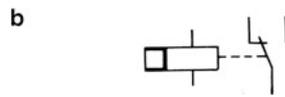
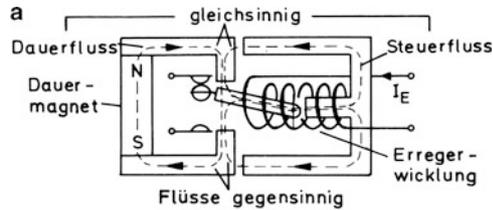


Abb. 7.2 Gepoltes Relais. a Prinzip, b Schaltzeichen

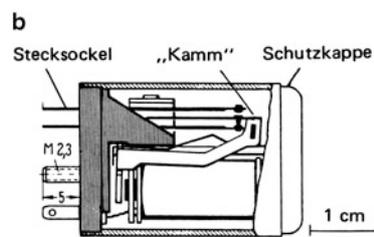
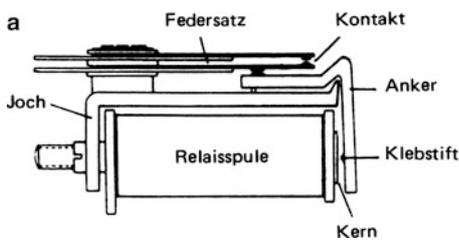


Abb. 7.3 Klappankerrelais. a Schneidenankerrelais, b Kammrelais

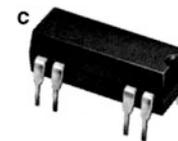
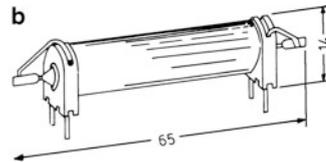
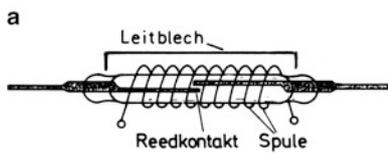


Abb. 7.4 Reedrelais. a Prinzip, b übliche Ausführung, c DIP-Reedrelais (DIL-Relais). DIP = Dual-In-Line-Package, DIL = Dual-In-Line

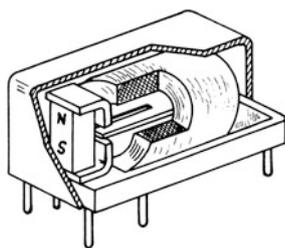


Abb. 7.5 Gepoltes Kleinrelais. Dieses Relais kann als Reedrelais mit Metall- oder Kunststoffkapselung betrachtet werden

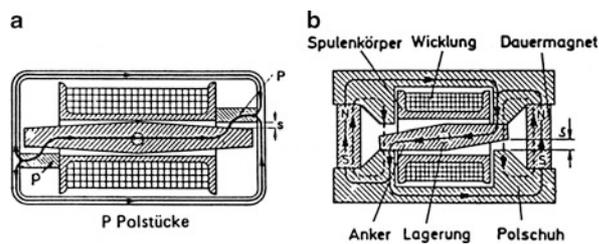


Abb. 7.6 Drehankersystem. a ungepolt, b gepolt

7.2 Betriebseigenschaften von Relais

Die Grundschialtung für eine Relaissteuerung ist in Abb. 7.7 dargestellt. Sie enthält einen Steuerkreis (Eingangskreis) und einen Arbeitskreis (Ausgangskreis). Im Normalfall ist die zum Schalten erforderliche Steuerleistung wesentlich kleiner als die geschaltete Ausgangsleistung. In diesem Sinne ist das Relais ein Verstärker mit dem besonderen Vorzug einer galvanischen Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis. Dadurch können Eingang und Ausgang auf verschiedenen Potentialen liegen.

Bei der Ausführung der Kontakte unterscheidet man die drei grundsätzlichen Arten: Arbeits-, Ruhe- und Umschaltkontakt (Abb. 7.8). Relais werden im Allgemeinen mit mehreren Kontakten bestückt und können dann auch mehrere im Grundpotential verschiedene Gleich- und Wechselstromkreise schalten.

Im Folgenden werde ein Reedrelais (Modellrelais) betrachtet mit den Daten:

Betriebsspannung: $U_B = 12 \text{ V}$, Erregerstrom $I_E = I_B = 24 \text{ mA}$ (Betriebsstrom).

Wicklung: $R_{Cu} = 500 \Omega$, 6900 Windungen, $0,08 \phi \text{ CuL}$.

Kontaktseite: Durchgangswiderstand $\approx 50 \text{ m}\Omega$, Sperrwiderstand $> 10^{11} \Omega$

Kapazität zwischen den offenen Kontaktzungen: $< 3 \text{ pF}$

zulässige Schaltspannung: 150 V_- bzw. 220 V_- , zulässiger Schaltstrom: $0,5 \text{ A}$.

Steigert man den Erregerstrom i_E in der Spule von Null ausgehend, so bildet sich eine magnetische Kraft. Diese bewegt den Kontakt gegen seine eigene Federkraft. Während die Federkraft F_F nach Abb. 7.9 linear bei kleiner werdendem Luftspalt ansteigt, wächst die magnetische Kraft F_M etwa hyperbelförmig. Zum Anziehen muss auf dem gesamten Weg $F_M > F_F$ sein, insbesondere auch an der kritischen Stelle etwa in der Mitte des Weges. Der zugehörige Strom i_E , der diese Bedingung gerade erfüllt, ist der Anzugstrom I_{AN} . Dieser sorgt im Zuge der weiteren Verkleinerung des Luftspaltes ($s < s_{krit}$) dann für einen Kraftüberschuss (schraffierter Bereich).

Soll das Relais abfallen, so muss der Erregerstrom soweit abgesenkt werden, dass bei $s = 0$ $F_M < F_F$ wird. Der zugehörige Strom, der diese Bedingung gerade erfüllt, ist der Abfallstrom I_{AB} , der stets kleiner ist als der Anzugstrom. Dies führt zu dem typischen Hystereseverhalten nach Abb. 7.10, das alle Relais aufweisen. Zur Gewährleistung eines sicheren Anziehens wählt man den stationären Erregerstrom $I_B > 1,2 \cdot I_{AN}$.

In Abb. 7.11 wird der Einschaltvorgang in seinem zeitlichen Ablauf dargestellt. Es sei $R_V = 0$ (Normalfall). Nach dem Schließen des Schalters S beginnt der Anstieg des Erregerstromes nach einer e-Funktion, wobei die Induktivität des ruhenden Relais zunächst die Zeitkonstante bestimmt (Abb. 7.9). Da sich der Anker in Bewegung setzt, verläuft der Strom nicht nach der gestrichelten Funktion mit konstanter Zeitkonstante, sondern wegen der sich vergrößernden Induktivität entlang der gemessenen Kurve mit ausgeprägter „Ankerrückwirkung“³. Nach der Anzugzeit (Ansprechzeit) t_{AN} schließt der Kontakt, der Erregerstrom steigt weiter an bis zum vollen Betriebsstrom I_B .

Falls zum Betrieb des Relais eine höhere Spannung als die Betriebsnennspannung zur Verfügung steht, muss man einen Widerstand R_V vorschalten, um den Betriebsnennstrom nicht zu überschreiten. Die Zeitkonstante τ wird dabei offenbar kleiner. Man kann diese Tatsache zur Verkürzung der Anzugzeit nutzen. Von dieser Maßnahme zur „Schnellerregung“ wird oft Gebrauch gemacht.

Beim Abschalten durch Unterbrechung des Erregerstromkreises wird in der Relaiswicklung eine hohe Spannung induziert, die einen Funken an der Unterbrechungsstelle bewirkt. Dabei sinkt der Erregerstrom sehr rasch unter den Wert des Abfallstromes ab und klingt mit einer kurzen Schwingung aus (Abb. 7.12, Kurve 0). Der Funke lässt sich vermeiden durch eine Freilaufdiode, die allerdings eine Abfallverzögerung durch den verlangsamten Feldabbau bewirkt und somit auch eine Verlängerung der Abfallzeit t_{AB} (Kurve 1). Unter der Abfallzeit – auch Rückfallzeit genannt – versteht man die Zeit zwischen dem Abschalten der Erregung und der Kontaktrückstellung in die Ruhelage.

Alle bisher erwähnten Relais leiden an der Erscheinung des Kontaktprellens (ein- oder mehrmaliges Abprallen der Kontaktstücke voneinander beim Schließvorgang). Die Prellzeiten (Größenordnung 0,1 bis 1 ms) werden nach DIN 41 215 in den Schaltzeiten t_{AN} und t_{AB} nicht erfasst. Eine sichere Vermeidung des Prellens ist möglich durch eine Quecksilberbenetzung der Kontaktstelle. Es gibt spezielle Reedrelais (mercury wetted contact relays) mit dieser Besonderheit, die allerdings meistens lageabhängig sind (Montagevorschrift ist zu beachten).

³ Beim Umklappen des Ankers vergrößern sich rasch die Induktivität und der magnetische Fluss, was eine hier mit Ankerrückwirkung bezeichnete Gegeninduktion bewirkt.

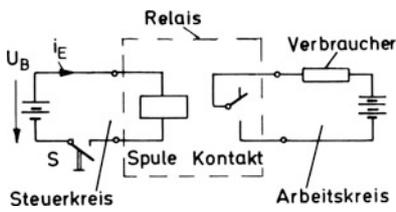


Abb. 7.7 Grundschaltung einer Relaissteuerung

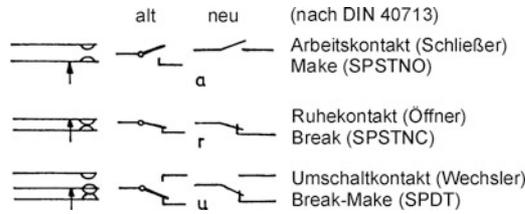


Abb. 7.8 Kontaktarten und Schaltzeichen. Die amerikanischen Kurzbezeichnungen (in Klammern) haben folgende Bedeutung: S = Single, P = Pole, D = Double, T = Throw, N = Normally, O = Open, C = Closed, B = Break, M = Make

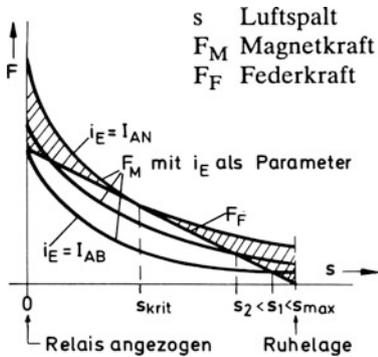


Abb. 7.9 Kraft-Weg-Diagramm

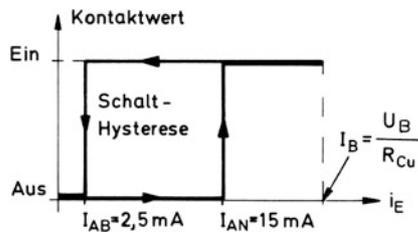


Abb. 7.10 Arbeitsdiagramm (Beispiel)

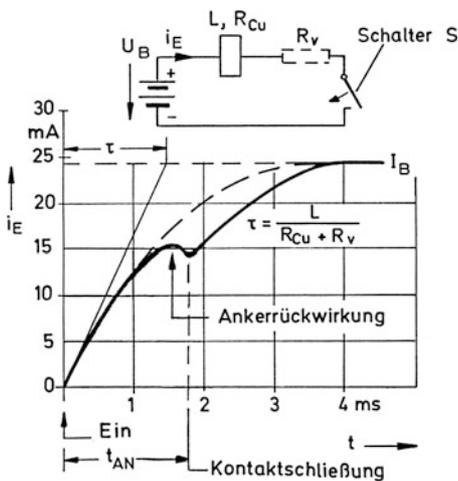


Abb. 7.11 Einschaltvorgang. Aus dem gestrichelten Stromanstieg ermittelt man bei $R_v = 0$ die Anfangsinduktivität: $L = \tau \cdot R_{Cu} = 1,5 \text{ ms} \cdot 500 \Omega = 0,75 \text{ H}$

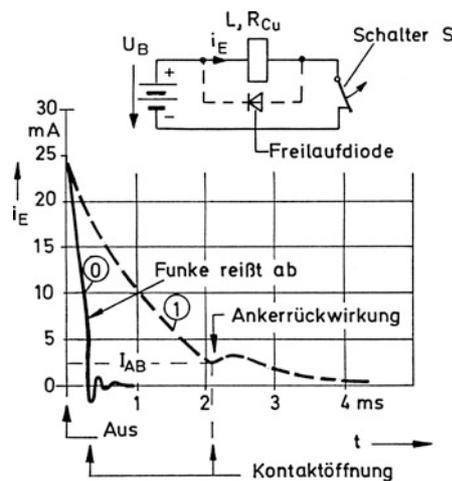


Abb. 7.12 Abschaltvorgang. Die Schwingung in der Kurve 0 kommt zustande durch den aus der Induktivität L und der Wicklungs- und Schaltkapazität gebildeten Schwingkreis

7.3 Kontaktmaterial, Kontaktbeanspruchung und Kontaktschutz

Von den Kontakten eines Relais erwartet man einerseits einen geringen Kontaktwiderstand (im geschlossenen Zustand) und andererseits eine hohe Verschleißfestigkeit. Unter diesen Gesichtspunkten gibt Abb. 7.13 eine Übersicht über die meistgebräuchlichen Kontaktwerkstoffe, unter denen Silber eine dominierende Rolle einnimmt. Reines Silber (Ag) eignet sich wegen seiner Neigung zur Fremdschichtbildung – besonders in schwefelhaltiger Atmosphäre – jedoch nur zum Schalten von Spannungen über 5 V und Strömen über 1 mA. In diesem Fall reicht die Spannung bereits aus, die störende dünne Fremdschicht auf der Kontaktoberfläche zu durchschlagen. Für niedrigere Schaltspannungen eignet sich das „anlauffeste“ Silber-Palladium (Ag-Pd) oder noch besser Gold-Silber (AuAg), das auch bei kleinsten Spannungen und Strömen (sog. Trockenlasten) sicher Kontakt gibt.

Verschleißursachen für Kontakte sind der mechanische Abrieb und der elektrische Abbrand bei Schaltvorgängen. Beim Trennen der Kontaktstücke tritt eine Stromeinschnürung an der sich verengenden Kontaktstelle auf mit erheblicher Stromdichte, was zur Ausbildung einer Schmelzbrücke führen kann. Diese geht in einen Lichtbogen über, wenn die Spannung an der Trennstelle höher ist als die Lichtbogengrenzspannung U_{Smin} nach Abb. 7.14. Dabei tritt eine Kontakterosion durch Verdampfen und Verspritzen von Materialteilchen auf, bis eine ausreichende Kontaktöffnung zum Erlöschen des Lichtbogens führt.

Ähnliche Vorgänge spielen sich beim Schließen eines Kontaktes ab. Durch Feldemission können sich bei der Annäherung der Kontaktstücke ebenfalls Lichtbögen bilden, andererseits aber auch durch Prellvorgänge (mehrmaliges Wiederöffnen und -schließen). Bei großen Einschaltstromstärken kommt es dabei gelegentlich zum Verschweißen der Kontaktstücke.

Besonders kritisch ist das Abschalten induktiver Verbraucher, weil in diesem Fall wegen der hohen Induktionsspannungen die Lichtbogengrenzkurven der Abb. 7.14 meistens überschritten werden und dann Funkenbildung auftritt. Schaltet man zum Beispiel ein Reedrelais gemäß Abb. 7.15a über den Schalter S ab, so verläuft die Schalterspannung nach Abb. 7.15b. Es tritt eine Spannung von mehr als 300 V auf, die wegen des niedrigen Abschaltstromes (24 mA) hier nur zur Zündung einer Glimmentladung führt. Diese ist zwar weniger kontaktschädigend als die bei größeren Stromstärken (> 0,2 A) auftretende Bogenentladung, führt aber auch zu einer allmählichen Kontakterosion.

Um die Funkenbildung zu unterdrücken oder wenigstens zu mildern, kann man verschiedene Schaltungsmaßnahmen anwenden, die man als „Funkenlöschung“ bezeichnet. Ein Mittel ist z. B. die Freilaufdiode nach Abschn. 7.2, die eine Spannungsüberhöhung an der Kontaktstelle verhindert. Andererseits kann man gemäß Abb. 7.15c zu diesem Zweck einen Varistor oder eine Z-Diode über den Kontakt schalten. Dazu muss die I-U-Kennlinie des Funkenlöschelements so angepasst sein, dass bei geöffnetem Kontakt (Ruhezustand) nur ein vernachlässigbar kleiner Strom fließt. Andererseits muss die Knickspannung (Z-Spannung) unter der Lichtbogengrenzspannung liegen.

Ein sehr verbreitetes Mittel zur Funkenlöschung ist ein RC-Glied, das man nach Abb. 7.16a über den Kontakt schaltet. Beim Öffnen des Kontaktes wird zunächst der volle Betriebsstrom $i_E = I_B$ auf das RC-Glied umgeleitet und bildet den Strom i_S . Im Schalt Augenblick entsteht die Spannung $U_{S0} = I_B \cdot R_S$. Der Strom i_S lädt den Kondensator C_S auf, so dass die Spannung u_S weiter ansteigt. L und C_S bilden einen Schwingkreis. Sofern die Dämpfung durch die Widerstände R_{Cu} und R_S nicht zu groß ist, läuft die Spannung u_S oszillierend auf die Betriebsspannung U_B ein und der Strom i_S auf null. Diese Vorgänge sind nach der dreifachen Zeitkonstante τ nahezu abgeklungen, wie Abb. 7.16b zu dem durchgeführten Rechenbeispiel veranschaulicht.

Bei der Dimensionierung ist R_S so festzulegen, dass U_{S0} unter der Lichtbogengrenzspannung liegt⁴. Die Kapazität C_S wählt man zweckmäßig so, dass der Spannungsscheitelwert U_{Smax} zur Zeit $t = T/4$ erreicht wird, wenn der volle Kontaktabstand hergestellt ist. Man setzt also $T/4$ etwa gleich der in den Datenblättern angegebenen Abfallzeit (Rückfallzeit) und gewinnt dann über T die Kapazität C_S gemäß Abb. 7.16c. Der Spannungsscheitelwert U_{Smax} darf wesentlich über der Lichtbogengrenzspannung liegen, da er erst bei voller Kontaktöffnung auftritt. Man findet:

$$U_{Smax} \approx I_B \cdot \sqrt{\frac{L}{C_S}} = 24 \text{ mA} \cdot \sqrt{\frac{1 \text{ } \Omega\text{s}}{0,1 \text{ } \mu\text{F}}} \approx 75 \text{ V}$$

aus der Energiebetrachtung:

$$\frac{1}{2} L I_B^2 \approx \frac{1}{2} C_S U_s^2.$$

In Wirklichkeit bleibt die Spannung etwas kleiner, da wegen der Energieverluste in den Widerständen nicht die volle magnetische Energie auf den Kondensator umgeladen wird.

Literatur: [7-2, 7-3, 7-4, 7-5, 7-6]

⁴ Man könnte auf R_S verzichten, wenn der Schalter S nicht wieder geschlossen würde. Der Widerstand R_S hat seine Berechtigung nämlich nur in der Begrenzung des Entladestromes für den Kondensator C_S beim Wiedereinschalten.

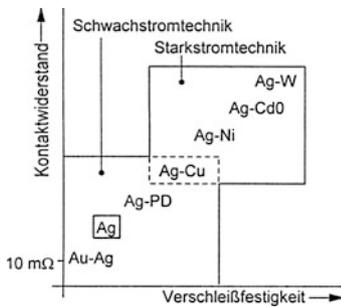


Abb. 7.13 Kontaktwerkstoffe

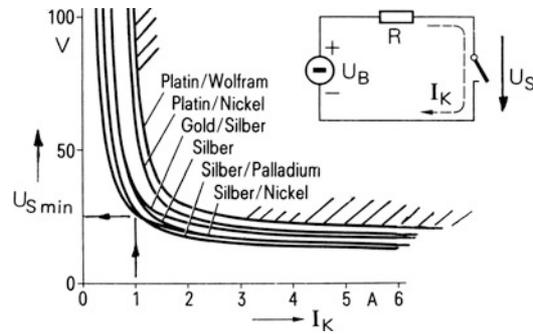


Abb. 7.14 Lichtbogengrenzspannung U_{Smin} . Das Diagramm gilt für sehr kleinen Kontaktabstand, d. h. also für den Beginn einer Kontaktöffnung

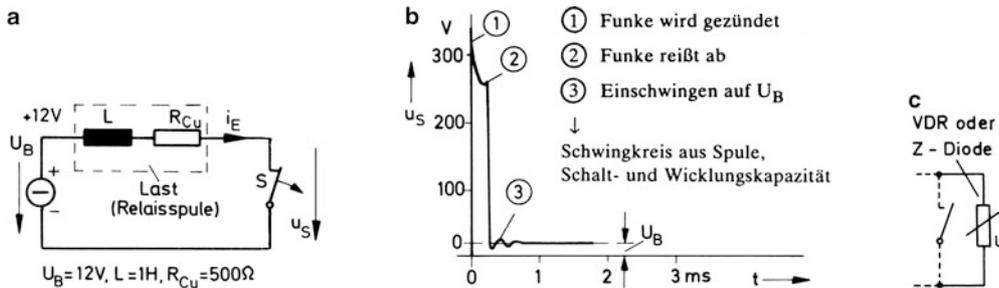


Abb. 7.15 Abschalten eines induktiven Verbrauchers. a) Schaltung, b) Zeitverlauf der Schalterspannung, c) Funkenlöschmittel

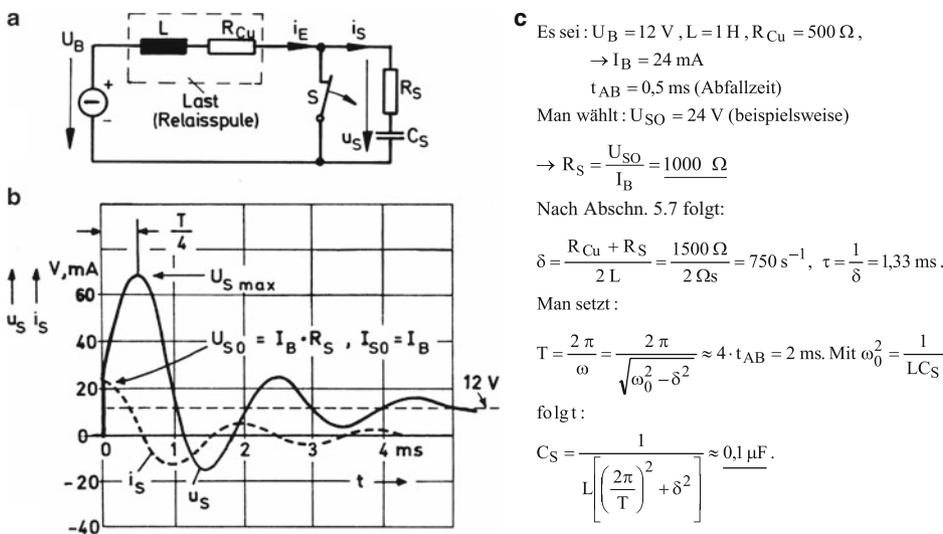


Abb. 7.16 Abschaltvorgang mit RC-Glied. a) Schaltbild, b) Spannungs- und Stromverlauf, c) Rechenbeispiel

7.4 Relais-Kondensator-Schaltungen

In Verbindung mit einem Kondensator lassen sich die Betriebseigenschaften eines Relais verändern. Die Parallelschaltung eines Kondensators C bei gleichzeitiger Vorschaltung eines Widerstandes R_V nach Abb. 7.17a ergibt beispielsweise eine Verzögerung beim Ein- und Abschalten. Das Relais wird träge. Die an sich schwingungsfähige Schaltung – L und C bilden einen Schwingkreis – sollte hinreichend bedämpft sein, damit sie sich aperiodisch verhält. Beim Einschalten mit zwei Dämpfungswiderständen R_V und R_{Cu} ist dies wahrscheinlicher als beim Abschalten, wenn nur der Widerstand R_{Cu} wirksam ist. Es genügt also, eine Bedingung für den Abschaltvorgang anzugeben. Diese lautet (nach Abschn. 5.7):

$$R_{Cu} \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ bzw. } C > \frac{4 \cdot L}{R_{Cu}^2}.$$

Damit folgt:

$$C \geq C_{\min} = 16 \mu\text{F für } L = 1 \text{ H und } R_{Cu} = 500 \Omega.$$

Für eine rechnerische Bestimmung der Verzögerungswirkung kann man bei aperiodischem Betrieb in erster Näherung die Relaisinduktivität vernachlässigen und dann für den Ein- und Abschaltvorgang einen exponentiellen Stromverlauf angeben, wie er in Abb. 7.18 gestrichelt ist. Die entsprechende mathematische Funktion ist angegeben, ebenso die sich danach ergebenden Anzug- und Abfallzeiten t_{AN} und t_{AB} . Der tatsächliche Verlauf des Stromes ist jedoch gegenüber der einfachen e-Funktion um den Betrag der „Eigenzeitkonstante τ_E “ des Relais verschoben und zeigt die typischen Einkerbungen infolge der Ankerrückwirkung (Abb. 7.18, ausgezogen). Die wirklichen Schaltzeiten sind demnach etwas größer als nach den Formeln berechnet.

Sofern nur eine Anzugverzögerung des Relais erwünscht ist, kann man nach Abb. 7.17b über einen Kontakt a des Relais den Kondensator C beim Anziehen von der Relaispule trennen, so dass er sich über den Widerstand R_N entlädt und für den Abschaltvorgang wirkungslos bleibt.

Sofern man nur eine Abfallverzögerung wünscht, kann man die Schaltung nach Abb. 7.17c verwenden. Der Kondensator C wird darin nach dem Schließen des Schalters S über den Widerstand R_C aufgeladen, ohne dass der Anzugvorgang des Relais beeinflusst wird. Der Erregerstrom steigt an auf den Wert $I_B = U_B/R_{Cu}$, der Kondensator lädt sich auf mit der Spannung U_B . Nach dem Abschalten klingt der Erregerstrom ab entsprechend Abb. 7.18b.

Abb. 7.19a zeigt den Einsatz eines Kondensators in Reihenschaltung mit der Erregerspule eines gepolten bistabilen Relais. Bringt man bei ungeladenem Kondensator den Schalter in die Stellung „EIN“, so wird der Kondensator aufgeladen. Der dabei auftretende Ladestrom fließt über die Erregerspule im Sinne des angegebenen Zählpfeiles. Bei ausreichender Stromstärke geht das Relais dann in eine bestimmte Schaltstellung und behält diese auch bei, wenn der Erregerstrom wieder auf null abklingt. Beim Umschalten in die Stellung „AUS“ wird der Kondensator durch einen Stromstoß gleicher Größe in umgekehrter Richtung entladen, und das Relais geht in die andere stabile Schaltstellung (Abb. 7.19b).

Somit verhält es sich wie ein monostabiles Relais mit zwei wesentlichen Unterschieden gegenüber dem neutralen oder auch gepolten monostabilen Relais:

1. Die Anfangslage ist undefiniert (Nachteil).
2. Es wird nur Energie verbraucht zum Umschalten (Vorteil).

Bei nur geringer Schalthäufigkeit tritt daher praktisch keine Erwärmung der Relaispule und ihrer Umgebung auf. Das bedeutet, dass sich im Kontaktstromkreis auch keine Thermospannungen bilden, die beim Schalten sehr kleiner Spannungen im Mikrovoltbereich, wie sie in Messstromkreisen auftreten können, stören⁵.

Man kann den hier verwendeten mechanischen Umschalter auch ersetzen durch einen elektronischen Umschalter. Geeignet sind dazu Transistor-Gegentakt-Schalter, z. B. die sog. Totem-Pole-Schaltung nach Abschn. 15.3. Die Industrie stellt derartige Schaltungen einschließlich Relais und Kondensator als komplette Baueinheit unter der Bezeichnung „C-Relais“ her.

Im Interesse eines zuverlässigen Betriebes muss der Erregerstrom aperiodisch mit ausreichender Stromstärke ($>I_{AN}$) über eine Zeitdauer von mindestens der normalen Ansprechzeit fließen. Dazu ist wieder eine Mindestkapazität wie oben erforderlich. Zu dieser dem aperiodischen Grenzfall zugehörigen Kapazität und ihrem zweifachen Wert ist der genaue Strom-Zeit-Verlauf in Abb. 7.19c in normierter Darstellung angegeben. Eine Extrapolation beider Kurven zur Zeitachse hin ergibt eine ungefähre Impulsdauer vom Fünfzehn- bzw. Dreißigfachen der Eigenzeitkonstante. Diese Zeit muss zwischen zwei aufeinander folgenden Umschaltungen mindestens verstreichen, damit der Kondensator jeweils voll aufgeladen bzw. ganz entladen wird.

⁵ Thermospannungen bilden sich an den Übergangsstellen zwischen verschiedenartigen Leitern.

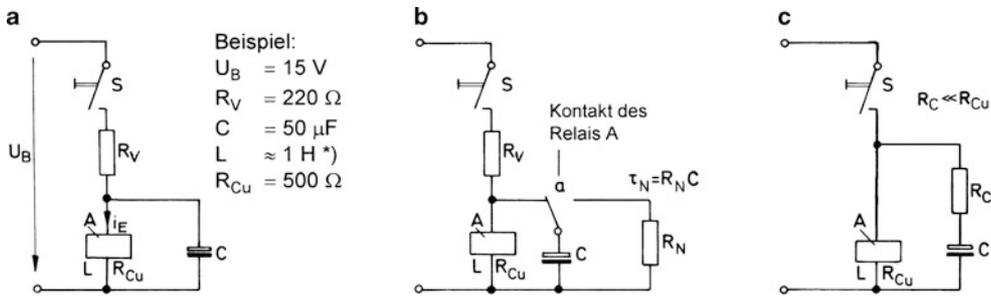


Abb. 7.17 Relaisschaltungen mit Kondensatoren. **a** für Anzug- und Abfallverzögerung. *) Die Induktivität eines Relais ist nach dem Anzug größer als im Ruhezustand. In den Beispielen wird mit einer konstanten Induktivität $L = 1\ \text{H}$ gerechnet, **b** für Anzugverzögerung, **c** für Abfallverzögerung

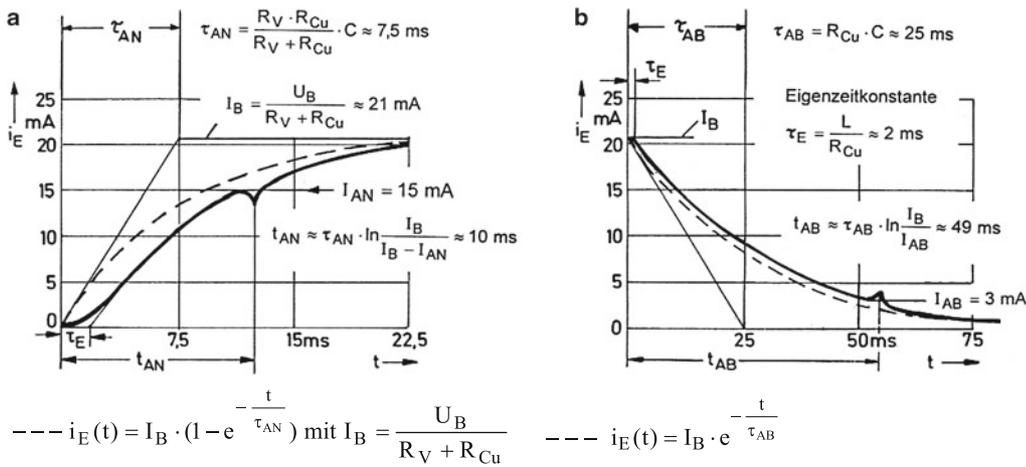


Abb. 7.18 Zeitverläufe des Erregerstromes. Die dargestellten Zeitverläufe ergeben sich, wenn man das im Abschn. 7.2 behandelte Reedrelais verwendet. **a** Anzugverzögerung, **b** Abfallverzögerung

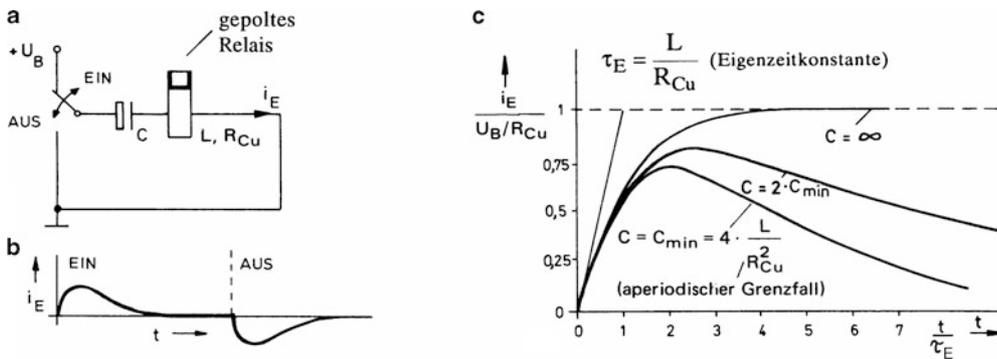


Abb. 7.19 Bistabiles Relais mit Stoßerregung (C-Schaltung). **a** Schaltung, **b** Erregerstrom qualitativ, **c** Erregerstrom quantitativ

8.1 Gasentladungsröhren

Gasentladungsröhren nutzen die elektrische Leitfähigkeit eines ionisierten Gases. Das einfachste Beispiel ist die Glimmlampe nach Abb. 8.1. Sie besteht aus zwei teller- oder stabförmigen Elektroden in einem edelgasgefüllten Gefäß. Durch ein ausreichend starkes elektrisches Feld zwischen beiden Elektroden werden freie Elektronen so beschleunigt, dass sie durch Stoßionisation eine „Zündung“ des Gases bewirken. Das somit leitfähige Gasgemisch bezeichnet man als Plasma. Über einen Vorwiderstand – oft im Lampensockel eingebaut – können solche Lampen an Gleich- oder Wechselspannung betrieben werden. Beim Stromdurchgang erzeugen sie ein Glimmlicht, das schon bei Stromstärken von $10\ \mu\text{A}$ sichtbar wird. Abb. 8.1c zeigt ein bekanntes Anwendungsbeispiel.

Abb. 8.2a zeigt die Kennlinie einer Glimmlampe, wie sie zwischen zwei nahe benachbarten kalten (ungeheizten) Elektroden zu messen ist. Typisch ist eine Zündspannung von etwa 100 V und eine Brennspannung von annähernd 60 V, die in einem weiten Bereich nur geringfügig abhängig ist vom Strom, so dass man Glimmlampen wie Z-Dioden zur Spannungsstabilisierung einsetzen kann. Üblicherweise hält man durch einen hinreichend großen Vorwiderstand R den Arbeitspunkt A im unteren Milliampere-Bereich. Bei Stromstärken im oberen Milliampere-Bereich tritt bei zunächst steigender Brennspannung eine erhebliche Wärmeentwicklung auf, wobei die Glimmentladung umschlägt in eine heiße Bogenentladung mit besonders niedriger Brennspannung. Dabei werden die Elektroden bis zum Schmelzen erhitzt, die Glimmlampe wird zerstört. Nur spezielle Bogenlampen sind für einen Betrieb in diesem Bereich geeignet.

Wählt man als treibende Spannung u_1 die Netzwechselspannung, so ergeben sich die in Abb. 8.2b angegebenen Zeitverläufe für Spannung und Strom. Der Letztere fließt offenbar nur impulsweise, weil die Glimmentladung beim Absinken der Netzspannung unter die Brennspannung erlischt und erst wieder zündet, wenn die Netzspannung die Zündspannung in der folgenden Halbschwingung überschreitet. Für das relativ träge menschliche Auge wirken die mit dem Strom auftretenden Lichtimpulse von 100 Hz wie ein kontinuierlicher Lichtstrom.

Abb. 8.3a zeigt den Aufbau einer gasgefüllten Glimmentladungsröhre für Gleichspannungsbetrieb, die mehrere als Ziffern geformte Katoden besitzt, die hintereinander gestaf-

felt einer gemeinsamen Anode in Form eines Gitternetzes gegenüberstehen. Bei Gleichspannungsbetrieb bezeichnet man die positive Elektrode als Anode und die negative als Kathode. Wird nach Abb. 8.3b über einen Wahlschalter eine bestimmte Glimmstrecke gezündet, so überzieht sich die betreffende angeschlossene Kathode mit einem Glimmlicht, so dass das darzustellende Zeichen sichtbar wird. Über einen Vorwiderstand wird der Strom begrenzt, normalerweise auf etwa 2 mA.

Die eben beschriebene Anzeigeröhre ist unter der Bezeichnung „Nixie-Röhre“ bekannt geworden. Es gibt neuere Röhren mit einem flachen Gehäuse nach Abb. 8.3c, bei denen verschiedene Zeichen in einer Ebene nebeneinander angeordnet werden. Jedes Zeichen wird aufgebaut aus sieben balkenförmigen Segmenten a bis g, bei denen es sich um unabhängig voneinander ansteuerbare Katoden handelt, die einer gemeinsamen Anode gegenüberstehen. Die Anode wird gebildet durch Metallflächen (schraffiert) zwischen den einzelnen Segmenten. Steuert man alle Katoden mit Ausnahme der Kathode b an, so ergibt sich ein Leuchtmuster, das die Ziffer 6 darstellt. Auf analoge Weise können alle Ziffern von 0 bis 9 sowie einige Buchstaben (z. B. A, E, F) dargestellt werden¹.

Ein weiteres Beispiel für eine Gasentladungsröhre ist der edelgasgefüllte Überspannungsableiter². In der meistgebräuchlichen Ausführung besteht er nach Abb. 8.4a aus einem kurzen Keramik- oder Glasrohr mit beidseitigen Metallkappen. Diese sind mit einer emissionsfördernden Aktivierungsmasse belegt und können ohne Heizung gleichermaßen als Kathode und Anode wirken. Ein Einsatzbeispiel an der Netzleitung eines Einphasen-Verbrauchers zeigt Abb. 8.4c. Beim Auftreten eines gefährlichen Spannungsstoßes zünden die Ableiter und verwandeln mit dem Ableitstrom, der auf einige Kiloampere ansteigen kann, die Stoßenergie in Wärme. Eine vorgeschaltete Schmelzsicherung brennt im Verlauf des Stoßvorganges durch und stellt sicher, dass der einmal gezündete Ableiter auch wieder gelöscht wird. Ein unerwünschtes Weiterbrennen der Gasentladung im Ableiter wird so vermieden. Hauptanwendung: blitzgefährdete Fernmeldeleitungen.

Literatur: [8-1, 8-2, 8-3, 8-4]

¹ Vgl. Abschn. 3.6.

² Kurzbezeichnung $\dot{U}sAg$ (Überspannungsableiter gasgefüllt) bzw. SVP (surge voltage protector).

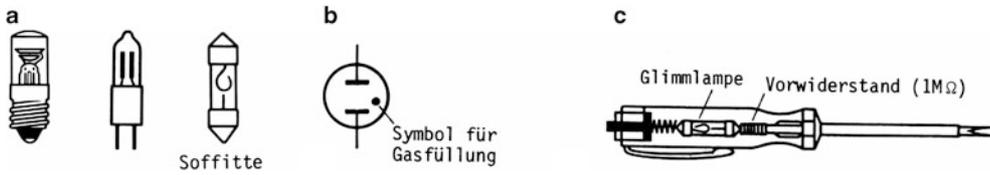


Abb. 8.1 Glimmlampen für Anzeigezweige. **a** Bauformen, **b** Schaltzeichen, **c** Schraubendreher als Spannungsprüfer

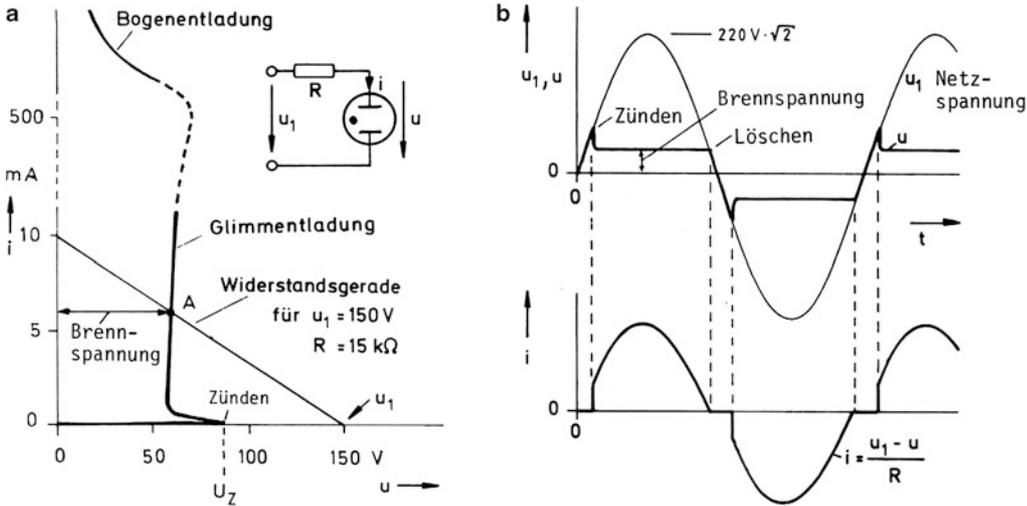


Abb. 8.2 Betriebseigenschaften der Glimmlampe. **a** Strom-Spannungs-Kennlinie, **b** Wechselstrombetrieb mit Netzspannung

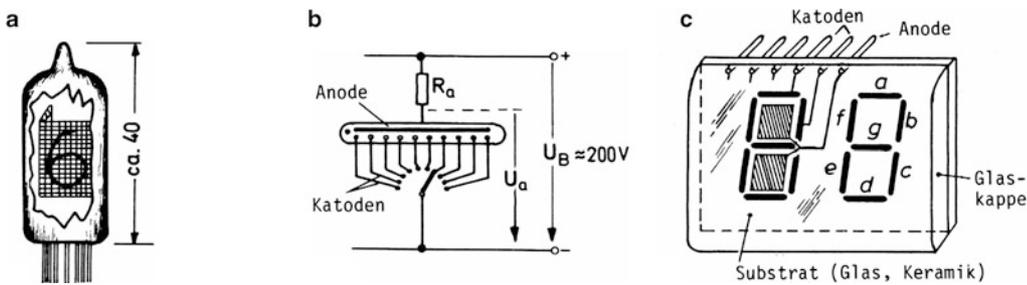


Abb. 8.3 Plasmadisplays (PDPs). **a** Nixie-Röhre, **b** Grundschaltung, **c** Sieben-Segment-Display

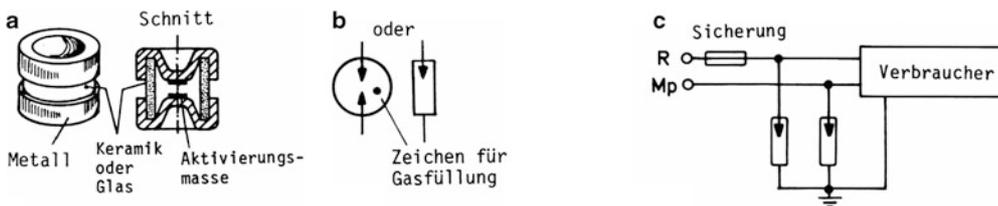


Abb. 8.4 Überspannungsableiter. **a** Aufbau, **b** Schaltzeichen, **c** Schutzschaltung

8.2 Vakuumdioden und -trioden

Die Vakuumdiode besteht aus einem evakuierten Glasgefäß, in dem die Elektroden Anode und Katode beispielsweise in der Anordnung nach Abb. 8.5 montiert sind. Das mit einer Pumpe erzeugte Vakuum wird durch „Gettern“ verbessert. Darunter versteht man das Verdampfen eines Gettermaterials (Barium) durch induktive Erhitzung im Innern des Gefäßes, wobei der sich bildende Bariumdampf noch etwaige Gasreste bindet und sich als „Bariumspiegel“ niederschlägt.

Die Katode wird als „Glühkatode“ ausgebildet und durch einen über den Heizfaden mit den Anschlüssen f-f fließenden Strom geheizt. Die heiße Katode sprüht Elektronen aus (Glühemission). Wie im Schnittbild gezeigt ist, besteht sie aus einem Nickelröhrchen, das eine gut emittierende Bariumoxidschicht trägt mit einem im Inneren isoliert angeordneten Heizfaden. Man spricht in diesem Fall von indirekter Heizung im Gegensatz zur direkten Heizung bei der älteren Wolframkatode. Bei dieser dient der Heizfaden aus dem hoch hitzebeständigen Metall Wolfram auch gleichzeitig als Elektrode (Katode).

Sofern die Anode positives Potential gegenüber der Katode hat, saugt sie Elektronen an (Abb. 8.6). Allerdings behindert eine sich vor der Katode bildende Elektronenwolke als negative Raumladung den Elektronenfluss zur Anode. Trotzdem gelangen mit steigender Spannung zwischen Anode und Katode (abgekürzt „Anodenspannung“ U_a) immer mehr Elektronen zur Anode. Der Anodenstrom I_a wächst also mit steigender Anodenspannung, bis er einen von der Katodentemperatur abhängigen Sättigungswert erreicht. Das Bild zeigt den Verlauf der I_a - U_a -Kennlinie für ein System der Doppeldiode EAA 91³. Bei negativer Anodenspannung fließt, abgesehen von einem sehr kleinen „Anlaufstrom“ bei nur schwach negativer Anode, kein Strom. Die Röhre sperrt. Sie wirkt wie eine Halbleiterdiode als Stromventil.

Die Hochvakuumdiode wird zur Triode, wenn man zwischen Katode und Anode ein „Gitter“ als dritte Elektrode einfügt. Praktisch besteht dieses Gitter entsprechend Abb. 8.7 aus einem schraubenförmig gewickelten Draht. Über die Spannung zwischen Gitter und Katode – üblicherweise Gitterspannung U_g genannt – lässt sich der Anodenstrom steuern. Anstelle einer einzelnen Kennlinie erhält man dann eine Kennlinienschar mit der Steuerspannung U_g als Parameter. Im Abb. 8.7 sind die so gewonnenen I_a - U_a -Kennlinien für

die Doppeltriode E 88 CC – 2 Systeme in einem Kolben – aufgezeichnet⁴. Man arbeitet grundsätzlich mit negativer Gitterspannung, weil dann die durchfliegenden Elektronen vom Gitter abgestoßen werden und somit kein Gitterstrom auftritt. Die Steuerung des Anodenstromes über das negative Gitter geschieht so leistungslos.

Abb. 8.8 zeigt die grundlegende Anwendung als Katenbasisverstärker, wobei die Katode mit dem Schaltungsnulldpunkt, der „Masse“, verbunden ist⁵. Im Ruhebetrieb ($u_{1\sim} = 0$) ist die mit einer Hilfsquelle zur Verfügung gestellte negative Vorspannung U_{go} allein am Gitter wirksam. Den zugehörigen Anodenruhestrom I_{a0} und die Anodenruhespannung U_{a0} findet man über eine Bestimmung des Arbeitspunktes A_0 mit Hilfe der Widerstandsgeraden WG_- .

Wird eine sinusförmige Signalspannung $u_{1\sim}$ mit dem Scheitelwert 1 V am Eingang der Schaltung wirksam, so überlagert sich diese der negativen Vorspannung an der Gitterkatodenstrecke und steuert die Röhre entsprechend. Strom und Spannung schwanken im Sinusrhythmus zwischen den Grenzen A_+ und A_- . Dem Anodenruhestrom I_{a0} überlagert sich also ein der Schwankung entsprechender Wechselstrom $i_{a\sim}$, der Anodenruhespannung U_{a0} eine Wechselspannung $u_{a\sim}$. Die Anodenwechselspannung, die gegenphasig ist zur steuernden Eingangswchselspannung, sieht man als die wesentliche Ausgangsgröße an. Sie kann über einen nachgeschalteten RC-Hochpass (gestrichelt) abgenommen werden. Die mit der Röhre erzielte Amplitudenvergrößerung bezeichnet man als Spannungsverstärkung V_u . Anhand der Kennlinien findet man dafür etwa den Wert 20.

Sofern die Kennlinien nur in einem kleinen Bereich um den Arbeitspunkt genutzt werden, spricht man von einem Kleinsignalbetrieb. Der im Beispiel angegebene Betrieb kann noch als solcher betrachtet werden. Bei der Aussteuerung über einen größeren Kennlinienbereich spricht man von einem Großsignalbetrieb.

Diese Art von Verstärkerröhren ist heute kaum noch von praktischem Interesse. Abgesehen von ihrer historischen Bedeutung ist die Kenntnis ihrer Funktion jedoch hilfreich beim Verständnis anderer noch aktueller Röhren-Bauelemente.

Literatur: [8-1, 8-2, 8-5, 8-6]

DIN 44 400 ff.

⁴ Weitere Daten siehe im Anhang B.8 (Bauteilekatalog).

⁵ Die Masse als Schaltungsnulldpunkt wird im Schaltungsaufbau üblicherweise dargestellt durch ein System untereinander verbundener Metallflächen.

³ Weitere Daten siehe im Anhang B.8 (Bauteilekatalog).

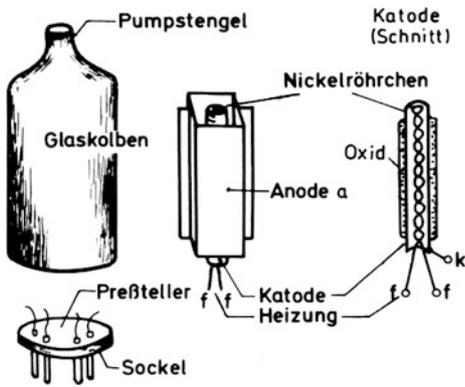


Abb. 8.5 Aufbau und Bauteile einer Vakuumdiode

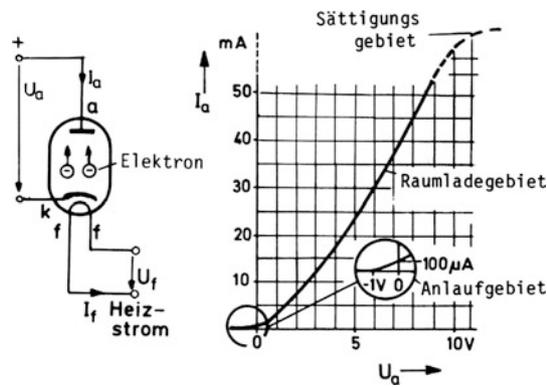


Abb. 8.6 Symbolische Darstellung und Kennlinie

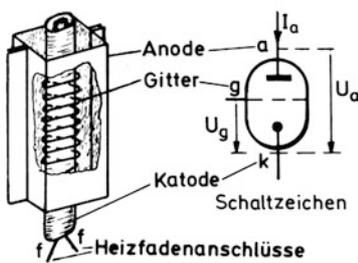


Abb. 8.7 Vakuumtriode und ihre Kennlinien. Im Schaltsymbol ist die selbstverständlich vorhandene Heizung weggelassen, siehe auch Anhang B8.

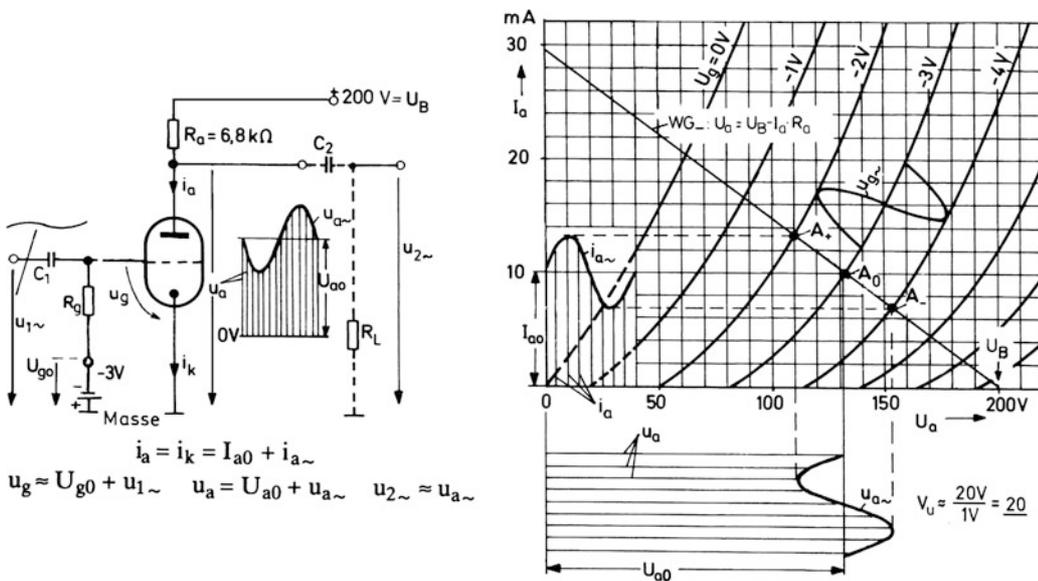
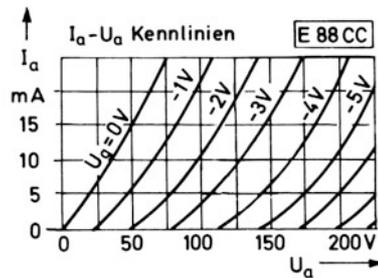


Abb. 8.8 Katodenbasisschaltung als Spannungsverstärker. Widerstandsgerade WG_{-} gilt für statischen Betrieb und Leerlauf ($R_L \rightarrow \infty$)

8.3 Tetroden und Pentoden

Tetrode bedeutet Vierpolröhre und Pentode Fünfpolröhre. Die erstere geht aus der Triode hervor durch den Einbau eines zweiten Gitters, des sog. Schirmgitters, zwischen dem eigentlichen Steuergitter und der Anode. Die Pentode besitzt noch ein zusätzliches „Bremsgitter“. Abb. 8.9 zeigt den jeweiligen Aufbau in einer auseinandergezogenen Darstellung.

Über jedes Gitter lässt sich der Anodenstrom steuern. Normalerweise aber hält man das Schirmgitter auf einem festen Potential ($> 100\text{ V}$) gegenüber der Katode. Bei der Pentode wird das zusätzliche Bremsgitter in der Regel mit der Katode verbunden. Abb. 8.10a zeigt die typischen I_a - U_a -Kennlinien einer so geschalteten Pentode. Nach einem steilen Anstieg in der Nähe des Nullpunktes gehen sie in eine Sättigungscharakteristik über, weil das vorgelagerte Schirmgitter den weiteren Anstieg der Anodenspannung in Bezug auf die Elektronenströmung nahezu unwirksam macht. Der von der Katode ausgehende Elektronenstrom fließt dann im Wesentlichen durch das Schirmgitter hindurch zur Anode und nur zu einem kleinen Teil zum Schirmgitter. In Nullpunktnähe (bei niedriger Anodenspannung) ist es umgekehrt. Diese für die Pentode typischen Eigenschaften besitzt auch eine Tetrode, allerdings mit dem Nachteil, dass von der Anode aus zum Schirmgitter rückfließende Sekundärelektronen eine Kennliniendeformierung im Bereich des „Sättigungsknies“ bewirken. Man kann diesen Effekt, der andeutungsweise auch noch bei den unteren Kennlinien der Abb. 8.10a erkennbar ist, durch den Einbau eines Bremsgitters weitgehend unterbinden. Das mit der Katode verbundene Bremsgitter schafft nämlich eine Potentialmulde zwischen Anode und Schirmgitter, die von den langsamen Sekundärelektronen nur schwer zu durchlaufen ist.

Wegen des steilen Kennlinienanstiegs aus dem Nullpunkt heraus haben Pentoden einen großen nutzbaren Aussteuerbereich und eignen sich daher gut als Großsignalverstärker. Abb. 8.10b zeigt ein typisches Beispiel mit der „Leistungs-pentode“ E84L, die eine Anodenverlustleistung von $13,5\text{ W}$ verträgt⁶. Die Schaltung arbeitet offenbar mit automatischer Gittervorspannungserzeugung dank des Katodenwiderstandes R_k . Der über ihn fließende Katodenstrom erzeugt eine Spannung $I_k \cdot R_k$ und hebt so das Katodenpotential gegenüber dem auf Massepotential gehaltenen Gitter an.

⁶ Abmessungen siehe Anhang B.8. Die Schaltung wurde früher als Endverstärker in Rundfunkgeräten verwendet. Ähnliche Schaltungen sind noch aktuell in nostalgischen Gitarrenverstärkern.

Der parallel geschaltete Kondensator C_k bildet gleichzeitig einen niederohmigen Weg (Wechselstromkurzschluss) für den überlagerten Wechselstrom.

Bei voller Aussteuerung kann der Verstärker den Lautsprecher über einen Anpassungstransformator mit einer Leistung von annähernd 5 W versorgen. Zum Verständnis der Funktion sind in die Kennlinien der Abb. 8.10a die Widerstandsgeraden für den statischen und dynamischen Betrieb eingetragen. Das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} des Transformators wurde so gewählt, dass sich eine möglichst weite symmetrische Aussteuerbarkeit ergibt bei möglichst großer Wechselleistung P_{w} , welche durch eine Dreiecksfläche im I_a - U_a -Feld graphisch dargestellt wird. Die darunter liegende Rechteckfläche stellt die Anodenverlustleistung im Ruhebetrieb dar (Abb. 8.10c)⁷.

Die vorliegende Betriebsweise mit einem relativ hohen Ruhestrom und einer dazu symmetrischen Aussteuerung bezeichnet man als A-Betrieb. In Bezug auf die Leistungsbilanz ist der A-Betrieb – hier mit 5 W Nutzleistung gegenüber etwa 12 W Ruheverlustleistung – ungünstiger als unsymmetrische Betriebsweisen (B- und C-Betrieb), die hier nicht besprochen werden. Grundsätzlich aber fallen mit größeren Nutzleistungen zwangsläufig auch größere Verlustleistungen an, die an der Anode in Wärme umgesetzt werden und besondere konstruktive Maßnahmen erfordern. Abb. 8.11a zeigt als Beispiel die Tetrode RS 1002 mit konventioneller Glasumhüllung für Ausgangsleistungen bis 800 W . Die Anode ist strahlungsgekühlt und hat einen besonderen Anschluss am oberen Ende des Röhrenkolbens. Man arbeitet mit Anodenspannungen bis zu 4 kV .

Bei neueren Hochleistungsröhren hat man die Glashülle durch eine Metall-Keramikhülle ersetzt. Abb. 8.11b zeigt als Beispiel die Tetrode RS 2044. Die Elektroden – auch die Katode – werden als koaxiale Zylinder ausgebildet und über koaxial angeordnete Metallringe angeschlossen. Auf diese Weise erreicht man einen sehr stabilen Aufbau mit geringen Leitungsinduktivitäten. Die mit Kühllamellen versehene Anode wird luftgekühlt. Bei besonders großen Leistungen über 50 kW arbeitet man sogar mit Wasserkühlung.

Hochleistungsröhren der beschriebenen Art werden als Trioden und Tetroden hergestellt. Sie werden benötigt für Rundfunk- und Fernsehsender (Senderöhren) und außerdem als Hochfrequenz-Generatorröhren für industrielle Anwendungen, z. B. induktives und dielektrisches Heizen.

Literatur: [8-1, 8-2, 8-5, 8-6]

⁷ Zum Anpassungstransformator siehe Abschn. 6.3.

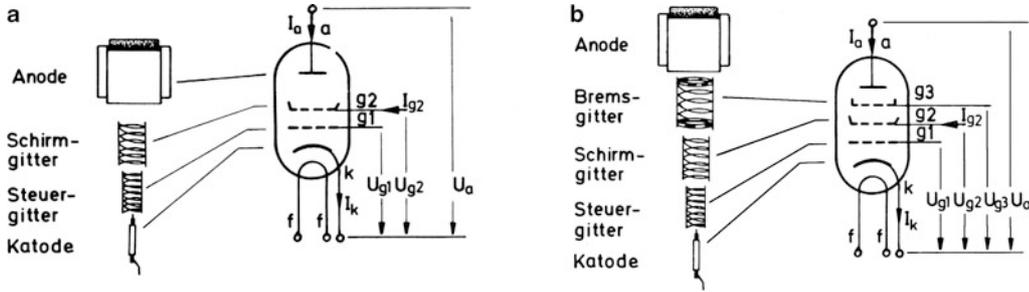


Abb. 8.9 Aufbau und Schaltzeichen von Mehrgitterröhren. a Tetrode, b Pentode

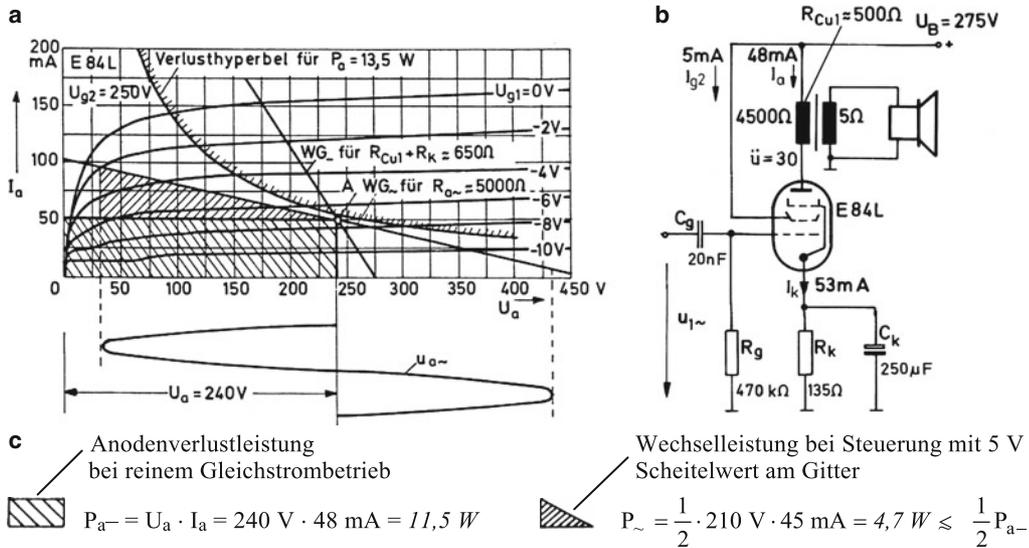


Abb. 8.10 Leistungspentode E 84 L als Verstärker (Endverstärker). a Kennlinien. Man findet den Arbeitspunkt A auf WG_- durch Probieren. Die Steigung von WG_{\sim} (dynamische Widerstandsgerade) wird im Wesentlichen durch den transformierten Widerstand des Lautsprechers bestimmt: $R_{a\sim} \approx \ddot{u}^2 \cdot R_{LAST} = 30^2 \cdot 5 \Omega = 4500 \Omega$. Hinzu kommt noch der Kupferwiderstand des Transformators, b Schaltung. Die Kombination $R_k \parallel C_k$ wendet man auch in Vorverstärkern zur automatischen Gittervorspannungserzeugung an, c Leistungsbetrachtung

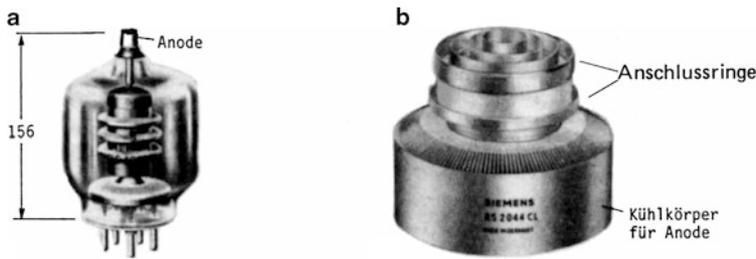


Abb. 8.11 Hochleistungsröhren (für Senderendstufen). a Allglastechnik, b Metall-Keramiktechnik

8.4 Bildverstärker, Bildwandler und Bildaufnehmer

Bildverstärker sind in ihrer Grundform Vakuumdioden, die entsprechend Abb. 8.12 aus einem zylindrischen Glasgefäß mit beiderseits angesetzten Ringelektroden (Katoden- und Anodenanschluss) bestehen. Die vordere Stirnfläche ist als sog. Fotokatode ausgebildet, die hintere als Leuchtschirm. Die durch Lichtquanten auf der Fotokatode ausgelösten „Fotoelektronen“ werden von der rohrförmig ausgebildeten Anode angesaugt und zum Leuchtschirm durchgelassen, wo sie beim Aufprall entsprechende Lichtpunkte erzeugen. Die kegelförmige Anode bildet zusammen mit den an der Katode angeschlossenen Fokussiererringen ein elektronenoptisches System (Elektronenlinse), mit dem jeder Punkt der Fotokatode auf dem Leuchtschirm abgebildet wird⁸. Bei hinreichender Beschleunigung der Elektronen mit hoher Betriebsspannung U_B (einige kV) ist es so möglich, aus einem lichtschwachen Bild am Eingang ein verstärktes, kontrastreicheres Bild auf dem Leuchtschirm zu erzeugen. Mit einer infrarotempfindlichen Katode kann man auf diese Weise auch ein infrarotes unsichtbares Bild in ein sichtbares Bild umwandeln. Man spricht dann von einem Bildwandler. Da abhängig von der Farbe des Leuchtschirmes auch beim Bildverstärker eine spektrale Verschiebung des Lichtes stattfindet, verwendet man die Bezeichnung Bildwandler häufig als Oberbegriff.

Ein schwaches Bild auf dem Leuchtschirm lässt sich verstärken, wenn man entsprechend Abb. 8.13 eine Mikrokanalplatte (MCP) zwischenschaltet⁹. Darunter versteht man nach Abb. 8.14 eine etwa 1 mm dicke Platte, bestehend aus einer großen Anzahl dünner Kanäle. Die Innenseite dieser Kanäle ist mit einer halbleitenden Schicht bedeckt und die Stirnseiten sind metallisiert. Mit einer elektrischen Spannung U_B wird ein elektrisches Feld aufgebaut, das die auf der Frontseite eindringenden Elektronen beschleunigt. Beim wiederholten Aufprall auf der Innenwand werden dort Sekundärelektronen ausgelöst, wodurch sich eine bildverstärkende Wirkung ergibt, die in Nachtsichtgeräten genutzt wird.

Abb. 8.15a zeigt eine Bildaufnahmeröhre vom Vidikon-typ, wie sie früher in Fernsehkameras verwendet wurde. Entsprechend Abb. 8.15b dringt Licht durch eine sehr dünne transparente Metallschicht auf eine Fotowiderstandsschicht, die auf der Gegenseite von einem Elektronenstrahl zeilenweise abgetastet wird. Dazu dient ein Ablenkspulensystem

ähnlich der Fernsehbildröhre¹⁰. Je nach Stärke der Belichtung wird die Querverbindung zwischen der Metallschicht und dem abtastenden Elektronenstrahl mehr oder weniger niederohmig, so dass über den Widerstand R_A ein entsprechend schwankender Elektronenstrom zum Pluspol der Betriebsspannungsquelle U_B fließt. Am Anschluss A kann so ein elektrisches Signal abgenommen werden, das einem optischen Bild am Eingangsfenster entspricht.

Seit etwa 1980 existiert eine industrielle Fertigung von Bildaufnehmern auf Halbleiterbasis, heute meistens Bildsensoren genannt, die die gesamte Bildaufnahmetechnik revolutioniert haben. Die Grundlage dazu bilden die sog. Charge Coupled Devices (CCDs). Das Prinzip ist vereinfacht in Abb. 8.16a dargestellt. Auf einem Chip aus P-Silizium, dem Substrat, befindet sich über einer isolierenden Zwischenschicht (SiO_2) eine Reihe von transparenten Elektroden. Bringt man die erste Elektrode auf ein positives Potential, so werden die unmittelbar darunter befindlichen Löcher verdrängt. Fällt gleichzeitig Licht auf diesen Bereich, so bilden sich Elektronen/Lochpaare, wovon sich die Elektronen in diesem Bereich sammeln. Das so entstandene Ladungspaket ist proportional zum einfallenden Licht. Mit einem ausgeklügelten Taktsystem in Bezug auf die Elektrodenpotentiale kann man diese Ladungspakete von einer Zelle zur nächsten weiterschieben und dann am Ende der Zeile wie Perlen von einer Schnur auslesen. Der dazu nötige Ausleseverstärker liefert dann ein Videosignal ähnlich demjenigen des Vidikons.

Die lichtempfindlichen Zellen unter den Elektroden werden Pixel (picture element) genannt. Sie haben Abmessungen in der Größenordnung $10\ \mu\text{m}$. Man baut heute Bildsensoren mit matrixförmiger Anordnung der Pixel für Kameras mit etwa 5 bis 10 Megapixel, außerdem auch einfache Zeilensensoren für Scanner. Ein Ausführungsbeispiel zeigt Abb. 8.16b. Die Entwicklung ist noch im Fluss.

In Konkurrenz zu den CCD-Sensoren treten die neueren APS-Sensoren (Active Pixel Sensor). Diese arbeiten bei sonst ähnlicher Funktion nicht mehr mit der seriellen Auslesung (Eimerkettenprinzip), sondern jedes Pixel wird einzeln gelesen. Wegen ihrer Herstellung in CMOS-Technik werden sie meistens als CMOS-Bildsensoren bezeichnet.

Neue an der Uni Siegen entwickelte „TFA-Bildsensoren“ arbeiten mit einem Dünnschichtdetektor aus amorphem Silizium, in dem eine Matrix aus Fotodioden eingebettet ist. Die Detektorschicht wird auf einem kristallinen Träger abgeschieden, der als „ASIC“ die Auswertung der Bildinformation übernimmt¹¹.

Literatur: [8-2, 8-7, 8-8]

DIN 44000 und 44400

⁸ Vgl. Elektronenlinse und Leuchtschirm im Abschn. 8.5.

⁹ MCP = microchannel-plate.

¹⁰ Vgl. Abschn. 8.5.

¹¹ TFA = Thin Film on AASIC, ASIC = Application Specific Integrated Circuit.

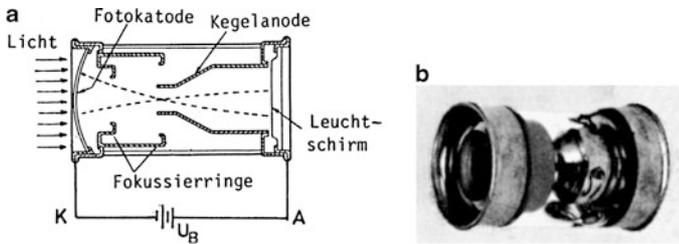


Abb. 8.12 Bildverstärker. a Aufbau und Funktion, b Ausführungsform

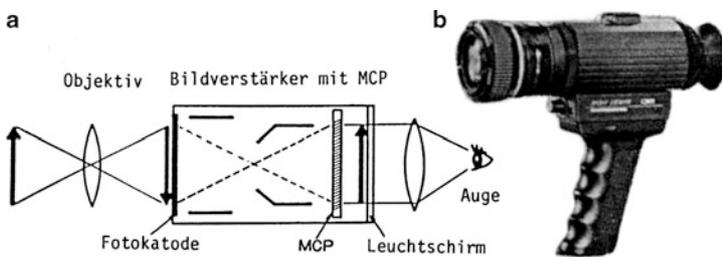


Abb. 8.13 Nachtsichtgerät. a Optisches System, b Ausführungsform (Hamamatsu)

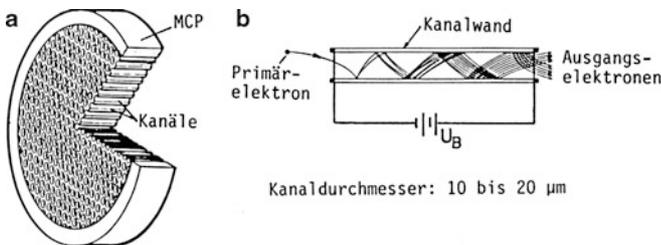


Abb. 8.14 Mikrokanalplatte (MCP). a Schnittbild, b Einzelkanal (Wirkungsschema)

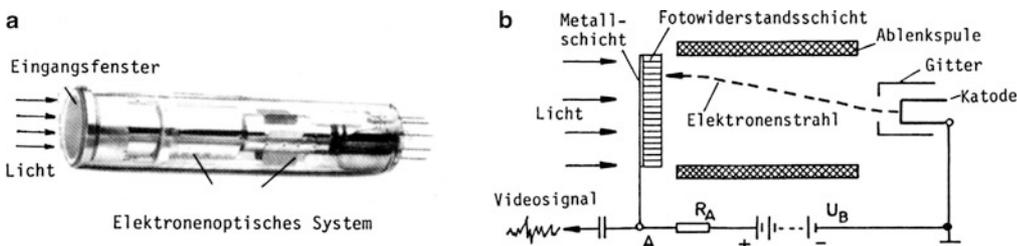


Abb. 8.15 Bildaufnahmeröhre (Vidikon). a Ausführungsform, b Wirkungsschema

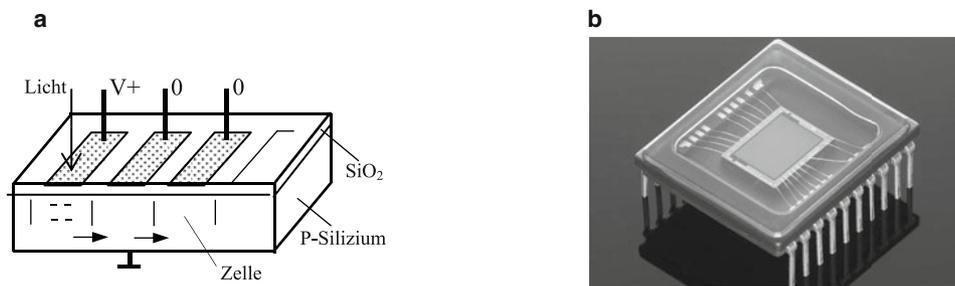


Abb. 8.16 CCD-Bildsensor. a Prinzipbild, b Ausführungsbeispiel

8.5 Vakuum-Lumineszenzröhren (Fluoreszenzröhren)

Im Gegensatz zur Lumineszenz-Diode (LED) wird die Lichterzeugung in Lumineszenzröhren durch die Bestrahlung eines Halbleiters, der sog. Leuchtschicht, mit äußeren Elektronen vorgenommen. Diese Erscheinung wird auch als Fluoreszenz bezeichnet, weshalb man auch von Fluoreszenzröhren spricht. Ein Beispiel dafür ist die bereits im vorigen Abschnitt behandelte Bildverstärker-Röhre. Fluoreszenz tritt auch in Leuchtstofflampen auf, bei denen energiereiche Lichtquanten (UV-Licht) sichtbares Licht in der Leuchtschicht auf der Rohrinneenseite erzeugen.

Abb. 8.17 zeigt als weiteres Beispiel eine Ziffernanzeigeröhre. Aus der Katode (Heizdraht) treten Elektronen aus, die bei genügend positivem Potential am Gitter auf die dahinter liegenden Anodensegmente treffen, sofern diese ebenfalls positiv angesteuert werden. Die Segmente sind mit Leuchtstoff beschichtet. Durch gezielte Ansteuerung einzelner Segmente ergeben sich so bestimmte Leuchtmuster. Bei genügend negativer Ansteuerung eines Gitters bleiben die dahinter liegenden Anodensegmente dunkel.

Für eine vollständige alphanumerische Anzeige, die alle Buchstaben und Ziffern umfasst, müssen die Anodensegmente weiter unterteilt werden. Abb. 8.17b zeigt dazu die gebräuchliche 5×7 -Punktmatrix mit der Darstellung der Ziffer 6. Daneben gibt Abb. 8.17c die Möglichkeit einer quasianalogen Anzeige an (Ersatz für Zeigerinstrumente), die auch als Lineardisplay bezeichnet wird und der heute viel gebräuchlicheren Leuchtbalkenanzeige mit LEDs entspricht (s. Abschn. 3.6)¹².

Oszilloskop- und Bildröhren gehören ebenfalls zur Gruppe der Vakuum-Fluoreszenzröhren. Sie arbeiten mit einem fein gebündelten Elektronenstrahl und werden daher meist Elektronenstrahlröhren, auch Katodenstrahlröhren, genannt (engl. *cathode ray tube*, CRT). Abb. 8.18 zeigt den Aufbau einer Oszilloskopröhre. Die Katode K wird umgeben von einer topfförmigen Elektrode G_1 (Wehnelt-Zylinder) mit einem Loch für den Elektronendurchlass. Mit Hilfe eines Potentiometers (Helligkeit) kann man das Potential dieser Topfelektrode relativ zur Katode ändern und damit die Stärke des Elektronenstromes, der zur Beschleunigungselektrode G_2 gelangt. Diese liegt auf einem positiven Potential relativ zur Katode. Sie lässt die Elektronen durch zu der Rohranode A_1/A_2 , die mit der übergeschobenen Steuerelektrode G_3 eine

„Elektronenlinse“ bildet und den Elektronenstrahl fokussiert. Man spricht auch von einem elektronenoptischen System.

Auf ihrem Weg zum Leuchtschirm durchlaufen die Elektronen anschließend noch das Ablensystem, das bei Oszilloskopröhren aus zwei Plattenpaaren (Y und X) für die vertikale und horizontale Strahlablenkung besteht. Diese beruht auf der Kraftwirkung im elektrischen Feld zwischen den Platten, das durch eine entsprechende Ablenkspannung an den Platten erzeugt wird. Die erzielbare Ablenkempfindlichkeit, bezogen auf den Leuchtschirm, liegt in der Größenordnung 1 mm/V .

Moderne Elektronenstrahlröhren arbeiten zur Erzielung eines hellen Leuchtpunktes mit einer Nachbeschleunigung der Elektronen auf ihrem Weg zwischen Ablenkplatten und Leuchtschirm. Dazu dient eine leitende Schicht (meistens eine wendelförmige Graphitschicht) auf der Innenseite des Kolbens, die auf ein hohes positives Potential gelegt wird (einige kV). In der Regel ist mit der Nachbeschleunigungselektrode eine sehr dünne Aluminiumschicht auf der Innenseite des Leuchtschirms verbunden, die von den Elektronen zunächst durchdrungen wird und anschließend deren Ableitung zur Hochspannungsquelle besorgt (Vermeidung einer Schirmaufladung).

Bei Fernsehbildröhren ist das Strahlerzeugungssystem ebenfalls wie oben beschrieben aufgebaut, bei Farbbildröhren sogar dreifach. Die damit erzeugten drei Elektronenstrahlen regen auf dem Bildschirm unmittelbar nebeneinander liegende Leuchtpunkte der Grundfarben Rot, Grün und Blau an. Je nach Stärke der Anregung lassen sich so beliebige Mischfarben erzeugen.

Üblicherweise verwendet man bei Bildröhren die magnetische Strahlablenkung mittels eines Spulensatzes, der außen auf den Röhrenhals geschoben wird (Abb. 8.19). Eine Nachbeschleunigung ist grundsätzlich vorhanden. Der diesem Zweck dienende Graphitbelag auf der Innenseite des Röhrenkonus ist einseitig leitend mit der Anode des Strahlerzeugungssystems verbunden. Er bildet mit einem entsprechenden Außenbelag einen Kondensator, der zur Glättung der Hochspannung (ca. 20 kV) dient. Den gesamten Aufbau zeigt Abb. 8.20.

In neuerer Zeit werden Bildröhren häufig zum Aufbau von Datensichtgeräten (Bildschirmterminals) eingesetzt. Speziell dafür gebaute Bildröhren bezeichnet man als Monitorröhren. Der Elektronenstrahl wird dabei in einem bestimmten Punktraster nur hell und dunkel getastet, was über einen Potentialwechsel an der Katode bei festgehaltenem Potential am Wehneltzylinder geschehen kann. Für eine mehrfarbige Zeichendarstellung wird das bewährte Prinzip mit dreifachem Elektronenstrahl und Farbmischung angewandt.

Literatur: [8-1, 8-2, 8-11]

¹² LED- und LCD-Anzeigen haben Fluoreszenzanzeigeröhren verdrängt.

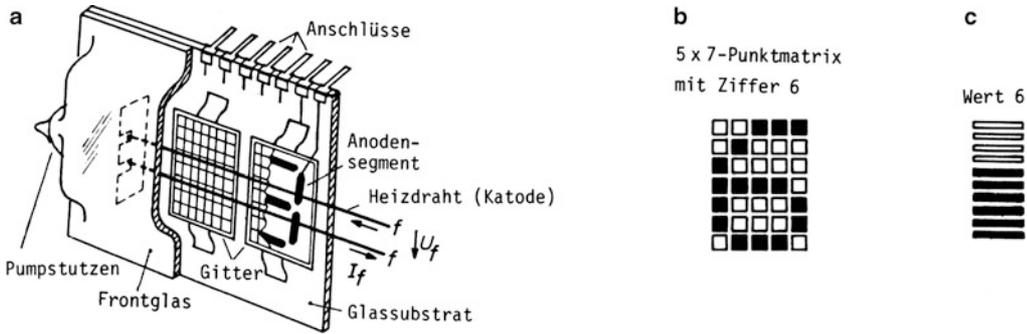


Abb. 8.17 Fluoreszenzanzeigeröhre (Vakuum-Fluoreszenz-Display, VFD). **a** Aufbau, **b** Matrix-Anzeige mit 5 × 7 Punkten, **c** Leuchtbalkenanzeige

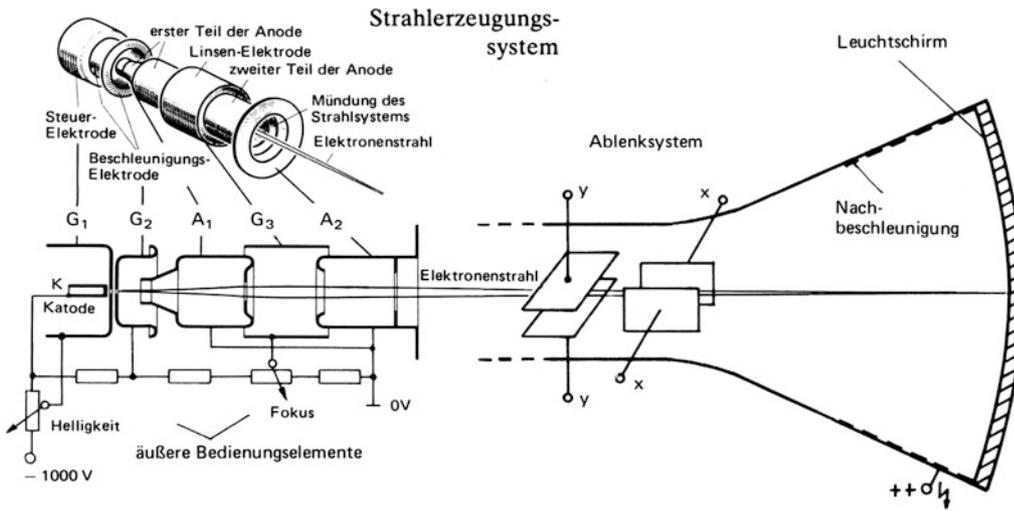


Abb. 8.18 Aufbau und Beschaltung einer Oszilloskopöhre

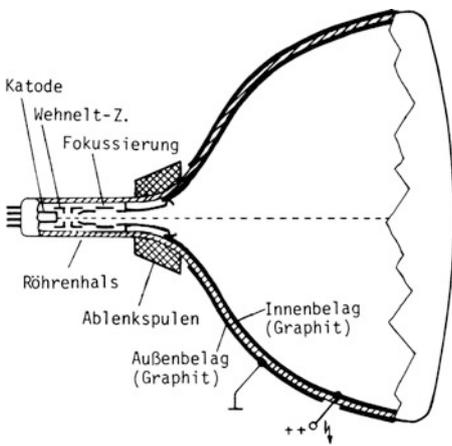


Abb. 8.19 Aufbau einer Schwarz-Weiß-Bildröhre

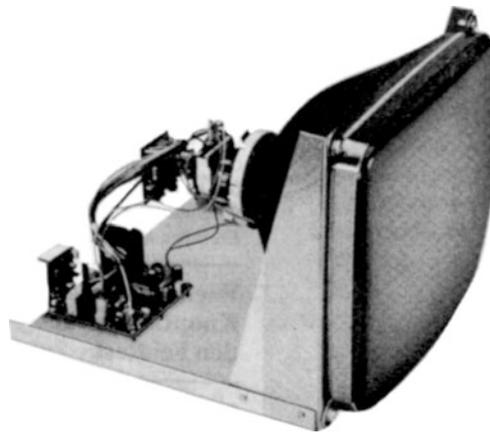


Abb. 8.20 Bildröhre mit Chassis

8.6 Flüssigkristall-Anzeigen (LC-Displays)

LC-Display (Liquid Cystal Display) ist die englische Bezeichnung für Flüssigkristall-Anzeige auf der Basis der Flüssigkristallzelle nach Abb. 8.21a. Diese stellt im Grunde einen ebenen Plattenkondensator dar mit einer „nematischen“ Flüssigkeit als Dielektrikum und transparenten Zinnoxidschichten auf Glas als Beläge. Nematisch nennt man einen Flüssigkeitszustand, in dem die Moleküle eine bestimmte Ausrichtung besitzen, die unter dem Einfluss eines elektrischen Feldes veränderbar ist. Damit ändert sich auch die Lichtdurchlässigkeit, was bei einer segmentweisen Unterteilung einer der beiden Elektroden zur Darstellung von Ziffern und Zeichen genutzt werden kann.

Abb. 8.21b zeigt eine derartige Anordnung mit der Zeichendarstellung auf dem Grundglas, während die gemeinsame Gegenelektrode dem Betrachter zugewandt ist. Von der Frontseite her einfallendes Licht kann den Kristall durchdringen und wird von der auf der Rückseite angebrachten Reflektorfolie zurückgestrahlt, so dass die Flüssigkeit hell erscheint. Legt man eine Spannung an zwischen einem oder mehreren Segmenten und der gemeinsamen Gegenelektrode, so wird in diesem Bereich der Flüssigkristall lichtundurchlässig und erscheint daher dunkel.

Die eben beschriebene „reflektive“ Betriebsweise setzt eine Lichteinstrahlung von der Frontseite her voraus. Möglich ist auch ein „transmissiver“ Betrieb mit rückseitiger Beleuchtung. Mit einer halbdurchlässigen Reflektorfolie kann man beide Betriebsweisen kombinieren (transflekter Betrieb), beispielsweise in Verbindung mit einer geeigneten Hintergrundbeleuchtung, um die Lesbarkeit bei schwachem Tageslicht sicherzustellen¹³. Fremdlicht ist immer erforderlich, da der Flüssigkristall selbst kein Licht erzeugt. Es handelt sich um eine passive Anzeigeform. Abb. 8.21c zeigt die Ausführung einer mehrstelligen Sieben-Segment-Anzeige.

In der Regel wird heute die Segmentierung auf dem Frontglas vorgenommen, während die gemeinsame Gegenelektrode als sog. Backplane (BP) sich auf dem Grundglas befindet. Der grundsätzliche Wirkungsmechanismus ändert sich dadurch jedoch nicht. Abb. 8.22a zeigt zu diesem Fall die physikalischen Vorgänge mehr im Detail mit einem Blick in das aufgeklappte Display. Bei der üblichen „Drehzelle“ (TN-Zelle, Twisted Nematic-Cell) ist der Kristall (links) um 90° in sich verdreht. Über eine Polarisationsfolie (unten) eintretendes polarisiertes Licht wird in der Zelle ebenfalls um 90° gedreht, so dass es einen quer gestellten Polarisator

auf der Gegenseite durchdringen kann. Hebt man die Moleküldrehung durch Anlegen einer elektrischen Spannung auf (rechts), so wird der Lichtdurchgang unterbunden. Das entspricht der bereits oben beschriebenen Funktion.

Zum Ansteuern einer LC-Zelle genügt eine Spannung von wenigen Volt (2 V bis 5 V) bei einer Stromaufnahme in der Größenordnung Mikroampere. Wegen der Gefahr einer elektrolytischen Zersetzung ist Dauerbetrieb nur mit Wechselspannung zulässig (vorzugsweise rechteckförmig mit 100 Hz). Die Ansteuerung geschieht üblicherweise nach der Methode der Phasenumschaltung mit speziellen Ansteuerbausteinen nach Abb. 8.22b. Gleichphasige Potentialbewegung z. B. am Segment f und der Gegenelektrode (BP) ergibt keine Spannung U_{FB} . Der Kristall ist an der betreffenden Stelle also lichtdurchlässig. Bei gegenphasiger Potentialbewegung am Segment e entsteht eine rechteckförmige Wechselspannung U_{EB} . Dort sperrt die Zelle und das Segment erscheint dunkel. Das Umschalten geschieht jeweils mit einer gewissen Trägheit, wie Abb. 8.22c für das beliebige Segment x zeigt.

Die oben beschriebene direkte (oder statische) Ansteuerung ist praktisch nur durchführbar bei einer überschaubaren Anzahl von Segmenten. Bei vielstelligen Anzeigen geht man über zur Multiplexsteuerung, auch dynamische Steuerung genannt¹⁴. Abb. 8.23a zeigt wieder das Prinzip am Beispiel der Sieben-Segment-Anzeige mit Dezimalpunkt. Die „Backplane“ ist dreifach unterteilt mit den Anschlüssen B1, B2 und B3. Die Segmente werden gruppenweise an die Leitungen S1, S2 und S3 geschaltet. Das Segment e erreicht man also jetzt über die Leitungen B2 und S1. Es wird im Beispiel nur während eines Drittels der Periode T eingeschaltet, wenn die Spaltenleitung S1 jeweils das entgegengesetzte Potential (negativ) zur Reihenleitung B2 (positiv) erhält. So kommt man mit 6 Leitungen aus anstelle von 9 bei direkter Ansteuerung.

Besonders drastisch ist die Leitungersparnis bei Punkt-Matrix-Anzeigen mit sehr vielen Segmenten, hier Dot oder Pixel (picture element) genannt. Für 20.000 Pixel genügen 100 Reihen- und 200 Spaltenleitungen im Gegensatz zu 20.001 Leitungen bei direkter Steuerung. Um den Faktor 10 höher noch liegen die Zahlen beim LC-Bildschirm, wo heute Aktiv-Matrix-Steuerung angewendet wird (Abb. 8.23c). Dabei werden die einzelnen Pixel über integrierte MOS-Transistoren, sog. Dünnschicht-Transistoren angesteuert.

Literatur: [8-9, 8-10, 8-11, 8-12, 8-13]

¹³ Siehe dazu auch Abschn. 3.6.

¹⁴ Siehe dazu auch Abschn. 3.6.

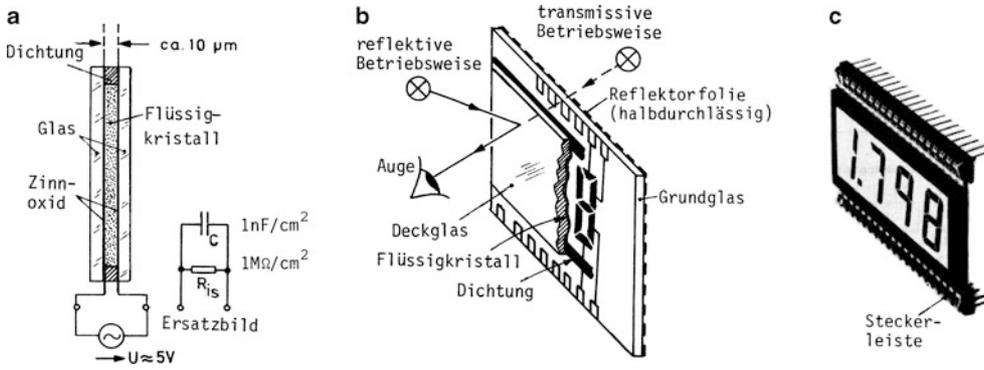


Abb. 8.21 Flüssigkristallanzeige (Grundlagen). **a** Flüssigkristallzelle, **b** Aufbau eines Displays, **c** 7-Segment-Display

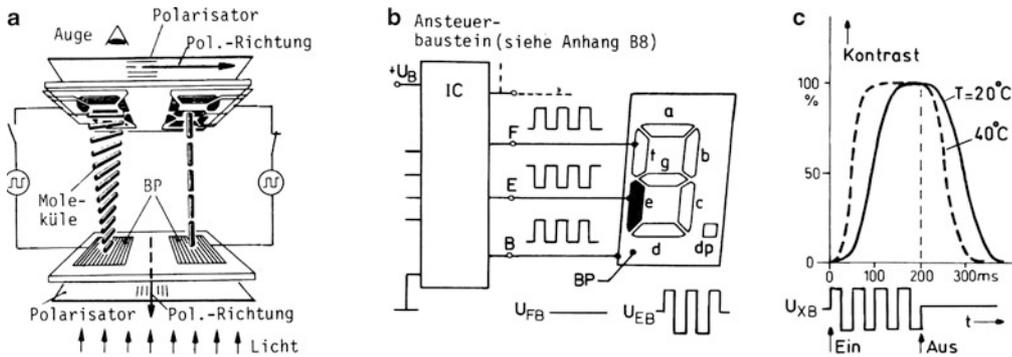


Abb. 8.22 Feldeffekt-Drehzellen (TN-Zellen). Erfunden von Schadt und Helfrich (1971). **a** Aufbau und Wirkungsweise. Darstellung der „positiven“ Betriebsweise (Positiv-Mode). Durch eine Parallelausrichtung der Polarisatoren lässt sich die Schalterfunktion umkehren: Lichtdurchlass *mit* Spannung, Lichtsperrung *ohne* Spannung (negative Betriebsweise, Negativ-Mode), **b** direkte Ansteuerung, **c** Schaltverhalten

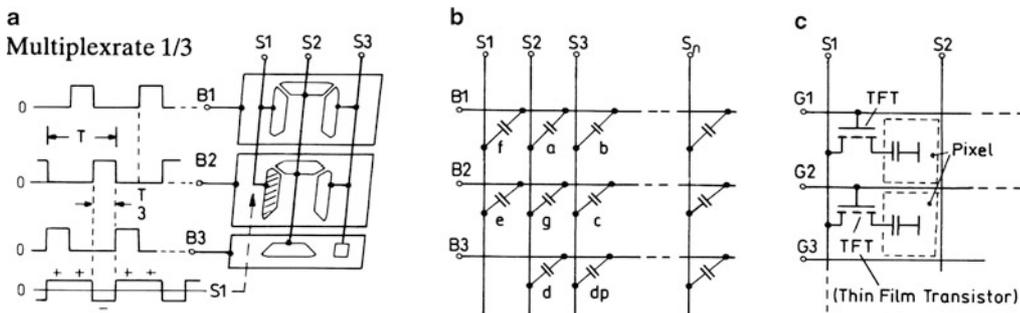


Abb. 8.23 Multiplexsteuerung (Matrixsteuerung, dynamische Steuerung). **a** Grundschem, **b** Matrixersatzbild, **c** aktive Matrix (TFT-LCD). Großflächig ausgebildete LCDs mit Aktiv-Matrix-Steuerung bilden die Grundlage moderner Fernsehbildschirme. Diese verdrängen mehr und mehr die Bildröhren und behaupten sich auch gegenüber konkurrierenden Plasma-Bildschirmen, bei denen die Pixel durch winzige Gasentladungen gebildet werden

9.1 Aufbau und Wirkungsweise des Sperrschicht-Feldeffekt-Transistors

Das Wort Transistor entstand aus der Bezeichnung „transfer resistor“, was etwa steuerbarer Widerstand bedeutet. Es gibt mehrere Transistorvarianten. Abb. 9.1 zeigt schematisch den Aufbau eines Sperrschicht-Feldeffekt-Transistors. Eine innere „Kanalzone“ von n- oder p-leitendem Typ wird umgeben von einem Mantel, der sog. Gatezone vom entgegengesetzten Leitungstyp. Diese hat den Anschluss „Gate“ G, der für die Stromleitung vorgesehene Kanal hat die Anschlüsse „Source“ S und „Drain“ D.

Legt man zwischen Drain und Source eine Spannung U_{DS} der eingetragenen Polarität an, so kommt ein Drainstrom I_D zustande. Die konventionelle Stromrichtung ist durch Pfeile neben der Drainleitung in Abb. 9.1 angegeben. Nach dem in Abb. 9.2 dargestellten Zählpeilsystem gilt der Strom dann als positiv, wenn er auf den Kristall zufließt, andernfalls als negativ. Die Höhe des Drainstromes ergibt sich aus der Spannung U_{DS} und dem jeweiligen Kanalwiderstand, der steuerbar ist über die Spannung U_{GS} . Wird nämlich die Spannung U_{GS} so angelegt, dass der pn-Übergang zwischen der Gate- und Kanalzone im Sperrzustand betrieben wird, so bildet sich eine ladungsträgerarme Sperrschicht (schraffiert), die den Kanal einengt. Diese wächst mit zunehmender Spannung $|U_{GS}|$ von allen Seiten her in den Kanal hinein und erhöht damit den Kanalwiderstand. Bei der sog. Abschnürspannung U_p (pinch-off-voltage) wird der Kanal vollständig abgeschnürt. Der Strom I_D wird dann zu null, wenn man von einem kleinen Leckstrom absieht (siehe Abb. 9.3a)¹.

Eine zusätzliche Abschnürwirkung geht von der Spannung U_{DS} aus, die sich besonders am drainseitigen Ende des Kanals auswirkt (Keilform des Kanals). Deshalb steigt der Strom I_D mit zunehmender Spannung U_{DS} nicht beliebig an, sondern mündet in einen Sättigungswert ein, wenn eine nahezu vollständige Abschnürung am drainseitigen Kanalende erreicht ist (Abb. 9.3b). Der bei $U_{GS} = 0$ (Kurzschluss Gate-Source) auftretende „Sättigungsstrom“ hat die Bezeichnung I_{DSS} (Drain-Source-Kurzschlussstrom) und wird erreicht, wenn $U_{DS} = |U_p|$ ist.

Da im normalen Betrieb der Gate-Kanal-Übergang eine Diode im Sperrbetrieb darstellt, fließt als „Gatestrom“ I_G

nur der Sperrstrom dieser Diode. Er hat die Größenordnung 10 nA bei einer Sperrschichttemperatur von 25 °C und verdoppelt sich jeweils bei einer Temperaturerhöhung um etwa 10 K. Man kann daher den Steuerkreis nicht beliebig hochohmig machen.

Die typische Form der Eingangskennlinie zeigt Abb. 9.3c (vgl. Kennlinie einer Si-Diode). Danach darf U_{GS} negativ werden bis zur Gate-Kanal-Durchbruchspannung und positiv ($\approx 0,5$ V) bis zur Schleusenspannung U_S des Gate-Kanal-Übergangs. Im Sonderfall des „Foto-FETs“ ist der Gate-Kanal-Übergang als Fotodiode ausgebildet und damit durch Licht steuerbar.

Die in Abb. 9.3 angegebenen typischen Kennlinien für einen n-Kanal-FET gelten in gleicher Weise auch für den p-Kanal-FET, wenn man alle Vorzeichen für die Spannungen und Ströme umkehrt. Besonders wichtig sind die Ausgangskennlinien nach Abb. 9.3b. Der Bereich links von der strichpunktierten Abschnürgrenze wird als „ohmscher Bereich“ bezeichnet, weil dort zumindest in Nullpunktnähe der Strom I_D proportional mit der Spannung U_{DS} ansteigt. Im Abschnür- oder „Sättigungsbereich“ dagegen ist der Strom I_D nur geringfügig von der Spannung U_{DS} abhängig, sofern ein gewisser Grenzwert $U_{(BR)DS}$, der von der Spannung U_{GS} abhängig ist, nicht überschritten wird. Die Darstellung der Funktion $I_D = f(U_{GS})$ mit U_{DS} als Parameter führt für diesen Bereich praktisch auf eine einzige Kennlinie nach Abb. 9.3a, die sich mathematisch in der angegebenen Form darstellen lässt. Beim Überschreiten der Spannung $U_{(BR)DS}$ kommt es nach Abb. 9.3b zum Durchbruch der Sperrschicht.

Der n-Kanal-FET ist bei formaler Betrachtung seiner Funktion mit einer Elektronenröhre vergleichbar. Daher findet man auch die Bezeichnungen „Pentodenbereich“ für das Sättigungsgebiet und „Triodenbereich“ für den ohmschen Bereich bzw. Anlaufbereich der Kennlinien. Ein direktes Analogon zum „komplementären“ p-Kanal-FET gibt es in der Röhrentechnik nicht.

Alle FETs sind sog. unipolare Transistoren, weil die Stromleitung im Kanal nur durch *eine* Ladungsträgerart (Elektronen oder Löcher) geschieht. Man kann einen FET auch „invers“ betreiben (Source und Drain vertauscht). Je nach dem Grad der Unsymmetrie im Aufbau – viele FETs sind symmetrisch – ändern sich dann die elektrischen Eigenschaften. Die hier besprochenen FETs mit Sperrschichtsteuerung bezeichnet man auch als JFETs (Junction-FETs).

Literatur: [9-1, 9-2, 9-3]

DIN 41858, 41791

¹ Praktisch definiert man U_p als diejenige Spannung, bei der der Kanal nur noch einen kleinen Reststrom von z. B. 1 μ A durchlässt. Man bezeichnet diese Spannung auch mit $U_{GS(OFF)}$.

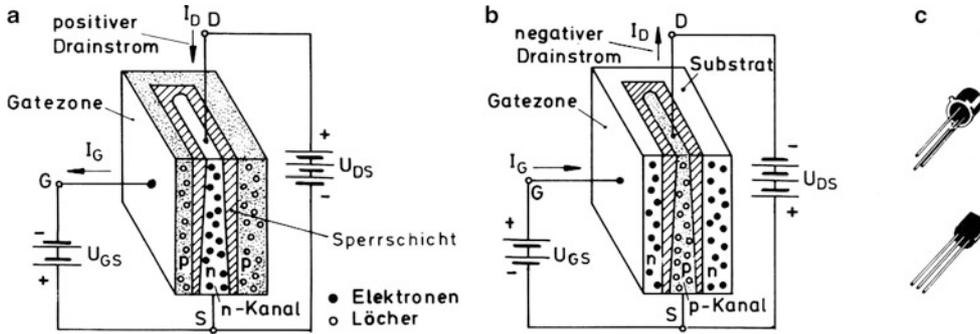


Abb. 9.1 Aufbau von Sperrschicht-Feldeffekt-Transistoren (Schnittbild). Für den tatsächlichen Aufbau des Halbleiter-Chips gibt es verschiedene bezüglich Drain und Source symmetrische oder unsymmetrische Strukturen, die dem Fortschritt der Halbleitertechnologie unterliegen. Eine industrielle Fertigung besteht seit etwa 1960, die Erfindung war drei Jahrzehnte früher (Patentanmeldung 1925 durch J. E. Lilienfeld). **a** n-Kanal FET (schematisch), **b** p-Kanal-FET (schematisch), **c** Gehäuseformen

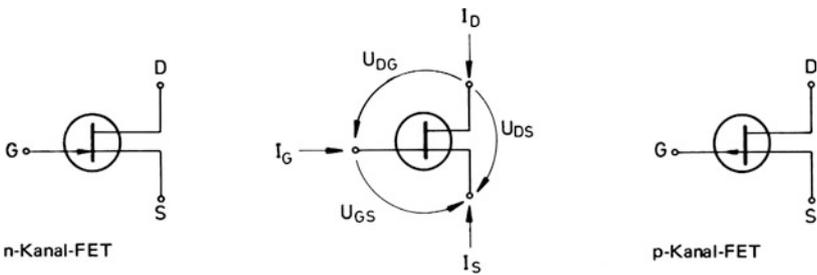


Abb. 9.2 Schaltzeichen und Zählfeilsystem (Bezugspfeilsystem) für Sperrschicht-FETs

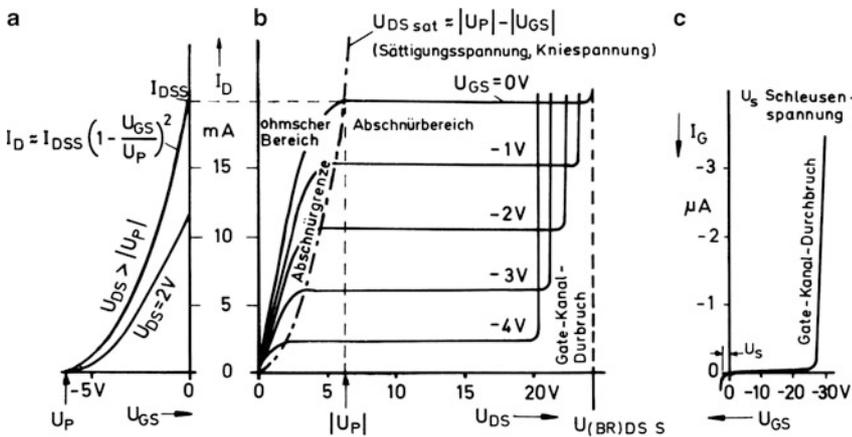


Abb. 9.3 Kennlinien eines n-Kanal-FETs. **a** $I_D = f(U_{GS})$ Übertragungskennlinien, **b** $I_D = f(U_{DS})$ Ausgangskennlinien, **c** $I_G = f(U_{GS})$ Eingangskennlinie

9.2 Feldeffekttransistoren, Groß- und Kleinsignalbetrieb

In der Grundschialtung nach Abb. 9.4 lässt sich der Strom I_D und damit auch die Leistung für den Lastwiderstand R_D über die Gate-Spannung U_{GS} nahezu leistungslos steuern. Es handelt sich um die sog. Sourceschaltung, da die Sourceelektrode dem Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsam angehört.

Der verbindende Schaltungsknoten wird als Masse bezeichnet. Das Gleichstromverhalten des FETs und der Großsignalbetrieb mit relativ großen Gatespannungsänderungen lassen sich qualitativ beschreiben durch die Ersatzschaltung nach Abb. 9.4b. Der an sich zusammenhängende Gate-Kanal-Übergang wird in grober Vereinfachung dargestellt durch zwei diskrete Dioden (Gate-Source-Diode und Gate-Drain-Diode), der Kanal durch einen nichtlinearen Widerstand R_{DS} . Leistungslose Steuerung setzt voraus, dass beide Dioden stets im Sperrzustand gehalten werden. Eine Verringerung der Sperrspannung bedeutet stets ein Aufweiten des Kanals.

Eine quantitative Untersuchung des Großsignalbetriebes ist mit den I_D - U_{DS} -Kennlinien möglich. Im Abb. 9.5 sind dazu zwei Widerstandsgeraden für $R_D = 500 \Omega$ und $R_D = 1 \text{ k}\Omega$ eingetragen. Bei einer kontinuierlichen Änderung der Spannung U_{GS} bewegt sich der Arbeitspunkt entlang der jeweiligen Widerstandsgeraden und hat für den Fall $R_D = 500 \Omega$ und $U_{GS} = -3 \text{ V}$ die eingetragene Lage. Für $U_{GS} = 0$ ergeben sich die Punkte A_{EIN} . Bei sprunghafter Änderung der Spannung U_{GS} zwischen 0 V und einem genügend negativen Wert springt auch der Arbeitspunkt zwischen den Grenzlagen A_{EIN} und A_{AUS} , so dass ein Schalterbetrieb vorliegt. Sofern der Arbeitspunkt A_{EIN} im „ohmschen“ Teil der I_D - U_{DS} -Kennlinien liegt, kann man dem FET einen bestimmten Widerstand $R_{DS \text{ EIN}}$ zuordnen, so dass der Strom $I_D \text{ EIN}$ proportional der treibenden Spannung U_B ist. Wie die Fortsetzung der Kennlinien im dritten Quadranten zeigt, ist sogar ein Betrieb mit negativer Spannung U_B möglich mit der Einschränkung, dass der Strom über die Gate-Drain-Diode dann begrenzt wird.

Für den Kleinsignalbetrieb mit relativ zum Ruhestrom nur kleinen Stromänderungen ΔI_D werden die Eigenschaften des FETs beschrieben durch die Steilheit s und einen Innenwiderstand r_i , hier meistens als Ausgangswiderstand r_{DS} bezeichnet:²

$$s = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \approx \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS}=\text{const.}},$$

$$r_i = r_{DS} = \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \approx \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS}=\text{const.}}.$$

Abb. 9.5 zeigt, wie man diese Größen zu Punkt A ermittelt. Die Steilheit ist maßgebend dafür, welche Stromänderung sich aufgrund einer Spannungsänderung ΔU_{GS} oder einer fortlaufenden kleinen Schwingung $u_{GS\sim}$ ergibt. Entsprechend bestimmt der differentielle Widerstand, welche Stromänderung aufgrund einer Spannungsänderung ΔU_{DS} bzw. $u_{DS\sim}$ auftritt. Nach dem Überlagerungsgesetz ergibt sich damit die in Abb. 9.5 angegebene Steuergleichung für den Fall gleichzeitig auftretender Spannungsänderungen ΔU_{GS} und ΔU_{DS} . Die Steuergleichung führt unmittelbar auf das in Abb. 9.4c angegebene Kleinsignalersatzbild. Die Gateleitung wird darin als offen betrachtet, weil die Steuerung über das Gate praktisch stromlos erfolgt.

Innerhalb der gestrichelten Kreislinie stellen die Kennlinien nach Abb. 9.5 näherungsweise Geraden durch den Koordinatenursprung dar, deren Steigung über die Spannung U_{GS} kontinuierlich einstellbar ist. Der FET eignet sich in diesem Bereich besonders gut als kontinuierlich steuerbarer Widerstand (voltage controlled resistor = VCR). Sofern die (geringfügige) Krümmung der Kennlinie stört, die zu einer entsprechenden Verzerrung des Stromes I_D gegenüber der Spannung U_{DS} führt, ist eine Linearisierung durch die Schaltungsmaßnahme nach Abb. 9.6a möglich: Man stellt eine bestimmte Spannung U_{GS} ein und lässt über die Spannungsteiler $R_1 - R_2$ die Spannung U_{GS} von der Spannung U_{DS} „nachziehen“. Bei $R_1 = R_2$ findet man U_{GS} und U_{GD} wie angegeben. Offenbar ändern sich die Spannungen über der Gate-Source-Diode und der Gate-Drain-Diode dann gegenläufig, so dass eine Einschnürung auf der einen Seite des Kanals durch eine Aufweitung auf der anderen kompensiert wird. Damit wird der Widerstand R_{DS} unabhängig von der Spannung U_{DS} , und es ergibt sich eine lineare I_D - U_{DS} -Kennlinie. Das funktioniert jedoch nur für den Spannungsbereich $U_p < U_{GS}$, $U_{GD} < 0$.

Für den Schalterbetrieb eignet sich die Schaltung gemäß Abb. 9.7. Bei positiver Eingangsspannung u_E sperrt Diode D, der FET dagegen leitet. Bei genügend negativer Ansteuerung ist es umgekehrt. Im Leitzustand kann der Kanal Strom in beiden Richtungen führen. Ein ordentliches Sperren setzt voraus, dass das Gate mindestens um den Betrag der Spannung U_p (Abschnürspannung) negativer ist als die Source- und Drainelektrode. Der Widerstand R dient der Gatestromableitung und darf hochohmig sein (Größenordnung $100 \text{ k}\Omega$).

² Im amerikanischen Schrifttum findet man für die Steilheit s die Bezeichnung g_m (mutual conductance). Anstelle des differentiellen Widerstandes r_{DS} arbeitet man auch mit dessen Kehrwert, dem differentiellen Leitwert g_{DS} .

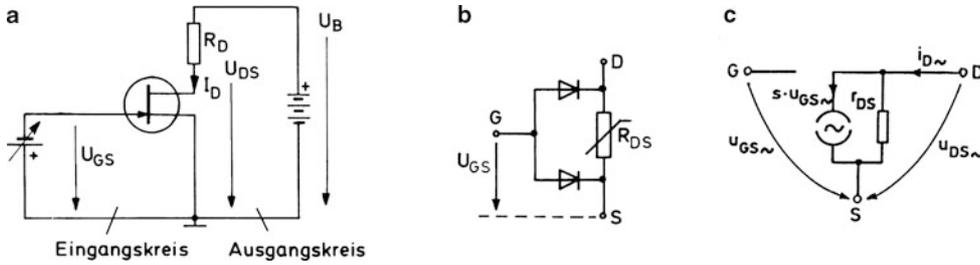
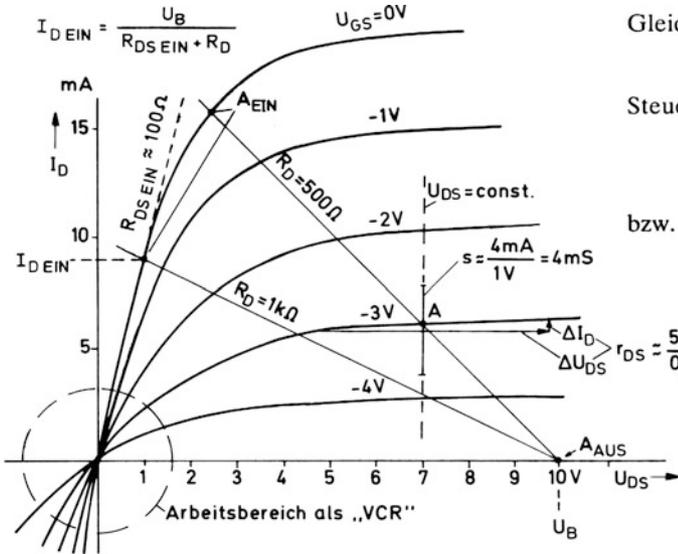


Abb. 9.4 Einfache Sourceschaltung mit Groß- und Kleinsignalerersatzbild. **a** Schaltbild, **b** Großsignalerersatzbild, **c** Kleinsignalerersatzbild



Gleichung der Widerstandsgeraden:

$$U_{DS} = U_B - I_D \cdot R_D$$

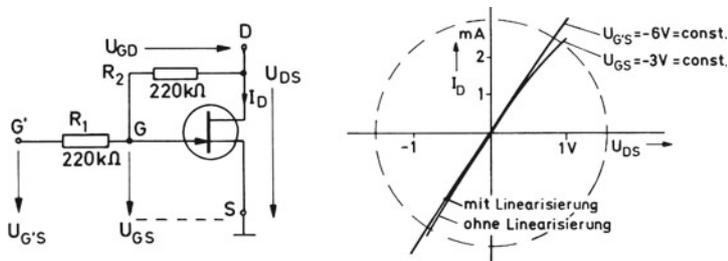
Steuergleichung:

$$\Delta I_D \approx s \cdot \Delta U_{GS} + \frac{\Delta U_{DS}}{r_{DS}}$$

bzw.

$$i_{D\sim} \approx s \cdot u_{GS\sim} + \frac{u_{DS\sim}}{r_{DS}}$$

Abb. 9.5 I_D - U_{DS} -Kennlinien und graphische Auswertung

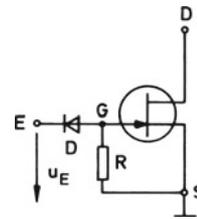


Richtwerte: $R_1 \approx R_2 \geq 100\text{ k}\Omega$

Dafür gilt: $U_{GS} \approx \frac{1}{2}(U_{G'S} + U_{DS})$

$$U_{GD} \approx \frac{1}{2}(U_{G'S} - U_{DS})$$

Abb. 9.6 FET als Stellwiderstand. **a** Schaltung, **b** Kennlinien



Funktionstafel

| u_E | u_{GS} | FET |
|---------|----------|----------|
| > 0 | 0 | leitend |
| $< U_p$ | $< U_p$ | sperrend |

Pinch-Off-Spannung

Abb. 9.7 FET als Schalter

9.3 Feldeffekttransistoren in Konstantstromschaltungen

Aufgrund ihrer „Pentodencharakteristik“ mit einem recht hohen differentiellen Widerstand r_{DS} (Größenordnung 10... 100 k Ω) eignen sich Feldeffekttransistoren gut zur Herstellung von Konstantstromquellen. Die Grundsaltung zeigt Abb. 9.8. Ein Feldeffekttransistor mit kurzgeschlossener Gate-Source-Strecke wird zu einer Spannungsquelle in Reihe geschaltet und übernimmt so die Funktion eines Innenwiderstandes dieser Quelle mit dem inneren Spannungsabfall U_i .

Da wieder die Reihenschaltung des JFETs mit einem Widerstand vorliegt wie bei der Sourceschaltung im vorigen Abschnitt, kann entsprechend Abb. 9.8b das gleiche graphische Verfahren zur Bestimmung des Stromes angewandt werden. Dieser bleibt trotz Änderung des Lastwiderstandes annähernd konstant, solange sich der Arbeitspunkt bei nicht zu großem Lastwiderstand noch im Sättigungsgebiet bewegt. Die Spannung $U_i = U_{DS}$ muss stets größer sein als die Spannung U_{DSsat} entsprechend der Abschnürgrenze (siehe Abschn. 9.1).

Für die rechnerische Behandlung eignet sich die Ersatzschaltung nach Abb. 9.8c. Sie enthält eine Stromquelle mit dem Quellenstrom I_q , der gleich ist dem Kurzschlussstrom in der gegebenen Schaltung. Es handelt sich um den Strom I_{DSS} bei $U_{DS} = U_B$. Als Innenwiderstand r_i wirkt der differentielle Widerstand $r_i = dU_i/dI_D = r_{DS}$ entlang der gezeichneten Kennlinie für $U_{GS} = 0$. Eine ideale Stromquelle wäre gegeben für $r_{DS} \rightarrow \infty$, was gleichbedeutend ist mit einem vollkommen horizontalen Kennlinienverlauf.

FETs mit einer internen Verbindung zwischen Gate und Source gibt es als fertige Bauelemente unter der Bezeichnung FET-Dioden oder Konstantstromdioden, engl. Current Limiting Diode (CLD). Sie haben nur 2 Anschlüsse (Drain als „Anode“ und Source als „Katode“) und stellen einen „Strom-Zweipol“ dar. Ihr Innenwiderstand liegt im Konstantstrombereich in der Größenordnung 1 M Ω . Das übliche Schaltzeichen zeigt Abb. 9.8d (siehe auch Anhang B.9).

Soll der Laststrom $I_L < I_{DSS}$ sein, so kann man entsprechend Abb. 9.9 einen Widerstand R_S in die Sourceleitung schalten. Damit ergibt sich automatisch eine negative Gatespannung U_{GS} , die eine Stromabsenkung bewirkt. Formal gilt wieder das Ersatzbild nach Abb. 9.8c, allerdings mit einem kleineren Quellenstrom I_q und einem größeren Innenwiderstand r_i . Man erhält diesen Innenwiderstand mit der Annahme einer Stromänderung ΔI_D nach folgender Rechnung:

$$\begin{aligned} \Delta I_D &= s \cdot \Delta U_{GS} + \frac{\Delta U_{DS}}{r_{DS}} = -s \cdot \Delta I_D \cdot R_S + \frac{\Delta U_{DS}}{r_{DS}} \\ \rightarrow \Delta U_{DS} &= \Delta I_D \cdot r_{DS}(1 + sR_S). \end{aligned}$$

Mit $\Delta U_i = \Delta U_{DS} + \Delta I_D \cdot R_S$ folgt:

$$r_i = \frac{\Delta U_i}{\Delta I_D} = r_{DS}(1 + sR_S) + R_S \approx r_{DS}(1 + sR_S) = r'_{DS}.$$

Offensichtlich ist der Innenwiderstand durch die Einfügung des Widerstandes R_S größer geworden. Die Widerstandserhöhung von r_{DS} auf r'_{DS} ist die Folge einer „Stromgekopplung“ in Verbindung mit dem Widerstand R_S . Jede Stromerhöhung macht die Spannung U_{GS} negativer und engt den Kanal weiter ein. Eine Stromabsenkung dagegen wirkt umgekehrt, d. h. der Strom wirkt auf diese Weise seiner eigenen Änderung entgegen.

Die Berechnung des notwendigen Widerstandes R_S zeigt Abb. 9.10a. Die zugehörige Bestimmung der differentiellen Kenngrößen s und r_{DS} kann in bekannter Weise durch die Bildung entsprechender Differenzenquotienten am Arbeitspunkt geschehen. Abb. 9.10b zeigt dessen Konstruktion, und zwar links mit der Widerstandsgeraden WG1 in den I_D - U_{GS} -Kennlinien und anschließend rechts mit der Widerstandsgeraden WG2 in den I_D - U_{DS} -Kennlinien. Der Geraden WG2 ist der Kurzschlussfall ($R_L = 0$) zugrunde gelegt.

Für eine weitergehende analytische Betrachtung ist es erforderlich, die Abhängigkeit des Stromes I_D von der Spannung U_{DS} mathematisch darzustellen. Abb. 9.11 zeigt eine Möglichkeit durch die Einführung eines dritten Parameters, nämlich des Steigungsparameters λ bzw. der „Early-Spannung“ U_y . Mit der in Abb. 9.11 angeschriebenen Beziehung ist der Strom I_D innerhalb des Sättigungsgebietes dann vollständig beschrieben. Es folgen damit auch die Kenngrößen s und r_{DS} exakt durch Differentiation:

$$\begin{aligned} s &= \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = \frac{2 \cdot I_D}{U_{GS} - U_p} = \frac{2}{|U_p|} \cdot \sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} \text{ und} \\ r_{DS} &= \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1 + \lambda \cdot U_{DS}}{\lambda \cdot I_D} = \frac{U_y + U_{DS}}{I_D}. \end{aligned}$$

Für $\lambda = 0$ wird erwartungsgemäß r_{DS} unendlich groß. Dies entspricht einer Kennliniendarstellung, die sich nur auf die beiden Parameter I_{DSS} und U_p stützt (2-Parameterdarstellung), wobei ein konstanter Wert I_{DSS} angenommen wird. Der Parameter λ bildet ansonsten zusammen mit den Parametern I_0 bzw. I_{DSS} und U_p die Grundlage für das SPICE-Modell des JFETs (siehe Anhang C.16, C.18 und C.19).

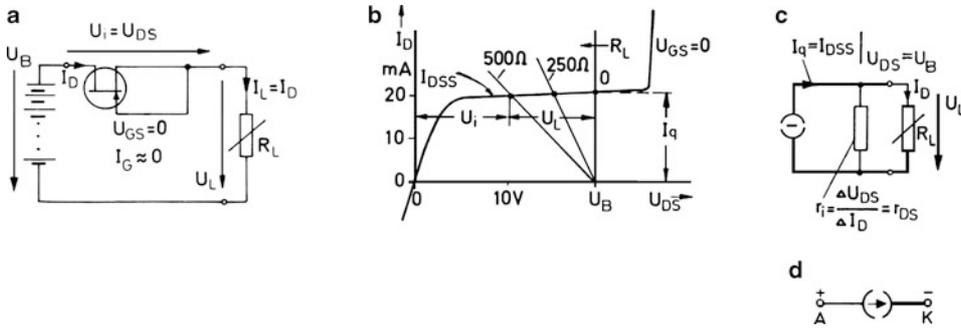


Abb. 9.8 Einfache Konstantstromquelle mit FET. **a** Grundschiung, **b** Kennlinie, **c** Ersatzbild, **d** Schaltzeichen einer FET-Diode bzw. eines „Strom-Zweipols“

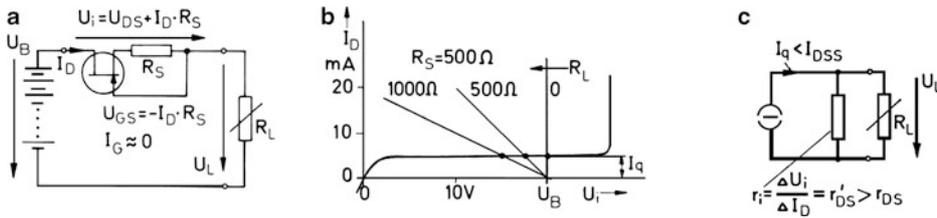


Abb. 9.9 Konstantstromquelle mit erhöhtem Innenwiderstand. **a** Grundschiung, **b** Kennlinie, **c** Ersatzbild

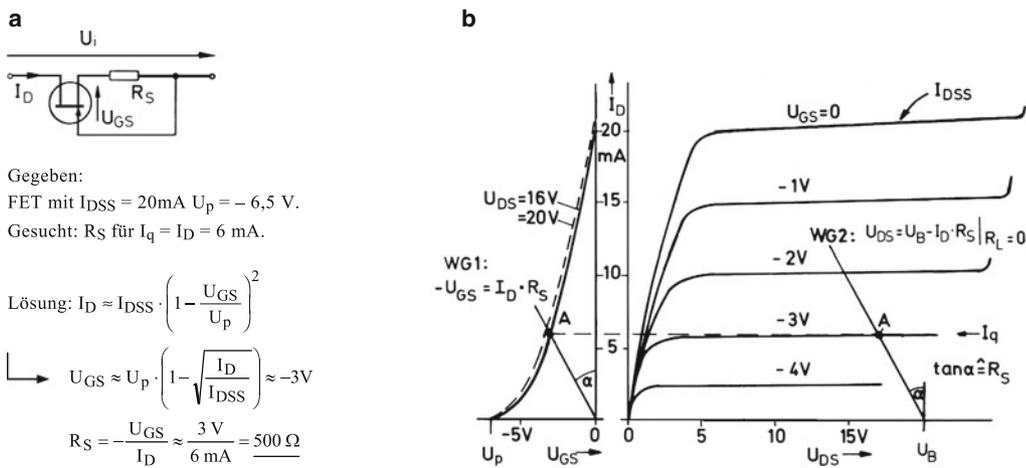


Abb. 9.10 Stromgegengekoppelter Feldeffekttransistor. **a** Widerstandsbestimmung, **b** Arbeitspunktbestimmung

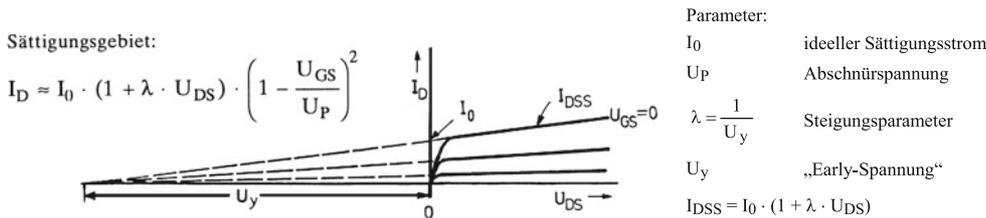


Abb. 9.11 3-Parameterdarstellung der Kennlinien [Ü1, Ü2]

9.4 Sourceschaltung im Kleinsignalbetrieb

Um einen linearen Verstärkerbetrieb zu ermöglichen, ist es notwendig, den FET auf einen Arbeitspunkt innerhalb des Abschnürbereichs einzustellen mit einer Gate-Source-Spannung zwischen $U_{GS} = 0$ und $U_{GS} = U_p$. In der Schaltung nach Abb. 9.12 wird dies erreicht durch die Einfügung eines Widerstandes R_S . Über diesem Widerstand bildet sich bei Stromfluss die Spannung $U_S = I_D \cdot R_S$, was automatisch zu einer entsprechend negativen Spannung U_{GS} führt. Man kann $U_{GS} = -U_S$ setzen, da das Gate durch den Widerstand R_1 praktisch auf Massepotential gehalten wird. Unter dieser Voraussetzung findet man zu einem vorgegebenen Widerstand R_S den Arbeitspunkt mit der Konstruktion nach Abb. 9.12b. Abb. 9.12c zeigt zusammenfassend die im Ruhebtrieb auftretenden Gleichgrößen. Der mit 5 nA angenommene Gatestrom (Größenordnung) fließt über den Widerstand R_1 nach Masse ab, ohne dass sich ein nennenswerter Spannungsabfall über diesem Widerstand bildet. Für die Spannung U_{DS} findet man:

$$U_{DS} = U_B - I_D(R_S + R_D) = 15 \text{ V} - 6 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 9 \text{ V} \\ > U_{DS\text{sat}} = |U_p| - |U_{GS}| = 3,5 \text{ V}.$$

Der Arbeitspunkt liegt also innerhalb des Abschnürbereichs.

Zur Darstellung des Übertragungsverhaltens setzt man das Kleinsignalersatzbild für den FET in das Schaltbild ein und kommt damit zu Abb. 9.13, wobei man die Betriebsspannungsquelle als Wechselstromkurzschluss ansieht. Die Eingangsschaltung stellt einen Hochpass dar mit der Grenzfrequenz f_g , wie sie nebenstehend berechnet wird. Bei allen Frequenzen $f > 10 \cdot f_g$ stellt der Koppelkondensator C_1 praktisch einen Wechselstromkurzschluss dar, so dass die Klemmenspannung $u_{1\sim}$ sich einfach aus der Spannungsteilung mit den Widerständen R_G und R_1 aus der Quellenspannung $u_{q\sim}$ ergibt.

Nimmt man zudem die Kapazität C_S als so groß an, dass sie einen Wechselstromkurzschluss zwischen Source und Masse bildet, so wird $u_{GS\sim} = u_{1\sim}$. Damit folgt unmittelbar die Ersatzschaltung nach Abb. 9.14a. Daraus erhält man die Spannungsverstärkung V_u als reelle Zahl, deren negatives Vorzeichen Gegenphasigkeit zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung bedeutet.

Entfernt man den Kondensator C_S , so tritt neben der immer vorhandenen Gleichstromgegenkopplung zusätzlich eine Wechselstromgegenkopplung auf. Die Schaltung ver-

hält sich in Bezug auf den Lastwiderstand R_D wie eine Konstantstromschaltung mit dem Innenwiderstand r'_{DS} nach Abschn. 9.3. Die Steuerwirkung durch die Eingangsspannung $u_{1\sim}$ wird wieder erfasst mit einer Wechselstromquelle, so dass sich mit Abb. 9.14b formal die gleiche einfache Ersatzschaltung ergibt. Allerdings ist die Steuerempfindlichkeit wegen der wirksamen Wechselstromgegenkopplung geringer. An die Stelle der Steilheit s tritt die kleinere „effektive Steilheit“ s' . Man erhält diese über eine Bestimmung des Kurzschlussstromes $i_{Dk\sim}$ nach Abb. 9.13 für $C_S = 0$. Nach Zwischenrechnung folgt:

$$i_{Dk\sim} = \frac{s}{1 + s \cdot R_s + \frac{R_s}{r_{DS}}} \cdot u_{1\sim} \approx \frac{s}{1 + s \cdot R_s} \cdot u_{1\sim} = s' \cdot u_{1\sim}$$

als Quellenstrom für Abb. 9.14b.

Die zu Abb. 9.14a, b berechnete Spannungsverstärkung ist jeweils relativ niedrig, besonders aber bei Stromgegenkopplung. In beiden Fällen würde eine Erhöhung von R_D auch eine Erhöhung der Spannungsverstärkung bringen. Die größtmögliche Verstärkung erhält man theoretisch für $R_D \rightarrow \infty$ als „Leerlaufverstärkung“ $V_0 = s \cdot r_{DS} = \mu$ (übliche Kurzbezeichnung).

Einer Steigerung des Widerstandes R_D sind jedoch praktisch Grenzen gesetzt, da der Gleichspannungsabfall über R_D stets zu einer Minderung der Spannung U_{DS} führt. Dieses Problem existiert nicht, wenn R_D durch einen Parallelschwingkreis ersetzt wird, wobei der Gleichstrom über die Spule fließt. Aus dem breitbandigen „RC-Verstärker“ wird dann ein selektiver Verstärker (Schmalbandverstärker). Bei hinreichender Güte des Schwingkreises ist bei Resonanzfrequenz annähernd die Leerlaufverstärkung erreichbar.

Abb. 9.13 gestattet auch die Berechnung der Spannungsverstärkung für beliebige Kapazitäten bzw. beliebige Frequenzen, wenn man die Spannungen als Zeiger in der komplexen Ebene darstellt. Man kommt dann zu einer komplexen Spannungsverstärkung \underline{V}_u . Für den Fall einer hinreichend großen Kapazität C_1 ($f \ll f_g$) ist der Betrag $|\underline{V}_u|$ in Abb. 9.15 dargestellt. Die oben behandelten Sonderfälle finden sich dort unterhalb bzw. oberhalb der beiden Eckfrequenzen f_{E1} bzw. f_{E2} wieder [Ü1, Ü2]. Es gilt $|\underline{V}_u| = |V_u|$, womit das Amplitudenverhältnis \hat{u}_2/\hat{u}_1 ohne Rücksicht auf die Phasenverschiebung angegeben wird.

Die aufwändige manuelle Berechnung mit der Ersatzschaltung in Abb. 9.13 kann ersetzt werden durch eine Simulation mittels AC-Analyse nach Anhang C. Die im Ersatzbild enthaltene spannungsgesteuerte Stromquelle mit dem Strom $s * u_{GS\sim}$ wird dann, wie auf der nächsten Seite beschrieben wird, nachgebildet mit dem Modell VCCS (Voltage-Controlled Current Source).

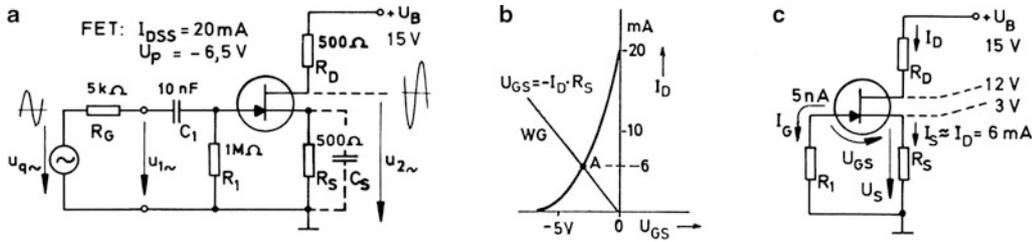
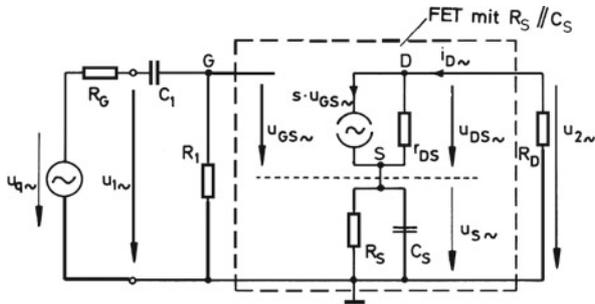


Abb. 9.12 Kleinsignalverstärker in Sourceschaltung. **a** Schaltbild mit Wechselgrößen, **b** Arbeitspunktbestimmung, **c** Gleichgrößen



$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 (R_G + R_1)}$$

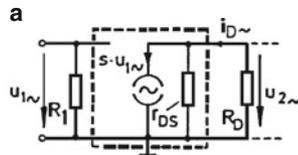
$$\approx \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \Big|_{R_G \ll R_1}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \cdot 10\text{ nF} \cdot 1\text{ M}\Omega} \approx 16\text{ Hz}$$

Für $f \gg f_g$ gilt:

$$u_{1\sim} = u_{q\sim} \cdot \frac{R_1}{R_G + R_1} \approx u_{q\sim}$$

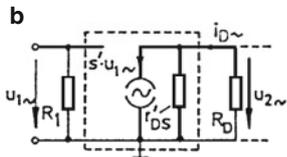
Abb. 9.13 Ausführliche Kleinsignalersatzschaltung. Das für eine Simulation nötige Modell **VCCS** ist ähnlich zu handhaben wie das verwandte Modell **VCVS** nach Anhang C.23. In der Netzliste schreibt man: **G.. D S G S s** analog zu **E.. u v x y a** bei der **VCVS**. Bedeutungen: **G** = Kennbuchstabe der VCCS, **D,G,S** = Anschlüsse des FETs bzw. Knoten, **s** = Steilheit in A/V



Es sei: $s = 4\text{ mS}$
 $r_{DS} = 20\text{ k}\Omega$

$$V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = -s \cdot \frac{r_{DS} \cdot R_D}{r_{DS} + R_D} = -2$$

$$\approx -s \cdot R_D \text{ für } r_{DS} \gg R_D.$$

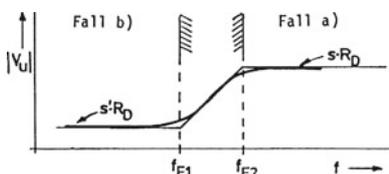


$s' \approx \frac{s}{1 + s \cdot R_S} \approx 1,3\text{ mS}$
 $r'_{DS} \approx r_{DS} \cdot (1 + s \cdot R_S) \approx 60\text{ k}\Omega$

$$V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = -s' \cdot \frac{r'_{DS} \cdot R_D}{r'_{DS} + R_D} = -0,7$$

$$\approx -s' \cdot R_D \text{ für } r'_{DS} \gg R_D.$$

Abb. 9.14 Reduzierte Ersatzschaltungen mit Rechenbeispielen für Frequenzen $f \gg f_g$. **a** $C_S \rightarrow \infty$ (ohne Gegenkopplung), **b** $C_S \rightarrow 0$ (mit Gegenkopplung)



Fall b) mit GK

$$f < f_{E1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_S \cdot C_S}$$

$$\frac{1}{\omega C_S} > R_S$$

Fall a) ohne GK

$$f > f_{E2} = \frac{1 + s \cdot R_S}{2\pi \cdot R_S \cdot C_S}$$

$$\frac{1}{\omega C_S} < \frac{1}{s} \parallel R_S$$

Abb. 9.15 Frequenzgang der Spannungsverstärkung zum RC-Verstärker [Ü1, Ü2]

9.5 Analyse eines Kleinsignalverstärkers in Sourceschaltung

Im Abb. 9.16 wird eine Sourceschaltung dargestellt, wobei die Gatevorspannung durch den Sourcewiderstand R_S in Verbindung mit dem Gatespannungsteiler $R_1 - R_2$ eingestellt wird. Das Signal wird kapazitiv ein- und ausgekoppelt, die Schaltung sei mit dem Widerstand R_L belastet. Im Folgenden sollen die Eigenschaften der so vorgegebenen Schaltung ermittelt werden.

Die Gleichstromverhältnisse untersucht man zweckmäßig graphisch nach Abb. 9.18: Man zeichnet die Widerstandsgerade zu U_{G0} und R_S im I_D - U_{GS} -Feld und sucht den Arbeitspunkt A als Schnittpunkt mit der Übertragungskennlinie. Für $T = 20^\circ\text{C}$ ergibt sich ein Strom $I_D \approx 6\text{ mA}$. Wenn sich die Temperatur als Folge der Stromaufnahme (Verlustleistung) erhöht, sinkt der Strom geringfügig ab, weil sich die Kennlinie um den Punkt K (Kompensationspunkt) dreht. Ursache für dieses eigentümliche Verhalten ist einerseits eine Herabsetzung der Beweglichkeit der Ladungsträger im Kanal, andererseits eine Verringerung der Sperrschichtbreite. Der erste Effekt dominiert bei hohen Strömen und der zweite – mit entgegengesetzter Wirkung – bei niedrigen Strömen. Die Auswirkung auf den Ruhestrom bleibt umso geringer, je flacher die Widerstandsgerade verläuft, d. h. je größer der Widerstand R_S und die von ihm ausgehende Gleichstromgegenkopplung ist.

Für die Untersuchung des Übertragungsverhaltens, insbesondere bei höheren Frequenzen, ersetzt man den FET in Abb. 9.16 durch seine Ersatzschaltung nach Abb. 9.17. Die hier eingetragenen „parasitären“ Kapazitäten werden durch die jeweilige Kapazität der Anschlussdrähte gegeneinander gebildet, teilweise auch durch zusätzliche Sperrschichtkapazitäten im Kristallinneren. Das Letztere trifft zu auf die Kapazitäten C_{GS} und C_{GD} , mit denen vereinfachend die Kapazität der Gate-Kanal-Sperrschicht erfasst wird. Man kommt so zu Abb. 9.19, wenn man die Kondensatoren C_1 , C_2 und C_S alle als Wechselstromkurzschlüsse betrachtet und für den Spannungsgenerator am Eingang einen äquivalenten Stromgenerator einsetzt. Für einen „mittleren“ Frequenzbereich können die parasitären Kapazitäten noch vernachlässigt werden, so dass man dann unmittelbar die Spannungsverstärkung V_u anschreiben kann und ebenso die Spannungsverstärkung V_{uq} mit Bezug auf die Quellenspannung $u_{q\sim}$.

Bei höheren Frequenzen haben C_{GS} , C_{GD} und C_{DS} entscheidenden Einfluss. Die rechnerische Untersuchung dazu lässt sich wesentlich vereinfachen, wenn man von dem sog.

Miller-Theorem Gebrauch macht. Danach kann man die Eingang und Ausgang verbindende Kapazität C_{GD} auflösen in zwei Ersatzkapazitäten C'_{GD} und C''_{GD} die jeweils Eingang und Ausgang gegen Masse belasten und als „Millerkapazitäten“ bezeichnet werden. Man erhält auf diese Weise eine getrennte Eingangs- und Ausgangersatzschaltung. Eine Erklärung für diese Methode findet man aus einer Betrachtung der Wechselladung $u_{GD\sim}$ bzw. $u_{DG\sim}$ über der Kapazität C_{GD} . Mit $V_u = -2$ aus dem Beispiel folgt:

$$u_{GD\sim} = u_{1\sim} - u_{2\sim} = u_{1\sim} \cdot (1 - V_u) = u_{1\sim} \cdot 3 \text{ und}$$

$$u_{DG\sim} = u_{2\sim} - u_{1\sim} = u_{2\sim} \cdot \left(1 - \frac{1}{V_u}\right) = u_{2\sim} \cdot 1,5.$$

Da die Spannung über der Kapazität C_{GD} hier 3-mal so groß ist wie die Eingangsspannung, muss eine den gleichen Strom führende Ersatzkapazität C'_{GD} parallel zum Eingang offenbar 3-mal größer als C_{GD} angesetzt werden. Die Ersatzkapazität C''_{GD} parallel zum Ausgang muss hier also 1,5-mal größer als C_{GD} sein. In allgemeiner Betrachtung ergeben sich die Millerkapazitäten gemäß Abb. 9.19. Damit erhält man unmittelbar für Eingang und Ausgang durch Zusammenfassung der Widerstände und Kapazitäten im Ersatzbild eine Zeitkonstante und als Kehrwert dieser Zeitkonstante jeweils eine obere Grenzfrequenz. Die niedrigste von beiden bestimmt die obere Grenzfrequenz für die Gesamtschaltung.

Mit steigender Verstärkung $|V_u|$ wird offenbar die den Eingang belastende Miller-Kapazität C'_{GD} immer größer und dadurch die Bandbreite nach hohen Frequenzen hin zunehmend eingeschränkt. Man bezeichnet diesen Zusammenhang als Miller-Effekt. Die ausgangsseitige Miller-Kapazität C''_{GD} ist von untergeordneter Bedeutung.

Bei tiefen Frequenzen spielen die parasitären Kapazitäten keine Rolle. Wirksam werden dann C_1 , C_2 und C_S . Bei hinreichender Größe der Kapazität C_S – meistens realisiert durch einen Elko – kann man diese weiterhin als Wechselstromkurzschluss betrachten, wenn man die in Abb. 9.16 angegebene Bedingung erfüllt. Es folgen dann die angegebenen unteren Grenzfrequenzen für Eingang und Ausgang. In diesem Fall ist die obere von beiden für die Gesamtschaltung maßgebend [Ü1, Ü2].

Wie im Abschn. 9.4 lässt sich auch hier eine Kleinsignalanalyse vorteilhaft mit SPICE durchführen, wozu man nicht unbedingt ein Kleinsignalersatzbild benötigt. Man kann hier und bei den folgenden Schaltungen direkt mit dem Modell des JFETs in die Schaltung gehen und damit die gewünschten Analysen durchführen. Dennoch ist das Kleinsignalersatzbild immer nützlich für eine überschlägige Rechnung während der Entwurfsphase und für Kontrollrechnungen.

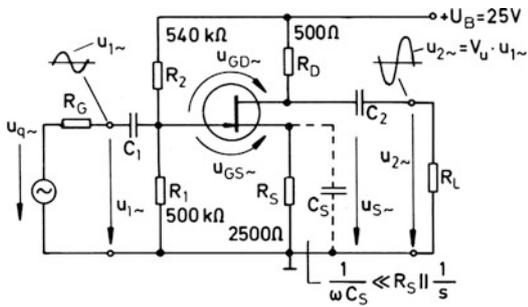
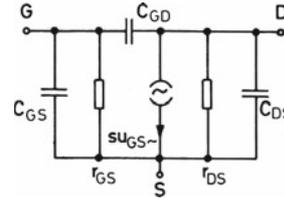


Abb. 9.16 Sourceschaltung als Kleinsignalverstärker

Beispiel:
 $s = 4 \text{ mS}$, $r_{DS} = 20 \text{ k}\Omega$, $\mu = s r_{DS} = 80$
 $C_{GS} = 4 \text{ pF}$, $C_{GD} = 2 \text{ pF}$, $C_{DS} = 1 \text{ pF}$



$r_{GS} = 100 \text{ M}\Omega$

Abb. 9.17 Erweitertes FET-Ersatzbild. Der differentielle Widerstand r_{GS} berücksichtigt den sehr hochohmigen – daher meistens vernachlässigbaren – Sperrwiderstand zwischen Gate und Source

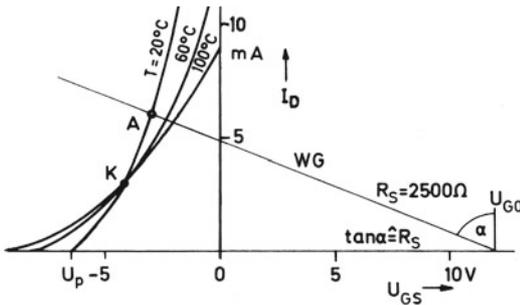


Abb. 9.18 Analyse des Gleichstrombetriebes

Gleichung der Widerstandsgeraden WG:

$$U_{GS} = U_{GO} - I_D \cdot R_S$$

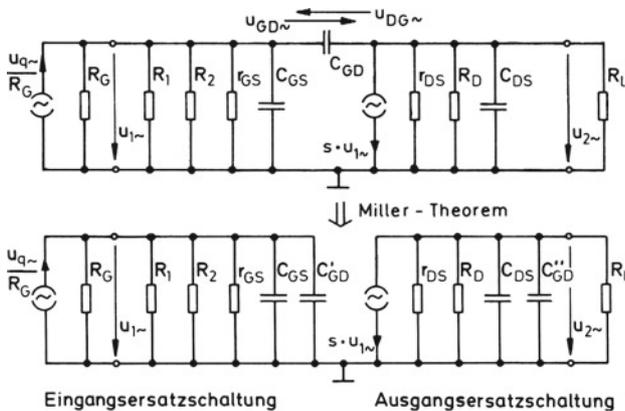
U_{GO} = Spannung zwischen Gate und Masse:

$$U_{GO} = U_B \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 12 \text{ V}$$

Arbeitspunkt: $I_D = 6 \text{ mA}$

$$U_{GS} = U_{GO} - I_D \cdot R_S = 12 \text{ V} - 15 \text{ V} = -3 \text{ V}$$

$$U_{DS} = U_B - I_D \cdot (R_D + R_S) = 25 \text{ V} - 18 \text{ V} = 7 \text{ V}$$



Für mittlere Frequenzen:

$$V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} \approx -s \cdot (R_D \parallel R_L \parallel r_{DS})$$

z.B. $V_u \approx -4 \text{ mS} \cdot 500 \Omega = -2$
für $R_D \ll R_L, r_{DS}$

$$V_{uq} = \frac{u_{2\sim}}{u_{q\sim}} \approx \frac{(R_1 \parallel R_2)}{(R_1 \parallel R_2) + R_G} \cdot V_u$$

$$C'_{GD} \approx C_{GD}(1 - V_u)$$

$$C''_{GD} \approx C_{GD}(1 - \frac{1}{V_u})$$

$$\omega_{go} = \frac{1}{(C_{GS} + C'_{GD}) \cdot (R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel r_{GS})}$$

$$\omega_{go} = \frac{1}{(C_{DS} + C''_{GD}) \cdot (r_{DS} \parallel R_D \parallel R_L)}$$

$$\omega_{gu} = \frac{1}{C_1 \cdot [R_G + (R_1 \parallel R_2 \parallel r_{GS})]}$$

$$\omega_{gu} = \frac{1}{C_2 \cdot [(r_{DS} \parallel R_D) + R_L]}$$

- ← Millerkapazitäten
- ← obere Grenzfrequenzen
- ← untere Grenzfrequenzen

Abb. 9.19 Ersatzbildentwicklung für höhere Frequenzen

9.6 Drainschaltung (Sourcefolger)

Bei der Drainschaltung verbindet man entsprechend Abb. 9.20 die Drainelektrode direkt mit dem Pluspol der Betriebsspannungsquelle. Ein Drainwiderstand R_D wie bei der Sourceschaltung existiert nicht, was bei sonst unveränderter Widerstandsbeschaltung zu einer höheren Spannung U_{DS} führt. Wegen der Stromgegenkopplung durch Widerstand R_S erhöht sich der Ruhestrom I_D dennoch nur geringfügig.

Man steuert am Gate und nimmt das Signal an der Sourcelektrode wieder ab. Jede positive Halbschwingung führt zu einer Erhöhung des Drainstromes und damit zu einer Anhebung des Sourcepotentials. Die Ausgangsspannung folgt also der Eingangsspannung, weshalb man die Schaltung auch als Sourcefolger bezeichnet.

Zwischen Drain und Masse besteht über die Betriebsspannungsquelle ein Wechselstromkurzschluss, der durch einen „Abblockkondensator“ C_B noch verbessert werden kann. In Bezug auf den Kleinsignalbetrieb ist also die Drainelektrode – ebenso wie Masse – der Eingangs- und Ausgangsschaltung zugehörig, worauf sich die Bezeichnung Drainschaltung gründet.

Besonders deutlich wird dies, wenn man das bekannte Kleinsignalersatzbild in die Schaltung einfügt. Man erhält dann das Abb. 9.20b. Dieses noch reichlich komplizierte Bild kann für „mittlere“ Frequenzen vereinfacht werden, indem man alle parasitären Kapazitäten und den sehr hochohmigen Widerstand r_{GS} vernachlässigt, ferner die Koppelkondensatoren C_1 und C_2 als Wechselstromkurzschlüsse ansieht. Man kommt zu Abb. 9.21a und findet dazu mit den Gleichungen (1) bis (4) die Ausgangsspannung $u_{2\sim}$ entsprechend der Beziehung (5). Für $R'_S \rightarrow \infty$ folgt daraus die ausgangsseitige Leerlaufspannung $u_{20\sim}$. Diese kann man als Quellenspannung annehmen für eine Ausgangsersatzschaltung nach Abb. 9.21b. Der zugehörige Innen- bzw. Ausgangswiderstand r_a ergibt sich unmittelbar aus Gl. (5), die formal eine Spannungsteilung entsprechend der Ersatzschaltung beschreibt.

Da stets das Produkt $\mu = s \cdot r_{DS} \gg 1$ ist, genügt die angenäherte Ersatzschaltung nach Abb. 9.21c. Die Spannungsverstärkung V_u ist daraus unmittelbar abzulesen und stets kleiner als eins. Sie ist andererseits positiv und reell, was Phasengleichheit zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung bedeutet. Bemerkenswert ist der niederohmige Ausgangswiderstand $\approx 1/s$. Ein hochohmiger Generator erscheint also durch Zwischenschaltung des Sourcefolgers für die Last niederohmig, eine niederohmige Last für den Generator dagegen hochohmig. Die Schaltung erfüllt die Funktion eines „Impedanzwandlers“.

Bei höheren Frequenzen werden die parasitären Kapazitäten wirksam. Aus Abb. 9.20b ist zu erkennen, dass C_{GD} unmittelbar den Eingang belastet und C_{DS} den Ausgang. Die Kapazität C_{GS} wirkt als Koppelkondensator zwischen Eingang und Ausgang. Sie kann nach dem Miller-Theorem in zwei Ersatzkapazitäten C'_{GS} und C''_{GS} aufgespalten werden³. Wandelt man noch die Spannungsquellen in Abb. 9.21c in äquivalente Stromquellen um, so gelangt man zu Abb. 9.22. Darin ist der Vollständigkeit halber auf der Eingangsseite auch ein nach dem Miller-Theorem transformierter Widerstand r'_{GS} (Millerwiderstand) eingetragen, der hier 10-mal größer als der ursprüngliche Widerstand r_{GS} und damit erst recht vernachlässigbar ist. Die drastische Widerstandserhöhung wird als Bootstrap-Effekt bezeichnet und beruht auf der Tatsache, dass das Sourcepotential dem Gatepotential stets folgt, so dass die Spannung $u_{GS\sim}$ klein bleibt, ebenso der entsprechende Strom über die Elemente r_{GS} und C_{GS} . Die Bezeichnung „Bootstrap-Effekt“ entspringt der Vorstellung, dass ein fiktiver Schnürsenkel (engl. bootstrap) den „Fußpunkt“ von r_{GS} und C_{GS} bei steigender Eingangsspannung hochzieht.

Mit Abb. 9.22 kann man unmittelbar für Eingang und Ausgang eine Zeitkonstante angeben, als deren Kehrwert die obere Grenzfrequenz erscheint. Unter Berücksichtigung der unvermeidlichen Lastkapazität C_L durch die nachfolgende Schaltung bei gleichzeitiger Vernachlässigung der sehr kleinen Millerkapazität folgt:

$$\omega_{go} \approx \frac{1}{C_{GD} \cdot (R_G \parallel R_p)}$$

für den Eingang und

$$\omega_{go} \approx \frac{1}{(C_{DS} + C_L) \cdot \left(\frac{1}{s} \parallel R'_S\right)}$$

für den Ausgang.

Die niedrigste der beiden Grenzfrequenzen ω_{go} ist für die Gesamtschaltung maßgebend.

Bei tiefen Frequenzen bilden die Koppelkondensatoren C_1 und C_2 Hochpässe und begrenzen das Übertragungsfrequenzband nach unten. Man findet:

$$\omega_{gu} \approx \frac{1}{C_1 \cdot (R_G \parallel R_p)}$$

für den Eingang und

$$\omega_{gu} \approx \frac{1}{C_2 \cdot \left[\left(\frac{1}{s} \parallel R_S\right) + R_L\right]}$$

für den Ausgang.

In diesem Fall ist die höhere der beiden Frequenzen für die Gesamtschaltung maßgebend.

³ Vgl. Abschn. 9.5. Hier ist zu bilden $u_{GS\sim} = u_{1\sim} - u_{2\sim} = u_{1\sim} \cdot (1 - V_u) = 0,1 \cdot u_{1\sim}$ für $V_u = 0,9$.

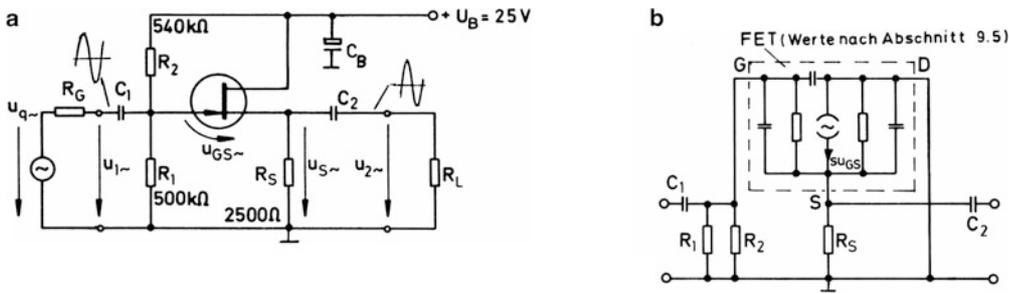
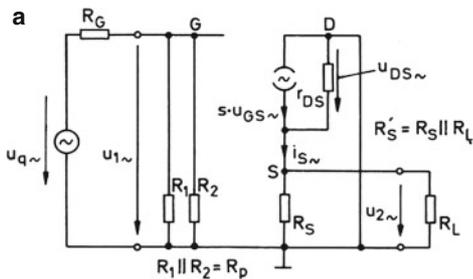


Abb. 9.20 Drainschaltung als Kleinsignalverstärker. a) Schaltung, b) Ersatzschaltung des Verstärkers



$$u_{GS\sim} = u_{1\sim} - u_{2\sim} \quad (1)$$

$$u_{DS\sim} = -u_{2\sim} \quad (2)$$

$$i_{S\sim} = s \cdot u_{GS\sim} + \frac{u_{DS\sim}}{r_{DS}} \quad (3)$$

$$u_{2\sim} = i_{S\sim} \cdot R'_S \quad (4)$$

$$u_{2\sim} = u_{1\sim} \cdot \frac{\mu}{1+\mu} \cdot \frac{R'_S}{\frac{1}{s} \cdot \frac{\mu}{1+\mu} + R'_S} \quad (5)$$

mit $\mu = s \cdot r_{DS}$. Für $R'_S \rightarrow \infty$ folgt:

$$u_{2\sim} = u_{20\sim} = u_{1\sim} \cdot \frac{\mu}{1+\mu} \approx u_{1\sim}$$

Ferner wird:

$$r_a = \frac{1}{s} \cdot \frac{\mu}{1+\mu} \approx \frac{1}{s}$$

Beispiel: $s = 4 \text{ mS}$, $R_S = 2500 \Omega$

$$\rightarrow V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = \frac{R'_S}{\frac{1}{s} + R'_S} \approx \frac{2500 \Omega}{2500 \Omega + 2500 \Omega} \approx 0,9$$

mit $R'_S = R_S \parallel R_L$ und $R_S \ll R_L$

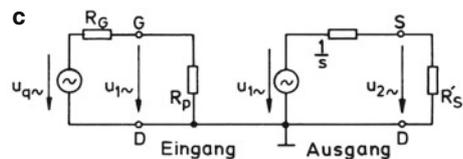
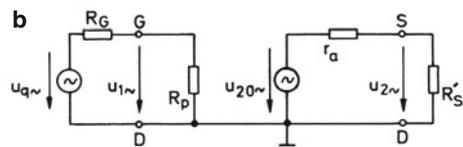


Abb. 9.21 Entwicklung eines praktischen Ersatzschaltbildes. a) ursprüngliches Ersatzbild, b) vereinfachtes Ersatzbild, c) angenähertes Ersatzbild

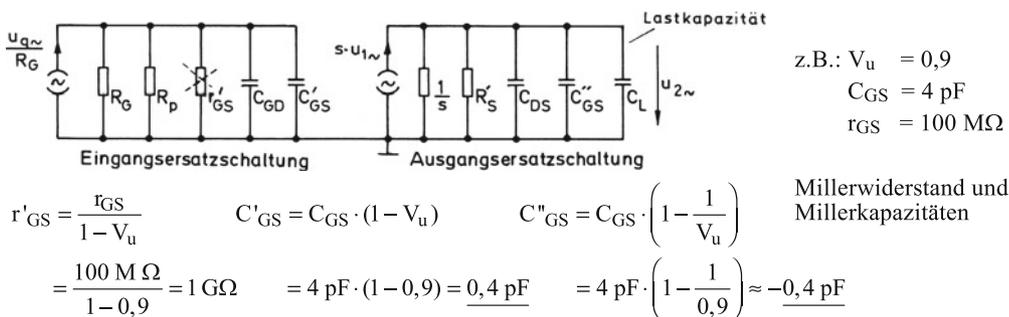


Abb. 9.22 Ersatzschaltbild für höhere Frequenzen

9.7 Gateschaltung

Bei der Gateschaltung ist die Gateelektrode die für den Eingangs- und Ausgangskreis gemeinsame Elektrode. In der Schaltung nach Abb. 9.23 wird sie über den Kondensator C_{GO} wechselstrommäßig mit Masse verbunden. Die für die Ruhestromeinstellung maßgebenden Widerstände R_1 , R_2 und R_S sind gegenüber der betrachteten Drain- und Source-schaltung unverändert, so dass sich der gleiche Ruhestrom einstellt. Mit den gleichen differentiellen Kennwerten und parasitären Kapazitäten gelangt man zu Abb. 9.23b. Gesteuert wird die Schaltung an der Sourceelektrode und belastet an der Drainelektrode.

Bei mittleren Frequenzen kann man wieder alle parasitären Kapazitäten vernachlässigen. Vernachlässigt man weiterhin den sehr hochohmigen Widerstand r_{GS} , so folgt Abb. 9.24a. Unter der Annahme einer direkten Spannungssteuerung mit $u_{q\sim} = u_{1\sim}$ ($R_G = 0$) beschreiben die Gleichungen (1) bis (3) vollständig das Verhalten. Es folgt damit die wichtige Beziehung (4) für den über den FET-Kanal und die Last R'_D fließenden Strom $i_{S\sim}$. Dieser tritt an der Sourceelektrode ein und auf der Drainseite wieder aus. Dafür gilt praktisch immer Gl. (5) als gute Näherung und häufig auch Gl. (6). Die Letztere besagt, dass der Eingangsleitwert an der Sourceelektrode etwa gleich der Steilheit s ist. Ihr Kehrwert $1/s$ stellt demnach näherungsweise den Eingangswiderstand dar. Dieser ist relativ klein.

Den Ausgang kann man nach Gl. (5) als Stromquelle darstellen mit dem Quellenstrom $s \cdot u_{1\sim}$ und dem Innenwiderstand r_{DS} . Abb. 9.24b zeigt dazu die vollständige Ersatzschaltung. Man entnimmt ihr die Spannungsverstärkung $V_u = s \cdot (r_{DS} \parallel R'_D)$. Eingangs- und Ausgangsspannung sind in Phase.

Für die Ansteuerung mit Generatorwiderstand R_G ändert sich der Eingangswiderstand nicht. Mit der Bedingung $R'_D = 0$ (Ausgangskurzschluss) erhält man den Quellenstrom $i_{q\sim}$ zum Ausgang mit Bezug auf die Quellenspannung $u_{q\sim}$ am Eingang nach Gl. (7). Zu dessen Berechnung wandelt man zweckmäßig die Spannungsquelle am Eingang in eine äquivalente Stromquelle. Dann erscheinen die Widerstände R_G und R_S parallel und werden rechnerisch zu R'_S zusammengefasst⁴.

Der Ausgangswiderstand r_a ist aufgrund der Stromgegenkopplung an den Widerständen R_G und R_S tatsächlich größer als r_{DS} . Es liegt das Verhalten einer Stromquelle vor mit $r_a = r'_{DS}$ nach Gl. (8)⁵. Abb. 9.24c zeigt das entsprechende Ersatzbild.

Bei höheren Frequenzen arbeitet man in der Regel mit niedrigem Lastwiderstand $R'_D \ll r_{DS}$ und einem Eingangswiderstand $\approx 1/s$. Unter Berücksichtigung einer Lastkapazität C_L folgt dazu das Abb. 9.25. Die Koppelkapazität C_{DS} zwischen Eingang und Ausgang ist wieder nach dem Miller-Verfahren in die Anteile C'_{DS} und C''_{DS} aufgespalten. Offensichtlich tritt die Kapazität C'_{DS} negativ auf und kompensiert damit ganz oder teilweise die Kapazität C_{GS} . Die obere Grenzfrequenz für die Gesamtschaltung wird dann durch die Ausgangersatzschaltung allein bestimmt, und zwar wieder durch den Kehrwert der Zeitkonstante (vgl. Abschn. 9.5 und 9.6).

Die charakteristischen Eigenschaften der Gateschaltung sind ihr niedriger Eingangswiderstand, ihr hoher Ausgangswiderstand und eine nur schwache, nicht störende kapazitive Rückwirkung. Die erstgenannte Eigenschaft verlangt Steuerleistung und meistens auch eine niederohmige Ansteuerung, z. B. über einen Sourcefolger oder einen Parallelschwingkreis mit angezapfter Spule als Impedanzwandler. Im letzteren Fall wird der Eingang selektiv. Man lässt dann zweckmäßig auch den Ausgang auf einen Parallelschwingkreis arbeiten, für den der hochohmige Ausgangswiderstand als Dämpfungswiderstand wirksam ist, und kommt so zu einem eingangs- und ausgangsseitig selektiven Verstärker, wie er in der HF-Technik häufig benutzt wird. Dort liegt das Hauptanwendungsgebiet der Gateschaltung. Meistens legt man hier das Gate direkt auf Masse, wodurch der Abblockkondensator C_{G0} eingespart wird. Die Gatevorspannung wird dann durch den Spannungsabfall über R_S automatisch erzeugt ohne Zuhilfenahme eines Gatespannungsteilers mit R_1 und R_2 .

Bei Hochfrequenzanwendungen kommt es besonders darauf an, alle Leitungen zu den FET-Anschlüssen möglichst kurz zu halten, um schädliche Wirkungen der Leitungseinduktivitäten zu vermeiden. Das Abblocken der Betriebsspannung unmittelbar an der Schaltung durch einen induktivitätsarmen Kondensator ist hier zwingend notwendig.

⁴ Vgl. Quellenumformung in Abb. 9.25. Der Strom $i_{S\sim}$ folgt so unmittelbar nach der Stromteilerregel:

$$\begin{aligned} i_{S\sim} &= \frac{u_{q\sim}}{R_G} \cdot \frac{R'_S}{R'_S + \frac{r_{DS} + R'_D}{s \cdot r_{DS}}} \\ &= \frac{u_{q\sim}}{R_G} \cdot \frac{R'_S}{R'_S + \frac{1}{s}} \Big|_{R'_D=0} = i_{q\sim} = \text{Ausgangskurzschlussstrom.} \end{aligned}$$

⁵ Siehe Abschn. 9.3, Berechnung des Widerstandes r'_{DS} .

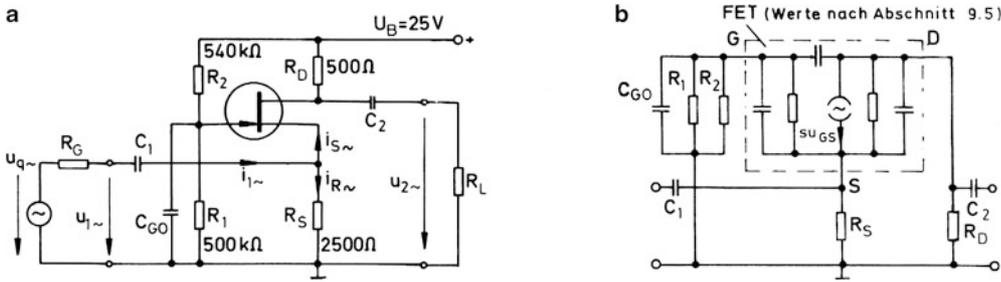
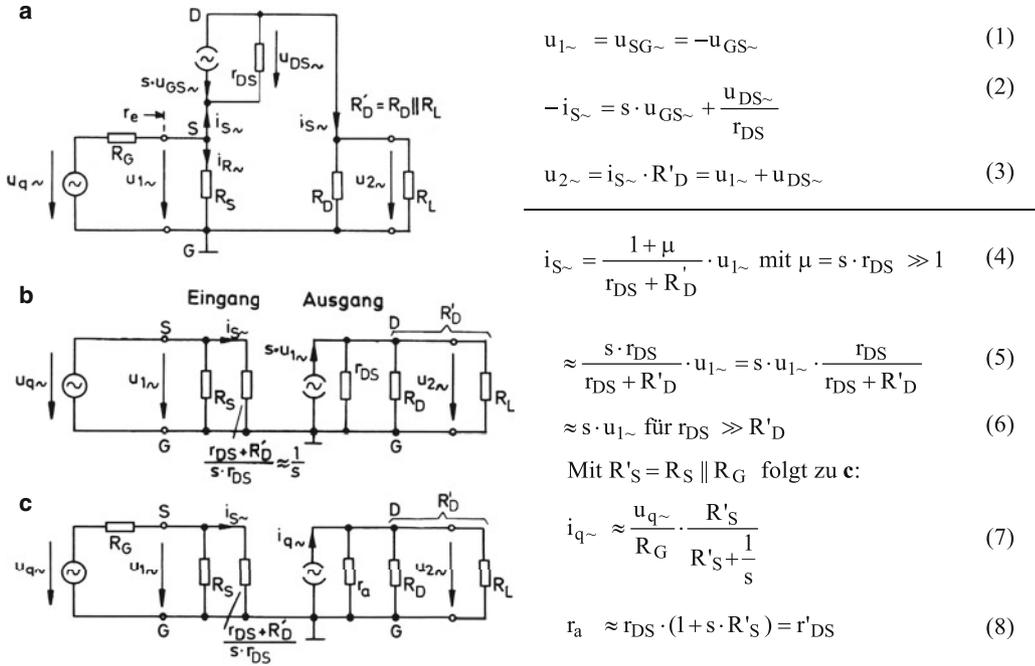


Abb. 9.23 Gateschaltung als Kleinsignalverstärker. **a** Schaltung, **b** Ersatzschaltung des Verstärkers



$$u_{1\sim} = u_{SG\sim} = -u_{GS\sim} \quad (1)$$

$$-i_{S\sim} = s \cdot u_{GS\sim} + \frac{u_{DS\sim}}{r_{DS}} \quad (2)$$

$$u_{2\sim} = i_{S\sim} \cdot R'_D = u_{1\sim} + u_{DS\sim} \quad (3)$$

$$i_{S\sim} = \frac{1 + \mu}{r_{DS} + R'_D} \cdot u_{1\sim} \text{ mit } \mu = s \cdot r_{DS} \gg 1 \quad (4)$$

$$\approx \frac{s \cdot r_{DS}}{r_{DS} + R'_D} \cdot u_{1\sim} = s \cdot u_{1\sim} \cdot \frac{r_{DS}}{r_{DS} + R'_D} \quad (5)$$

$$\approx s \cdot u_{1\sim} \text{ für } r_{DS} \gg R'_D \quad (6)$$

Mit $R'_S = R_S \parallel R_G$ folgt zu **c**:

$$i_{q\sim} \approx \frac{u_{q\sim}}{R_G} \cdot \frac{R'_S}{R'_S + \frac{1}{s}} \quad (7)$$

$$r_a \approx r_{DS} \cdot (1 + s \cdot R'_S) = r'_{DS} \quad (8)$$

Abb. 9.24 Entwicklung eines praktischen Ersatzschaltbildes. **a** ursprüngliches Ersatzbild, **b** Ersatzbild für Spannungssteuerung, **c** Ersatzbild für Steuerung über Generatorwiderstand R_G

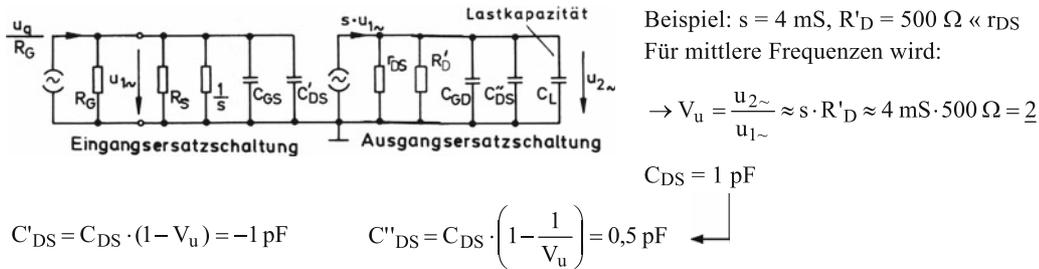


Abb. 9.25 Ersatzschaltbild für höhere Frequenzen

9.8 Feldeffekttransistoren mit isolierter Gate-Elektrode

Neben dem Sperrschicht-Feldeffekttransistor (JFET) gibt es den Feldeffekttransistor mit isolierter Gate-Elektrode (IGFET). Wie beim JFET existieren nebeneinander eine n-Kanal- und eine p-Kanal-Version, die jeweils in zwei Arten herstellbar sind:

1. Verarmungstyp (selbstleitend, engl. depletion-type),
2. Anreicherungstyp (selbstsperrend, engl. enhancement-type).

Abb. 9.26 zeigt schematisch in Schnittbildern für den n-Kanal-IGFET den Aufbau beider Arten. Gemeinsames Merkmal aller IGFETs ist die galvanische Trennung der als Metallschicht ausgebildeten Gate-Elektrode durch eine dünne Isolierschicht vom Halbleiterkörper. Von der Schichtenfolge Metallisolator-Halbleiter (semiconductor) rührt die frühere Bezeichnung MISFET her. Da die heutige Technologie praktisch ausschließlich mit einer Siliziumoxidschicht als Isolator arbeitet, hat sich die Bezeichnung MOSFET eingebürgert (O = Oxid).

Beim sog. Verarmungstyp existiert nach Abb. 9.26a ein n-leitender Kanal, eingebettet in ein p-leitendes Substrat (bulk, body), dessen Anschluss B normalerweise mit der Source-Elektrode verbunden wird. Durch eine positive Gatespannung werden zusätzliche Elektronen aus dem Substrat in den Kanalbereich gezogen. Es werden dort Elektronen angereichert, die Leitfähigkeit des Kanals wird erhöht. Eine negative Gatespannung bewirkt das Gegenteil, sie führt zu einer Verarmung des Kanals an frei beweglichen Ladungsträgern. Der bei der Gatespannung null bereits leitende Feldeffekttransistor dieses Typs arbeitet also je nach Polarität der Gatespannung im Anreicherungs- oder im Verarmungsbetrieb. Der letzten Eigenschaft verdankt er seinen Namen zur Unterscheidung von dem zweiten MOSFET-Typ, der nur im Anreicherungsbetrieb arbeiten kann (Abb. 9.26b). Bei diesem bildet sich erst beim Überschreiten einer gewissen Spannung U_{GS} (Schwellenspannung, threshold voltage U_{TH} bzw. U_T) ein leitender Kanal unter der Oxidschicht.

In den Kennlinien nach Abb. 9.27a, c drückt sich der beschriebene Sachverhalt zunächst bei kleinen Spannungen U_{DS} (ohmscher Bereich) in einer entsprechenden Erhöhung der Kennliniensteigung bei positiv ansteigender Gatespannung aus. Wie beim JFET ist somit in beiden Fällen die Verwendung als steuerbarer Widerstand möglich. Eine Erhöhung der Spannung U_{DS} führt wie dort zu einer Ab-

schnürung des Kanals, so dass die I_D - U_{DS} -Kennlinien in einen „Sättigungsbereich“ einmünden. Die Darstellung des Drainstromes I_D über der Gatespannung bei festgehaltener Spannung U_{DS} führt zu den „Übertragungskennlinien“ nach Abb. 9.27b, d, die annähernd den folgenden Parabelfunktionen folgen:

$$I_D \approx I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2 \quad \text{bzw.}$$

$$I_D \approx I_D(2U_T) \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T}\right)^2$$

mit $I_D(2U_T) = I_D$ für $U_{GS} = 2U_T$.⁶

Grundsätzlich kann der MOSFET angewendet werden wie der JFET als Verstärker, Stellwiderstand und Schalter. Die Ersatzschaltungen sind sinngemäß zu übertragen. Besondere Vorzüge weist der MOSFET als Schalter auf, da er statisch keine Steuerleistung benötigt. Der Gatestrom liegt in der Größenordnung Pikoampere. Die Isolation der Gate-Elektrode vom Substrat ist so gut, dass beim Anfasen aufgebrauchte Ladungen bereits zur Überschreitung der Durchschlagsspannung (50... 100 V) zwischen Gate und Substrat führen können. Manche Hersteller wirken einer auf diese Weise möglichen Beschädigung durch integrierte Z-Dioden zwischen Gate und Source entgegen. Ansonsten ist Vorsicht geboten.

Die Schaltzeichen der vier möglichen MOSFET-Typen werden in Abb. 9.28 wiedergegeben. Die Richtung der Pfeile im Symbol lässt zwischen n-Kanal- und p-Kanal-Typ unterscheiden. Die Eigenschaften „selbstleitend“ und „selbstsperrend“ werden im Symbol durch einen durchgehenden bzw. unterbrochenen Strich ausgedrückt. Die angegebenen Großsignalersatzbilder beschreiben in grober Weise die Funktion: Das isolierte Gate steuert den nichtlinearen Kanalwiderstand. Der durchgehende pn-Übergang zum Substrat wird durch zwei diskrete Substratdioden (Bulkdioden) dargestellt. Im Vergleich mit dem entsprechenden Ersatzbild des JFETs wird damit verständlich, dass man einen MOSFET mit herausgeführtem Bulkanschluss zusätzlich über diese Elektrode wie einen JFET steuern kann. Die Steuerempfindlichkeit ist allerdings vergleichsweise gering.

Literatur: [9-1, 9-2, 9-3, Ü1, Ü2]

DIN 41858, 41791

⁶ $I_{DSS} \equiv I_D$ für $U_{GS} = 0$. Ferner ist: $U_p = U_{GS}$ für $I_D = 0$ (wie beim JFET), siehe dazu auch Abschn. 9.1.

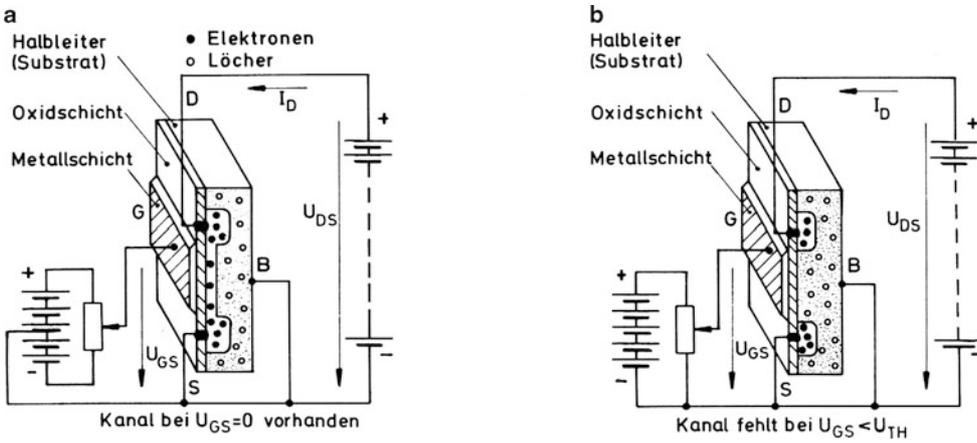


Abb. 9.26 Aufbauschema und Grundschaltungen zum n-Kanal-IGFET (MOSFET). Beim p-Kanal-Typ sind alle Spannungen und Ströme umgekehrt. **a** Verarmungstyp (selbstleitend), **b** Anreicherungstyp (selbstsperrend)

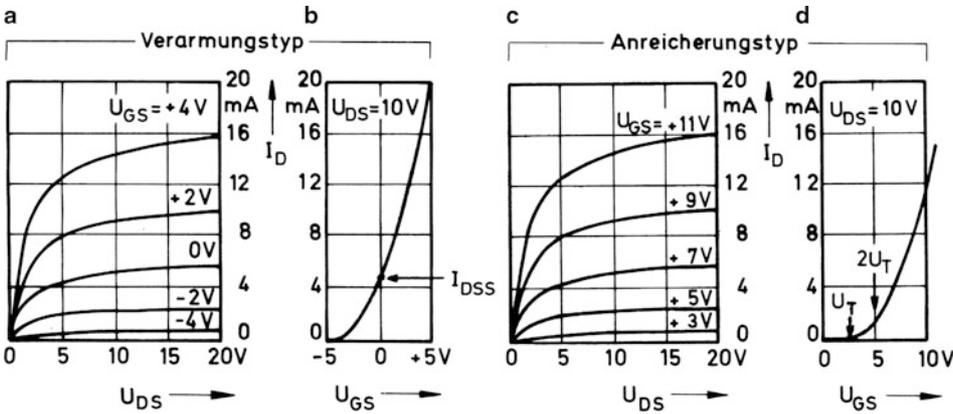


Abb. 9.27 Kennlinien von n-Kanal-MOSFETs. **a** und **c** I_D - U_{DS} -Kennlinien (Ausgangskennlinien), **b** und **d** I_D - U_{GS} -Kennlinien (Übertragungskennlinien) für den Abschnürbereich. Man beachte: $U_T \equiv U_{TH}$ (threshold voltage), häufige Bezeichnung

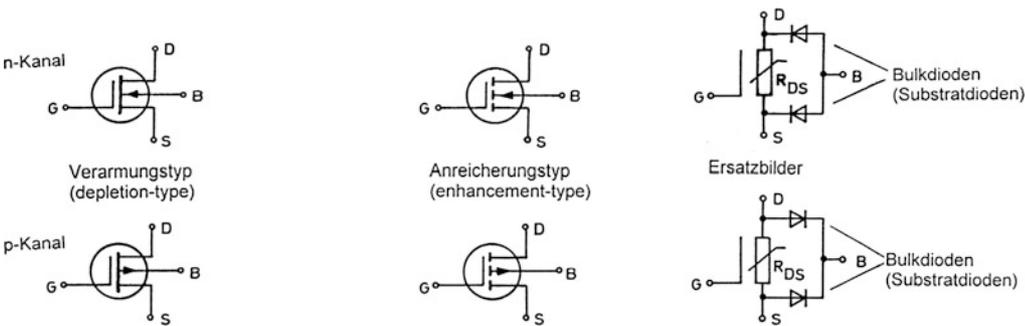


Abb. 9.28 Schaltzeichen der MOSFET-Typen und Großsignalersatzbilder

9.9 Integrierte MOS-Schaltungen

Die moderne Halbleitertechnologie ermöglicht es, auf einem einzigen Halbleiterplättchen (Chip) eine Vielzahl von einzelnen MOSFETs zu erzeugen und diese auch in geeigneter Weise zu einer „integrierten Schaltung“ miteinander zu verbinden⁷. Bei dieser „monolithischen“ Bauweise lässt sich eine ausgezeichnete Gleichmäßigkeit in den Eigenschaften der einzelnen FETs erzielen, was besondere Schaltungen ermöglicht, die in diskreter Technik nicht realisierbar sind. Dazu gehört der in Abb. 9.29 gezeigte „Stromspiegel“ (engl. current mirror).

Die integrierten Transistoren zeichnet man ohne die bei diskreten Transistoren übliche Umrandung. Mit der Kurzschlussverbindung zwischen Gate und Drain gilt für Transistor T1 in Abb. 9.29a: $U_{DS} = U_{GS}$ bzw. $U_{GD} = 0$. Das bedeutet, dass der selbstsperrende FET im Abschnürbereich arbeiten muss, und zwar auf der parabelförmigen Kennlinie nach Abb. 9.29b. Der Arbeitspunkt ergibt sich als Schnittpunkt mit der Widerstandsgeraden WG. Da FET T2 stets mit derselben Spannung U_{GS} wie T1 gesteuert wird, kann man auch den gleichen Drainstrom erwarten, der als Laststrom I_L auftritt. Es gilt also $I_L \approx I_{D1}$ (Spiegeleffekt), weitgehend unabhängig vom Lastwiderstand, solange T2 ebenfalls im Abschnürbereich arbeitet. Die Schaltung dient daher häufig als Konstantstromschaltung und kommt vor in den beiden Varianten Stromsenke (Abb. 9.29a) und Stromquelle (Abb. 9.29c). Die Unterscheidung ist eine Sache der Betrachtungsweise. Stromquelle gilt als Oberbegriff, vgl. auch die Abschn. 9.3 und 10.10.

Eine Realisierung der Schaltungen des **Bildes 1** ist möglich mit dem integrierten Baustein CA 3600, in dem nach Abb. 9.30 drei p-Kanal-MOSFETs sowie drei dazu komplementäre n-Kanal-MOSFETs in einem Dual-in-Line-Gehäuse enthalten sind. Die gesamte Schaltung ist untergebracht auf einem winzigen Halbleiterchip mit 2 mm Kantenlänge in der Mitte des Gehäuses. Die einzelnen FETs sind in der angegebenen Weise miteinander verschaltet. Die vier ersten können aber dennoch weitgehend unabhängig wie Einzel-FETs genutzt werden.

Die gleichzeitige Verwendung von n-Kanal- und p-Kanal-MOSFETs, wie sie der Baustein ermöglicht, führt zur CMOS-Technik (CMOS = Complementary Metal Oxide Semiconductor). Als wichtiges Beispiel zeigt dazu Abb. 9.31a die Schaltung eines CMOS-Inverters. Die Funktion wird deutlich aus den Spannungs-Übertragungskennlinien

der Abb. 9.31b, die für drei verschiedene Betriebsspannungen aufgezeichnet sind. Bei geringer Eingangsspannung u_1 ist der p-Kanal-FET leitend, der n-Kanal-FET jedoch gesperrt, so dass der Ausgang A das durch die Betriebsspannung U_B vorgegebene Potential annimmt. Bei einer Steigerung der Eingangsspannung ergibt sich ein Übergangsgebiet, in dem der n-Kanal-FET zunehmend leitend wird, während der p-Kanal-FET zunehmend sperrt. Schließlich sinkt dabei die Ausgangsspannung auf null. Ein positiver Spannungssprung am Eingang wird also beantwortet durch einen Sprung in umgekehrter Richtung am Ausgang (Inverter). Während des Übergangs fließt ein Strom i_B entsprechend Abb. 9.31c.

CMOS-Inverter haben große Bedeutung in der Digitaltechnik, können aber wegen ihrer stetig verlaufenden Übertragungskennlinie auch für analoge Verstärkerzwecke genutzt werden. Abb. 9.32a zeigt die Schaltung und Abb. 9.32b das Verstärkungsprinzip anhand einer Übertragungskennlinie. Den Arbeitspunkt A erreicht man mit Hilfe des Widerstandes R_G , der im Ruhezustand für beide MOSFETs die Spannung $U_{GD} = 0$ erzwingt (vgl. oben). Bei gleichem Drainstrom müssen dann auch die Spannungen U_{GS} dem Betrage nach gleich sein, was nur möglich ist bei einem Arbeitspunkt in Kennlinienmitte. Es ergibt sich eine Spannungsverstärkung mit Phasenumkehr.

Eigentümlicherweise verläuft die Übertragungskennlinie bei kleinen Betriebsspannungen steiler als bei größeren, so dass die mögliche Spannungsverstärkung V_u bei kleinen Betriebsspannungen entsprechend größer ist. Abb. 9.32c zeigt ihren Frequenzgang mit der Betriebsspannung U_B als Parameter. Die Verstärkung wird, wie es in der Praxis üblich ist, als Spannungspegel im Dezibelmaß (dB) angegeben⁸. Sie ist über einen weiten Frequenzbereich konstant (Breitbandverstärker), sinkt aber bei höheren Frequenzen aufgrund kapazitiver Effekte ab. Wegen der nichtlinearen Übertragungskennlinie ist sie darüber hinaus auch amplitudenabhängig. Mit steigender Amplitude sinkt die Verstärkung ab bei gleichzeitigem Auftreten nichtlinearer Verzerrungen bis zum Erreichen einer beidseitigen Signalbegrenzung.

Bei weiterer Ausnutzung des Bausteins CA 3600 kann man zwei gleiche Inverterstufen hintereinander schalten. Die Einzelverstärkungen multiplizieren sich, und die bei der Einzelstufe auftretende Phasenumkehr wird aufgehoben. Man wendet derartige Schaltungen bei analogen integrierten Verstärkern an.

Literatur: [9-4, 9-5]

⁷ Zur Begriffserklärung siehe Anhang A.5.

⁸ Siehe Anhang A.12.

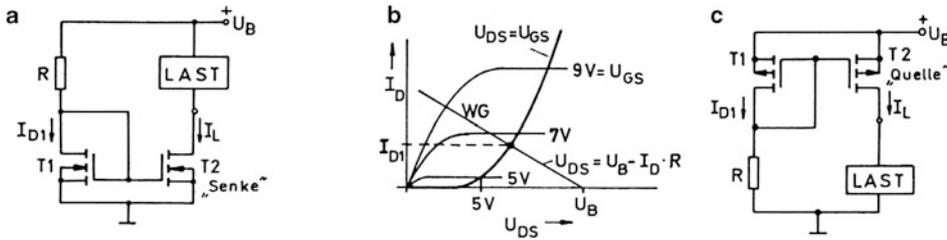


Abb. 9.29 Stromspiegelschaltungen mit selbstsperrenden MOSFETs. **a** Stromsenke, **b** Kennlinienbeziehung mit Widerstandsgerade, **c** Stromquelle

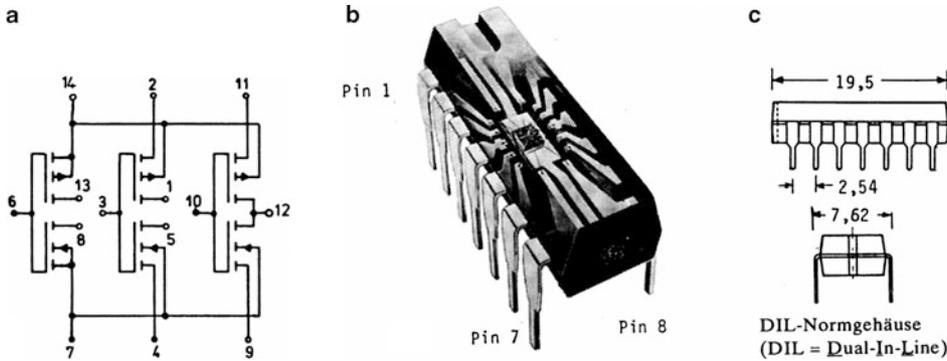


Abb. 9.30 Baustein CA 3600 bzw. 4007. **a** Schaltung, **b** Aufbau mit Gehäusedarstellung

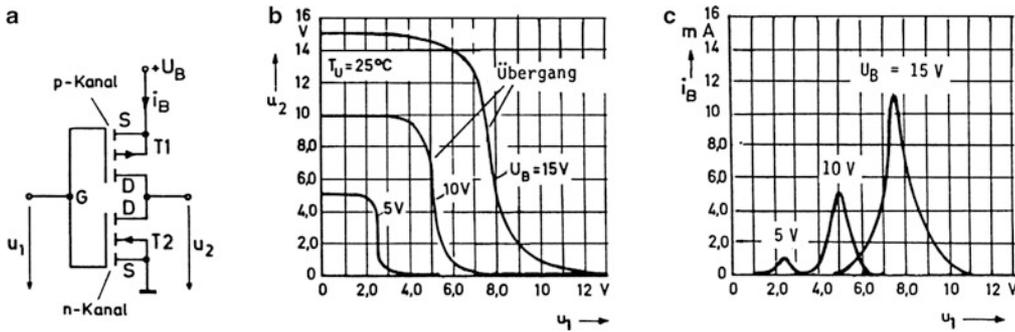


Abb. 9.31 CMOS-Inverter. **a** Schaltung, **b** Übertragungskennlinien, **c** Stromverlauf

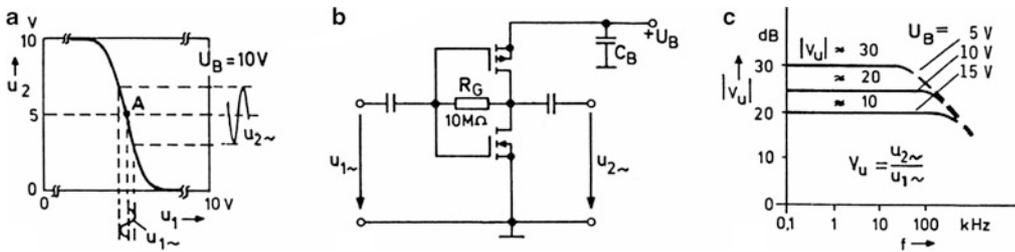


Abb. 9.32 CMOS-Inverter als Analogverstärker. **a** Funktion, **b** Schaltung, **c** Spannungsverstärkung

9.10 Analogschalter und -multiplexer

Eine wichtige Anwendung der CMOS-Technik sind Analogschalter, bei denen das eigentliche Schaltelement durch ein sog. CMOS-Übertragungsgatter (transmission gate) gebildet wird. Es besteht nach Abb. 9.33a aus der Parallelschaltung eines n- und eines p-Kanal-MOSFETs, deren Bulkpotentiale durch eine positive und eine ausreichend negative Betriebsspannung so festgelegt werden, dass die Bulkdiode sicher sperren. Positives Potential am Anschluss S und negatives bzw. Nullpotential am Anschluss \bar{S} schaltet beide MOSFETs in den Leitzustand. Abb. 9.33b zeigt die dabei mögliche Signalübertragung auf einen Widerstand R_L , wobei sich entsprechend dem endlichen Durchgangswiderstand R_{ON} eine Abschwächung ergibt. Bei großen Signalamplituden tritt zusätzlich eine Verzerrung auf, weil Potentialänderungen am Eingang und Ausgang eine Widerstandsmodulation bewirken. Da dieser Effekt aber in beiden FETs gegenläufig auftritt, bleiben die Verzerrungen gering. Eine Umkehrung der Steuerpotentiale führt zum Sperrzustand, der den Signalweg E-A stromlos und die Ausgangsspannung zu null macht.

Eine praktische Ansteuerschaltung zeigt Abb. 9.34a. Dabei sorgt eine vorgeschaltete Inverterstufe T3/T4 für die Potentialumkehrung am Anschluss \bar{S} gegenüber S. Die so aufgebaute Schalterstufe lässt sich vereinfacht darstellen mit Abb. 9.34b, wobei in der Tabelle die Abkürzung H für „High“ (Plus-Potential $\approx +U_B$) und L für „Low“ (Null- oder Minuspotential $\approx -U_B$) steht. Die Schaltung steht vierfach zur Verfügung in dem DIL-Baustein 4016 bzw. in der etwas verbesserten Version 4066 nach Abb. 9.34c.

Obwohl dieser Baustein offenbar nur Einschalter enthält, kann man mit ihm entsprechend Abb. 9.35a auch einen Umschalter aufbauen. Man verbindet dazu zwei Einschalter einseitig zu einem gemeinsamen Anschluss Z und steuert dann beide wechselweise über einen Inverter. Der Letztere wird in diesem Fall gebildet durch einen weiteren Einschalter in Verbindung mit einem externen „Pull-up-Widerstand“ R. Der vierte noch zur Verfügung stehende Einschalter bleibt ungenutzt. Er kann aber entsprechend Abb. 9.35b sinnvoll eingesetzt werden für eine Verriegelung des gemeinsamen Schalterausgangs Z. Die zugehörige Ansteuerung geschieht über den Steueranschluss „Inhibit“, mit dem der gemeinsame Weg über Z bei H-Potential freigegeben und bei L-Potential gesperrt wird.

Mit der Schalteranordnung nach Abb. 9.35 wird die einfachste Form eines Multiplexers, d.h. eines Mehrstel-

lenschalters, gezeigt, wie er beispielsweise als Messstellenumschalter benötigt wird. Mit der angenommenen Wirkungsrichtung von E nach Z spricht man von einem 2 zu 1-Multiplexer, bei umgekehrter Wirkungsrichtung von einem 1 zu 2-Demultiplexer.

Ihrer großen praktischen Bedeutung wegen gibt es heute viele integrierte Multiplexerbausteine. Abb. 9.36 zeigt die Typen 4051 und 4052 aus der CMOS-Serie 4000⁹. Während der Erstere einen 8-stelligen Umschalter mit Inhibitfunktion enthält, stellt der Baustein 4052 zweifach einen 4-stelligen Umschalter zur Verfügung. Die Schalterstellung wird im ersten Fall durch ein dreistelliges Codewort (A, B, C), im zweiten Fall durch ein zweistelliges Codewort (A, B) bestimmt. Aufgrund der beliebigen Übertragungsrichtung (bidirektionales Verhalten) ist sowohl Multiplexer wie auch Demultiplexerbetrieb möglich. Wichtig ist hier der mit U_{EE} bezeichnete Anschluss. Er stellt das negative Betriebspotential für die Transmissionsgatter zur Verfügung, das bei durchweg positiver Signalspannung auch Massepotential sein kann. Für die Ansteuerung gilt: H $\hat{=}$ $+U_B$, L $\hat{=}$ 0 V, und zwar unabhängig von der Spannung U_{EE} .

Bei der Anwendung von Analogschaltern/Multiplexern ist Folgendes zu beachten:

1. Der Durchgangswiderstand R_{ON} im Leitzustand ist nicht null. Er ist zudem noch abhängig von der Betriebsspannung, der Temperatur und auch von dem zu schaltenden Signal.
2. Im Sperrzustand fließen „Leckströme“ sowohl über den Signalgenerator als auch die Last, hauptsächlich wegen der nicht vollkommen sperrenden Bulkdiode.
3. Die Schaltfrequenz wird begrenzt durch Schaltzeiten in der Größenordnung 100 ... 500 ns.
4. Die Signalspannung muss normalerweise beschränkt bleiben auf den Bereich innerhalb der positiven und negativen Betriebsspannung. Andernfalls werden die Bulkdiode leitend, wobei es in Verbindung mit einer parasitären Stromverstärkung zu einem „Latch-up“ kommen kann. Darunter versteht man eine leitende Querverbindung zwischen $+U_B$ und $-U_B$ (U_{EE}) mit Selbsthalteeffekt, die zur Zerstörung führen kann. Aus diesem Grunde werden neuere CMOS-Analogschalter unter Inkaufnahme eines größeren Schaltungsaufwandes „latch-up-frei“ hergestellt. Als bewährte Methode gilt die „dielektrische Isolation“, d.h. die galvanische Trennung der Schalterelemente vom Substrat durch eine Oxidschicht. Im Anhang B.9 werden entsprechende Schaltertypen beschrieben.

⁹ Mit der Serie CD 4000 wurde von der Fa. RCA um 1970 die CMOS-Technologie in die Praxis eingeführt, gefolgt von Motorola mit der Serie MC 14000.

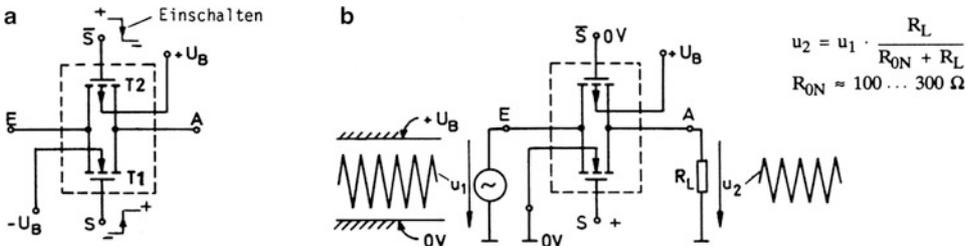


Abb. 9.33 CMOS-Übertragungsgatter. a Grundsaltung, b Übertragungsgatter als Analogschalter

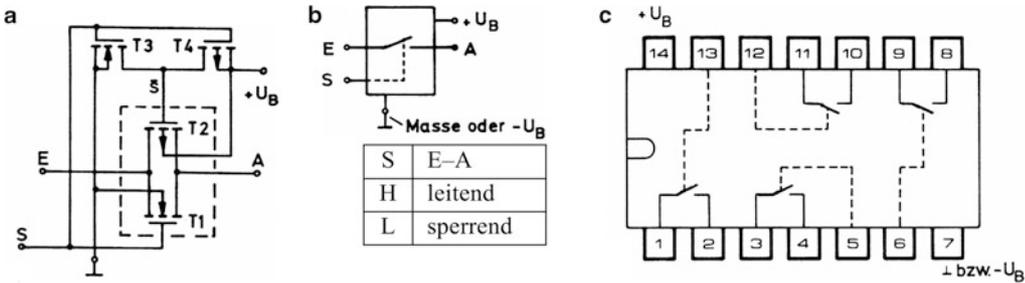


Abb. 9.34 Übertragungsgatter mit Inverter. a Schaltung, b Funktionsbild, c Schalterbaustein 4016 bzw. 4066

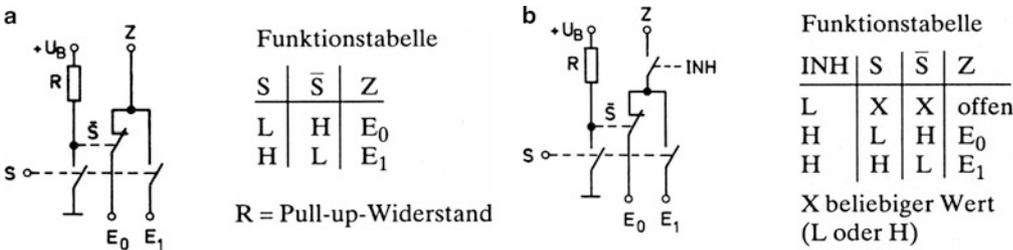


Abb. 9.35 2 zu 1-Multiplexer mit Einschaltern des Bausteins 4066. a ohne Ausgangsverriegelung, b mit Ausgangsverriegelung

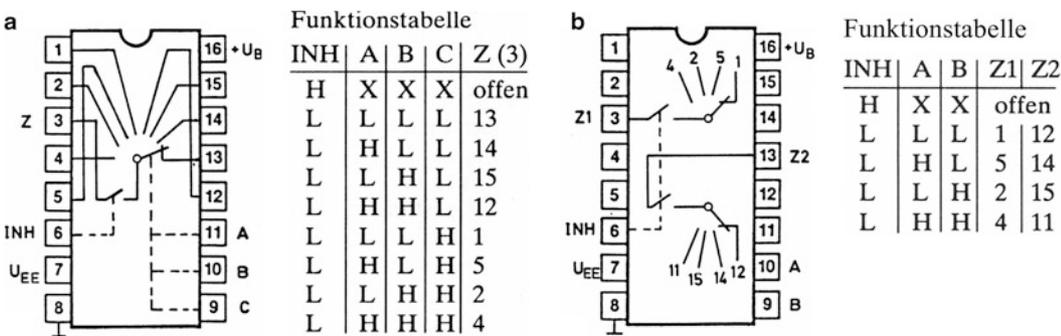


Abb. 9.36 Multiplexerbausteine 4051 und 4052. a 8 zu 1-Multiplexer 4051, b Zweifacher 4 zu 1-Multiplexer 4052

9.11 Kenngrößen und ihre Anwendung

Mit spezifischen Kenngrößen bzw. Kennwerten (Kenndaten) werden die Eigenschaften eines elektronischen Bauelementes beschrieben und im „Datenblatt“ vom Hersteller mitgeteilt. Es handelt sich dabei um typische Messwerte, die unter bestimmten Betriebsbedingungen ermittelt werden. Zur eindeutigen Beschreibung gelten bestimmte Sprachregelungen, die sich beim FET hauptsächlich auf das Zählpfeilsystem nach Abb. 9.37 beziehen. Dazu gilt:

1. Ströme werden dann als positiv bewertet, wenn sie im konventionellen Sinn auf den im Index bezeichneten Anschluss zufließen, d. h. in Richtung der angegebenen Stromzählpfeile fließen. Andernfalls gelten sie als negativ.
2. Spannungen werden dann als positiv bewertet, wenn die im Index zuerst genannte Elektrode positiv gegenüber der an zweiter Stelle genannten Elektrode ist, d. h. wenn ein Potentialgefälle in Richtung der zugehörigen Spannungspfeile vorliegt. Grundsätzlich gilt also: $U_{GS} = -U_{SG}$, $U_{DS} = -U_{SD}$.

Abb. 9.38 zeigt anhand einiger Beispiele die Anwendung dieser Regeln. Bei Dreifachindizes gilt:

3. Sofern der Index aus drei Buchstaben besteht, bezeichnen die beiden ersten Elektroden. Der dritte Buchstabe bezieht sich auf den Zustand einer weiteren Elektrode. S bedeutet dabei Kurzschluss und R Widerstandsverbindung mit der an zweiter Stelle genannten Elektrode, O oder O bedeuten „offen“.
4. Ein Klammerzusatz im Index bezieht sich auf einen bestimmten Betriebsfall, z. B. BR = Durchbruch, TO = Turn On, OFF = AUS, ON = EIN.

Zur Beschreibung des Kleinsignalverhaltens dienen die differentiellen Kenngrößen s , r_{DS} und r_{GS} sowie die Kapazitäten C_{GS} , C_{GD} und C_{DS} bezogen auf einen bestimmten Arbeitspunkt. Abb. 9.39 zeigt ihre Anwendung in der bekannten Kleinsignal-Ersatzschaltung. Die Sourceelektrode ist darin der Eingangsseite (links) und der Ausgangsseite (rechts) gemeinsam zugeordnet. So entsteht ein „Zweiter“ bzw. ein Vierpol aus dem ursprünglichen Dreipol. Die vorliegende Darstellung gilt für die Sourceschaltung. Eine Umzeichnung auf ein Bild mit einer gemeinsamen Drainelektrode führt zur Drainschaltung. Entsprechend ergibt sich ein Ersatzbild

für die Gateschaltung, wenn die Gateelektrode gemeinsam wird.

Die Vierpoldarstellung hat den Vorteil, dass sie eine systematische Beschreibung des Betriebsverhaltens ermöglicht. Dazu werden die Eingangsgrößen mit dem Index „1“ bezeichnet und die Ausgangsgrößen mit dem Index „2“. Man kommt so zu den Gleichungen des Abb. 9.39b mit den sog. Leitwertparametern y_{11} , y_{12} usw. Diese beschreiben jeweils den Einfluss der Eingangs- und der Ausgangsspannung auf den Eingangs- und Ausgangsstrom. Dabei werden die Spannungen und Ströme als Kleinsignalgrößen durch komplexe Zeiger dargestellt und die Leitwertparameter als komplexe Faktoren angesetzt. Die letzteren lassen sich im Sinne einer weiteren Vereinfachung in einem Schema entsprechend Abb. 9.39c, d. h. einer Matrix, zusammenstellen. Auf die Unterstreichung wird dabei üblicherweise verzichtet.

Setzt man in den Vierpolgleichungen im Sinne einer Messvorschrift $\underline{U}_2 = 0$ (Wechselstromkurzschluss am Ausgang) oder $\underline{U}_1 = 0$ (Wechselstromkurzschluss am Eingang), so erhält man die in Abb. 9.40 angegebenen physikalischen Bedeutungen der y-Parameter. Diese stellen Leitwerte bzw. „Übertragungsleitwerte“ dar, wenn Strom und Spannung unterschiedlichen Toren zugehören. Als komplexe Größen lassen sie sich aufspalten in Realteil und Imaginärteil, z. B. in der Form $g_{11} + jb_{11}$. Anhand des Abb. 9.39 findet man dazu unschwer die physikalischen Größen r_{GS} , C_{GS} usw.

Die y-Parameter werden zu bestimmten Arbeitspunkten in den Datenblättern angegeben. Je kleiner die Imaginärteile bzw. Kapazitäten sind, desto besser ist der betr. FET für Hochfrequenzanwendungen geeignet. In Sonderfällen stellen die Datenblätter auch Frequenzgänge der Parameter dar, getrennt nach Realteil g_{11} , g_{12} , ... und Imaginärteil b_{11} , b_{12} , ... Daraus kann man feststellen, dass das physikalische Ersatzbild nach Abb. 9.39a Gültigkeit hat bis zu Frequenzen von etwa 50 MHz, wenn man von einem Mangel absieht: Der Widerstand $r_{GS} = 1/g_{11}$ ist nicht konstant, sondern nimmt mit der Frequenz ab auf Werte unter 100 k Ω . Er bleibt aber damit noch hochohmig im Vergleich zu dem Widerstand der parallel wirksamen Kapazität C_{GS} und ist damit praktisch immer vernachlässigbar.

Der systematische Umgang mit den hier beschriebenen Vierpolparametern ist Gegenstand der sog. Vierpoltheorie. Dabei handelt es sich um eine allgemeine und umfassende Methode zur rechnerischen Behandlung von linearen Netzwerken. Eine gründliche Einführung geben die Bücher [9-6] und [9-7], das letztere mit einer zusätzlichen mathematischen Begründung.

Literatur: [9-1, 9-2]

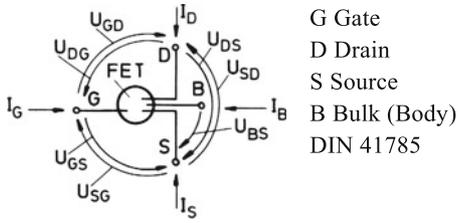


Abb. 9.37 Zählfeilsystem für Spannungen und Ströme. (Zählpfeil = Bezugspfeil, DIN 5489)

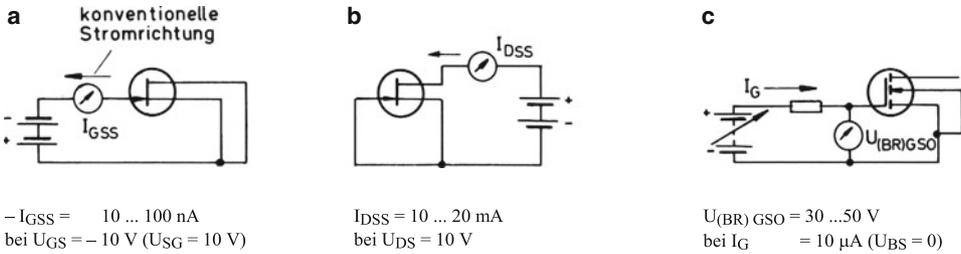


Abb. 9.38 Statische Kennwerte und Messschaltungen. **a** Gate-Reststrom, **b** Drain-Source-Kurzschlussstrom, **c** Gate-Source-Durchbruchspannung

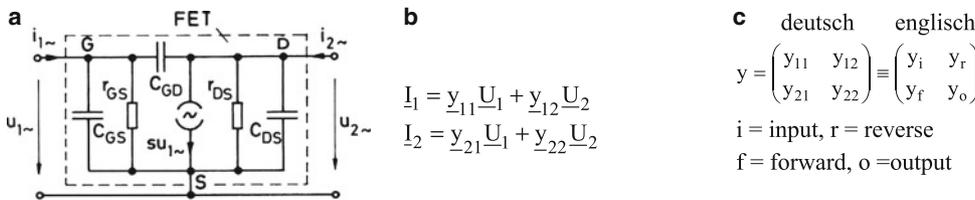


Abb. 9.39 Kleinsignalersatzbild der Sourceschaltung. DIN 41785 empfiehlt für alle Kleinsignalwerte die Kleinschreibung der Indizes, z. B. r_{ds} statt r_{DS} , C_{gs} statt C_{GS} . Da Verwechslungen mit anderen Größen hier ausgeschlossen sind, wurde darauf verzichtet. **a** Physikalisches Ersatzbild. Anstelle des hochohmigen Parallelwiderstandes r_{GS} am FET-Eingang kann man auch einen niederohmigen Reihenwiderstand zur Kapazität C_{GS} ansetzen, **b** Leitwertgleichungen, **c** Leitwertmatrix

$$\begin{aligned}
 y_{11} &= \frac{I_1}{U_1} \text{ für } U_2 = 0 && \text{Kurzschluss-Eingangsleitwert} && = g_{11} + jb_{11} = \frac{1}{r_{GS}} + j\omega(C_{GS} + C_{GD}) = C_{11} \text{ S} \\
 y_{12} &= \frac{I_1}{U_2} \text{ für } U_1 = 0 && \text{Kurzschluss-Rückwärtssteilheit} && = g_{12} + jb_{12} = -j\omega C_{GD} = C_{12} \text{ S} \\
 y_{21} &= \frac{I_2}{U_1} \text{ für } U_2 = 0 && \text{Kurzschluss-Vorwärtssteilheit} && = g_{21} + jb_{21} = s \quad -j\omega C_{GD} \approx s = C_{22} \text{ S} \\
 y_{22} &= \frac{I_2}{U_2} \text{ für } U_1 = 0 && \text{Kurzschluss-Ausgangsleitwert} && = g_{22} + jb_{22} = \frac{1}{r_{DS}} + j\omega(C_{DS} + C_{GD})
 \end{aligned}$$

Abb. 9.40 Physikalische Bedeutung der Vierpolparameter und Bezeichnungen. Der zusätzliche Index „s“ bedeutet Sourceschaltung: C_{11s} , C_{12s} , C_{22s} (siehe Anhang B.9)

10.1 Aufbau und Wirkungsweise

Transistoren im üblichen Sprachgebrauch sind „bipolare“ Transistoren, bei denen Elektronen *und* Löcher gemeinsam am Ladungstransport beteiligt sind. Der Strom fließt über einander abwechselnde n- und p-Zonen. Abb. 10.1a zeigt die Zonenfolge beim npn-Transistor, Abb. 10.2a beim dazu komplementären pnp-Transistor mit den Anschlüssen Emitter E, Basis B und Kollektor C. Die beiden pn-Übergänge kann man ersatzweise nach Abb. 10.1b und 10.2b als gegeneinander geschaltete Dioden darstellen mit dem gemeinsamen Punkt B' im Inneren der Basiszone, der über den „Basisbahnwiderstand“ R_{BB} , (Größenordnung einige Ohm) zum Anschluss B Verbindung hat. Dieses Bild mit getrennten Dioden erklärt schematisch den Transistoraufbau, nicht aber seine Funktion.

Abb. 10.1a und 10.2a zeigen vereinfacht die Wirkungsweise für den normalen „aktiven“ Bereich: Durch eine kleine Spannung U_{BE} wird die innere Potentialschwelle der Emitterdiode herabgesetzt und Ladungsträger – Elektronen beim npn-Transistor, Löcher beim pnp-Transistor – werden vom Emitter her in den sehr schmalen Basisraum „injiziert“, die zum großen Teil vom Kollektor abgesaugt werden. Dazu muss dieser auf einem höheren bzw. tieferen Potential liegen. Die Kollektordiode ist dabei in Sperrrichtung gepolt. Die auf sie einströmenden Elektronen bzw. Löcher sind, von der Basis her gesehen, Minoritätsträger und bilden beim Durchgang durch die Kollektordiode im Grunde einen Sperrstrom, der durch die Spannung U_{BE} gesteuert wird. Die nicht abgesaugten Ladungsträger bilden den Basisstrom.

Voraussetzung für die Funktion des „Injektionstransistors“, wie der bipolare Transistor auch genannt wird, ist die enge Kopplung der Emitter- und der Kollektordiode über eine sehr schmale Basiszone ($< 50 \mu\text{m}$). Dadurch kann die Saugwirkung des Kollektors nahezu den gesamten Basisraum erfassen, sofern die Spannung U_{CE} ausreichend ist ($> 1 \text{ V}$).

Abb. 10.1b und 10.2b zeigen, durch Strömungslinien veranschaulicht, schematisch die Verteilung der Ströme im konventionellen Sinn, wobei diese Ströme durch ein hochgestelltes +-Zeichen gekennzeichnet sind. In der allgemeinen Bezeichnung lässt man dieses Zeichen weg und zählt die Ströme wie beim FET grundsätzlich positiv, wenn sie auf den Kristall zufließen (Abb. 10.1b und 10.2c). Spannungen werden nach den gleichen Regeln bezeichnet wie beim FET¹.

Die in Abb. 10.1a und 10.2a dargestellte Schaltung mit dem Emitter als gemeinsame Elektrode für den Eingangs- und Ausgangskreis bezeichnet man als „Emitterschaltung“. Sie ist vergleichbar mit der Sourceschaltung. Im Gegensatz dazu gibt es hier auch neben der Steuerspannung U_{BE} einen Steuerstrom I_B . Entsprechend erhält man zwei verschiedene Kennlinienscharen als Ausgangskennlinien mit U_{BE} bzw. I_B als Parameter (Abb. 10.3a, b). Typisch ist für beide Fälle die „Sättigungscharakteristik“ entsprechend dem fast konstanten Strom für $U_{CE} > 1 \text{ V}$. Genau betrachtet steigt aber auch in diesem Bereich der Kollektorstrom noch mit der Spannung U_{CE} an. Ursache dafür ist die steigende Saugwirkung des Kollektors aufgrund einer Ausdehnung der Basis-Kollektor-Sperrschicht in den Basisraum, der sog. Early-Effekt. Offenbar wirkt sich dieser bei Stromsteuerung ($I_B = \text{const.}$) etwas stärker aus als bei Spannungssteuerung ($U_{BE} = \text{const.}$).

Beide Kennlinienscharen werden verknüpft durch die Eingangskennlinien nach Abb. 10.3c. Die Letzteren folgen mit guter Näherung einem Exponentialgesetz und erscheinen daher in der halblogarithmischen Darstellung als Geraden². In der Auffächerung äußert sich eine gewisse Spannungsrückwirkung vom Ausgang auf den Eingang, die man aber meistens vernachlässigen kann.

Der Ausgangsstrom I_C ist über einen weiten Bereich dem Basisstrom I_B proportional und entsprechend steuerbar. Für den hier frei gewählten Arbeitspunkt A findet man folgende Größen:

- Kollektor-Basis-Gleichstromverhältnis (Gleichstromverstärkung)

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{0,7 \text{ mA}}{2,8 \mu\text{A}} \approx 250,$$

- Gleichstromeingangswiderstand (stark arbeitspunktabhängig)

$$R_{BE} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{0,6 \text{ V}}{2,8 \mu\text{A}} \approx 200 \text{ k}\Omega,$$

- Gleichstromausgangswiderstand (stark arbeitspunktabhängig)

$$R_{CE} = \frac{U_{CE}}{I_C} = \frac{2 \text{ V}}{0,7 \text{ mA}} \approx 3 \text{ k}\Omega.$$

Grundsätzlich ist es möglich, bei einem Transistor Emitter und Kollektor in ihrer Funktion zu vertauschen (Inversbetrieb). Aufgrund der meistens unsymmetrischen Struktur (Kollektor größer als Emitter) findet man dann allerdings andere elektrische Werte vor als im „Normalbetrieb“. Die inverse Stromverstärkung ist kleiner.

Das Wirkungsprinzip des Bipolartransistors wurde 1947 von Bardeen und Brattain entdeckt. Die industrielle Fertigung begann in den 50er-Jahren. Zu Herstellungsverfahren siehe Anhang A.5.

Literatur: [10-1, 10-2, 10-3]

DIN 41854,41785

¹ Vgl. dazu Abschn. 9.11.

² Vgl. Darstellung mit linearer Achsenteilung im nächsten Abschnitt.

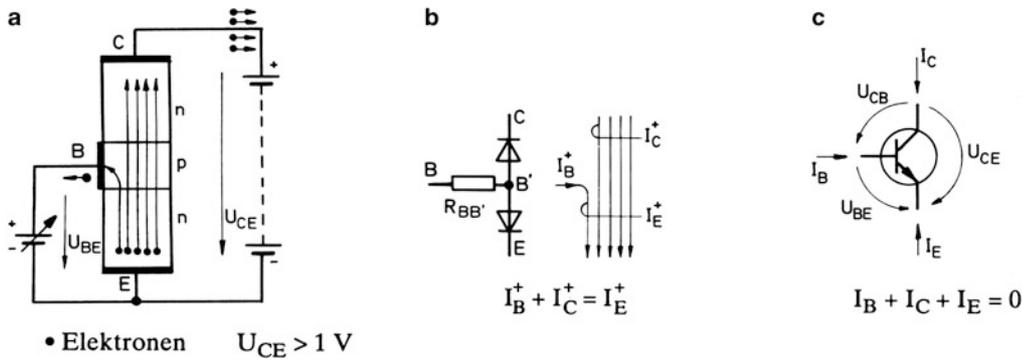


Abb. 10.1 Schematische Darstellung des npn-Transistors. **a** Wirkungsschema, **b** Aufbauschema und konventionelle Ströme, **c** Schaltzeichen und Zählpfeile

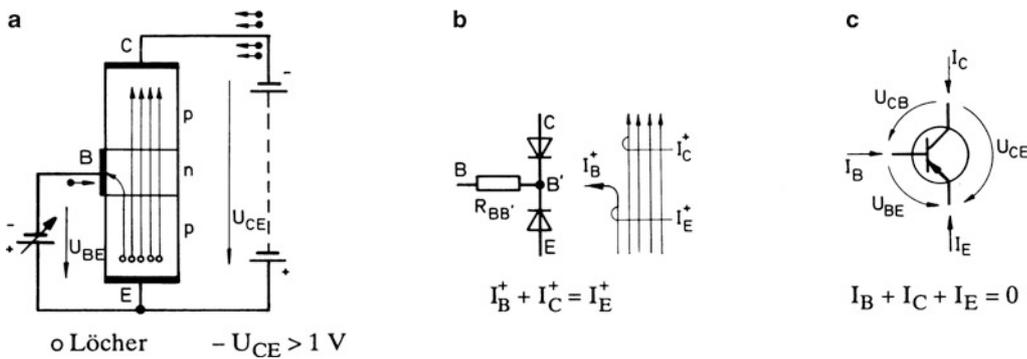


Abb. 10.2 Schematische Darstellung des pnp-Transistors. **a** Wirkungsschema, **b** Aufbauschema und konventionelle Ströme, **c** Schaltzeichen und Zählpfeile

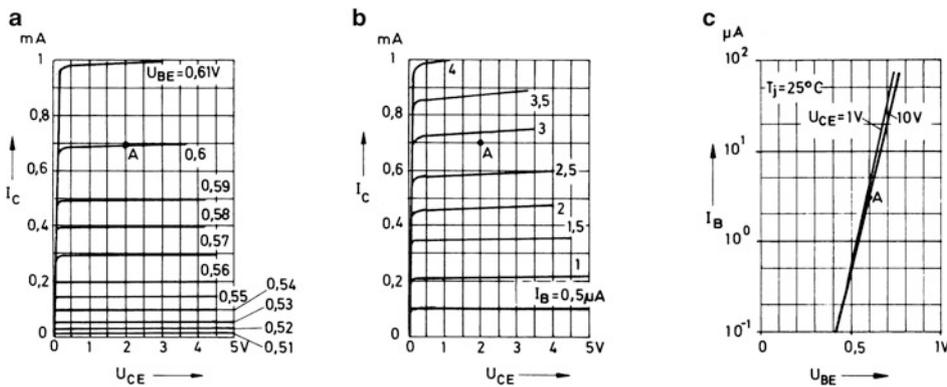


Abb. 10.3 Kennlinien des Silizium-npn-Transistors BC 107/108/109. Der zugehörige Komplementärtyp (pnp-Typ) ist der Transistor BC 177/178/179. Im preisgünstigeren Plastikgehäuse heißen die äquivalenten Typen BC237/238/239 (npn) und BC307/308/309 (pnp). Einzeldaten siehe im Bauteilekatalog (Anhang B10). Die dort nicht aufgeführten „Neunertypen“ BC109, BC179, BC239, ... sind besonders rauscharm und nur für empfindliche Eingangsverstärker von Interesse. **a** Ausgangskennlinien für Spannungssteuerung, **b** Ausgangskennlinien für Stromsteuerung, **c** Eingangskennlinien

10.2 Emitterschaltung als Großsignalverstärker

In Abb. 10.4a wird eine Emitterschaltung dargestellt, mit der durch eine variable Spannung U_q über einen relativ kleinen Basisstrom I_B ein vergleichsweise großer Kollektorstrom I_C für den Lastwiderstand R_C gesteuert wird. Die dazu nötige Steuerleistung P_1 ist zwar nicht Null wie bei einem FET, wegen der relativ kleinen Eingangsgrößen U_{BE} und I_B aber recht gering.

Man kann die Funktion der Schaltung veranschaulichen mit Hilfe der Ersatzschaltung nach Abb. 10.4b, in der die Diode D die Wirkung der Basis-Emitter-Diode in Bezug auf den Basisstrom darstellen soll. Erst wenn die Spannung U_{BE} größer wird als die Schleusenspannung U_S , beginnt ein nennenswerter Basisstrom zu fließen, wobei gleichzeitig ein um den Stromverstärkungsfaktor B vervielfachter Kollektorstrom I_C auftritt. Diese Wirkung wird formal durch eine Stromquelle auf der Kollektor-Emitter-Strecke dargestellt. Man kann mit einem derartigen Ersatzbild sogar rechnen, wenn man die Diode in gewohnter Weise durch eine Spannungsquelle mit der Spannung U_S in Reihe mit einem differentiellen Widerstand r_F ersetzt. Anstelle von r_F wählt man hier die Bezeichnung r_{BE} .

Die Schleusenspannung U_S beträgt etwa 0,5 V bei Si-Transistoren und 0,2 V bei Ge-Transistoren. Einen genaueren Wert ermittelt man in Verbindung mit dem differentiellen Widerstand r_{BE} aus der Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$. Diese Vorgehensweise entspricht der Bestimmung der Parameter U_S und r_F aus einer Diodenkennlinie [Ü1, Ü2].

Aus der Eingangskennlinie ergibt sich nach Abb. 10.5a der Basisstrom I_B durch den Schnittpunkt mit der Widerstandsgeraden WG . Für $U_q = 0, 0,5 \text{ V}, 1 \text{ V}$ und $1,5 \text{ V}$ sind zu einem festen Widerstand $R_B = 100 \text{ k}\Omega$ die entsprechenden Punkte 1, 2, 3 und 4 dargestellt. Trägt man die so gefundenen Werte für den Basisstrom über der zugehörigen Quellenspannung U_q auf, so erhält man die „gescherte Eingangskennlinie“ $I_B = f(U_q)$, die gegenüber der Kennlinie $I_B = f(U_{BE})$ eine geringere Krümmung aufweist. Die Linearität der gescherten Eingangskennlinie ist umso besser, je höher der Widerstand R_B ist. Bei sehr hohem Widerstand erhält man einen Betrieb mit eingepprägtem Basisstrom, sog. Stromsteuerung. Im Falle $R_B \rightarrow 0$ dagegen wird die Basis-Emitterspannung eingepprägt (Spannungssteuerung). Bei den meisten Anwendungen arbeitet man zwischen diesen Extremen.

Die Strom- und Spannungswerte für den Ausgangskreis werden analog in Abb. 10.5b ermittelt, und zwar für ei-

ne feste Spannung $U_B = 5 \text{ V}$ und einen Widerstand $R_C = 2 \text{ k}\Omega$. So ergeben sich zu den obigen Eingangswerten wieder die Punkte 1, 2, 3 und 4 auf der Widerstandsgeraden WG . Im Punkt 1 fließt praktisch kein Kollektorstrom bis auf einen meist vernachlässigbar kleinen Reststrom. Der Transistor ist gesperrt. Mit steigendem Basisstrom durchläuft der Transistor den aktiven Bereich mit der Stromverstärkung B . Der Kollektorstrom wächst und die Spannung U_{CE} sinkt. An der gestrichelten Grenze ist die Spannung U_{CE} bereits so klein, dass die Spannung $U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$ zu Null wird. Eine weitere Erhöhung des Basisstromes führt in den schraffierten „Übersteuerungs- oder Sättigungsbereich“, wo der Kollektorstrom mit wachsendem Basisstrom nur noch geringfügig ansteigt. Der Transistor ist „übersteuert“. Der scheinbar mögliche Höchstwert U_B/R_C für den Kollektorstrom wird trotz beliebiger Erhöhung des Basisstromes nicht erreicht, da zwischen Kollektor und Emitter noch eine Restspannung verbleibt.

In Abweichung vom FET wird offenbar der zum Nullpunkt hin steil abfallende Kennlinienteil als Sättigungsgebiet bezeichnet. In diesem Bereich ist wegen $U_{CB} < 0$ neben der Emitterdiode auch die Kollektordiode leitend, so dass der Kollektor ebenso wie der Emitter Minoritätsträger in die Basiszone injiziert und diese damit sättigt. Alle Kenngrößen zu diesem Bereich erhalten den Index „sat“.

Der flach verlaufende Kennlinienteil gehört zum aktiven Bereich. Wegen $U_{CB} > 0$ ist die Kollektordiode im Sperrzustand. Aufgrund des Early-Effektes ist auch hier noch ein gewisser Kennlinienanstieg vorhanden, in Abb. 10.5b gestrichelt angedeutet. Man kann diesen wie beim FET durch die Einführung einer „Early-Spannung“ U_y mathematisch erfassen (vgl. Abschn. 9.3).

Abb. 10.6 zeigt schließlich die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_{CE} von der Eingangsspannung U_{BE} bzw. U_q , wie sie aus Abb. 10.5 zu entnehmen ist. Im Sperrzustand ist $U_{CE} = U_B$. Mit zunehmender Aufsteuerung sinkt U_{CE} wie bereits beschrieben bis auf die Restspannung U_{CEsat} ab. Ein Spannungsanstieg am Eingang wird also beantwortet durch eine Spannungsabsenkung am Ausgang.

Abschließend zeigt Abb. 10.7 noch als Sonderfall die Ansteuerung über einen Spannungsteiler mit einem festen und einem variablen Widerstand, beispielsweise als Fotowiderstand. Man kann diese Schaltung auf die Grundschaltung nach Abb. 10.4 zurückführen, wenn man den Basis-Spannungsteiler durch eine Ersatz-Spannungsquelle darstellt mit den Ersatzgrößen U_q und R_i . Von dieser Vereinfachung wird bei der Schaltungsberechnung oft Gebrauch gemacht.

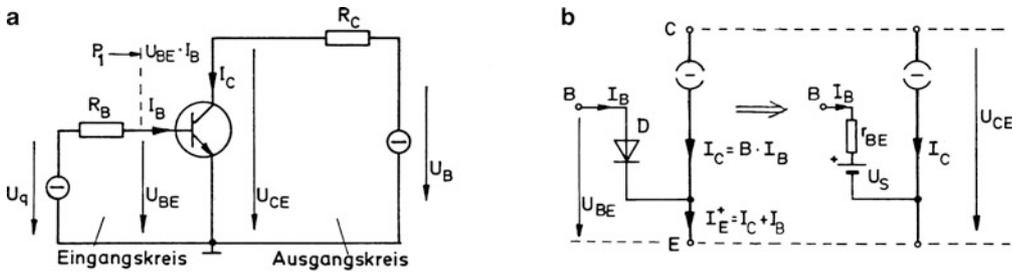


Abb. 10.4 Einfache Transistorsteuerung. **a** Schaltbild einer Emitterschaltung, **b** Elementares Transistorersatzbild. Für einen pnp-Transistor ist die Diode umzukehren. Die Ströme fließen umgekehrt

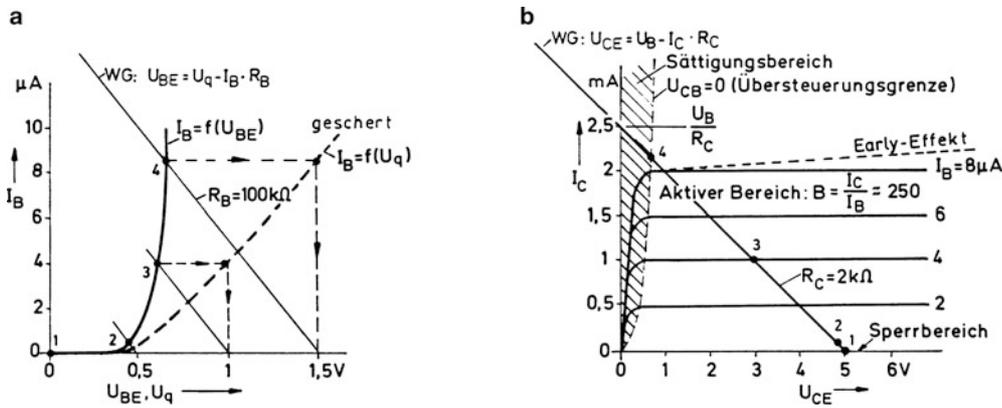


Abb. 10.5 Kennlinienfelder mit Widerstandsgeraden. **a** Eingangskennlinien, **b** Ausgangskennlinien

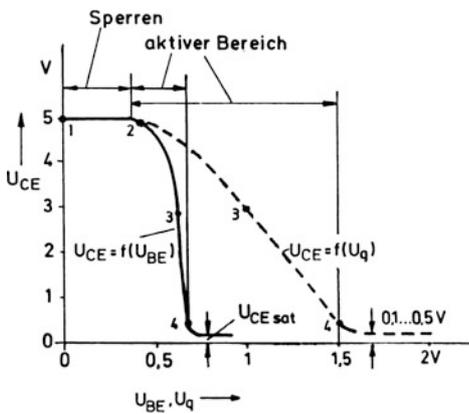


Abb. 10.6 Spannungs-Übertragungskennlinien

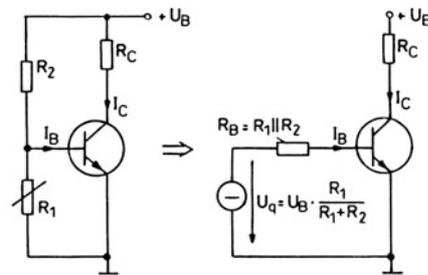


Abb. 10.7 Steuerung mit Spannungsteiler

10.3 Temperaturabhängigkeit und innere Stromverteilung

Alle Kennwerte und Kennlinien des Transistors sind temperaturabhängig. Außerdem unterliegen sie teilweise erheblichen Exemplarstreuungen. Abb. 10.8a zeigt dies deutlich für die Spannungs-Steuerkennlinie $I_C = f(U_{BE})$, auch Übertragungskennlinie genannt. Es handelt sich dabei praktisch um die entsprechend der Stromverstärkung B nach höheren Strömen hin verschobene Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$. Wie bei dieser ergibt sich zumindest im unteren Strombereich ($I_C < 2 \text{ mA}$) in der halblogarithmischen Darstellung ein etwa linearer Anstieg über der Spannung U_{BE} . Auffallend ist dabei die Temperaturabhängigkeit. Mit steigender Temperatur wird die für einen bestimmten Strom benötigte Spannung U_{BE} an der leitenden Emitterdiode kleiner. Offenbar nimmt die erforderliche Spannung U_{BE} um etwa $2 \dots 3 \text{ mV/K}$ wie die Flussspannung bei einer normalen Diode ab. Man bezeichnet diese Erscheinung auch als „Temperaturdurchgriff“.

Abb. 10.8b zeigt die Abhängigkeit der Stromverstärkung B vom Kollektorstrom und ihr Anwachsen um etwa 1 %/K mit steigender Temperatur. Der breite Streubereich verbietet es normalerweise, mit einem eingepprägten Basisstrom zu arbeiten, weil man dann stark streuende Kollektorströme für verschiedene Transistorexemplare erhält.

Wichtig für die Schaltungsdimensionierung ist auch die Beachtung des bisher nicht betrachteten Sperrstromes der Kollektordiode. Er ist als „Reststrom“ I_{CBO} nach Abb. 10.9a bei offenem Emitter zu messen und weist eine Temperaturabhängigkeit nach Abb. 10.8c auf mit einer fortlaufenden Verdopplung bei einer Temperaturerhöhung um etwa jeweils 10 K . Im Sonderfall des „Fototransistors“ mit einer lichtempfindlichen Kollektordiode ist der Strom I_{CBO} zusätzlich beleuchtungsabhängig.

Abb. 10.9b zeigt schematisch die Aufteilung des Reststromes I_{CBO} und die einsetzende Stromverstärkung, wenn die Basis-Emitterstrecke außen durch einen Widerstand R_B überbrückt wird. Von dem Strom I_{CBO} fließt jetzt nur der Anteil $k \cdot I_{CBO}$ über den Basisanschluss. Der andere Teil $(1 - k) \cdot I_{CBO}$ fließt über die Basiszone zum Emitter und wirkt damit im gleichen Sinne steuernd wie ein von außen zugeführter Basisstrom. Es tritt also, auf diesen Teilstrom bezogen, eine Stromverstärkung mit dem Faktor B auf, der im Folgenden den Index N (Normalbetrieb) erhalten soll. Im Grenzfall $R_B = 0$ ($U_{BE} = 0$) ist der Teilstrom $(1 - k) \cdot I_{CBO}$ relativ gering und der dann fließende Reststrom $I_{CER} = „I_{CES}“$ nur

wenig größer als der Reststrom I_{CBO} ³. Im Grenzfall $R_B \rightarrow \infty$ ($I_B = 0$) dagegen wird der Faktor $k = 0$, so dass man für den dann fließenden Reststrom „ I_{CEO} “ die Beziehung erhält: $I_{CEO} = I_{CBO} + B_N \cdot I_{CBO} = (1 + B_N) \cdot I_{CBO}$.

Mit einer Erhöhung des Widerstandes R_B wächst also der Reststrom I_{CER} von seinem Kleinstwert I_{CES} bis zu seinem Größtwert I_{CEO} , womit eine stetige Potentialanhebung der Basis gegenüber dem Emitter einhergeht. Damit sinkt gleichzeitig die Spannungsfestigkeit über der Kollektor-Emitter-Strecke. Für die entsprechenden Spannungsgrenzwerte gilt stets $U_{CEO} < U_{CES} \approx U_{CBO}$ ⁴.

Führt man nach Abb. 10.9c eine Steuerquelle mit einer von Null ansteigenden Spannung U_q ein, so geht zunächst der nach außen abfließende Basisstrom zurück, und die Spannung U_{BE} steigt. Bei $U_{BE} \approx 0,3 \text{ V (Si)}$ bzw. $0,1 \text{ V (Ge)}$ wird $I_B = 0$ wie bei offenem Basisanschluss. Bei einer weiteren Erhöhung der Steuerspannung U_q steigt der Strom I_B in umgekehrter Richtung wieder an und addiert sich zu dem Strom I_{CBO} zu einem „inneren Steuerstrom“ $I_B + I_{CBO}$ ⁵.

Die Modellvorstellung für den aktiven Bereich nach Abb. 10.9c führt in Anlehnung an Abschn. 10.2 zu einem Ersatzbild nach Abb. 10.10a mit einer zusätzlichen Stromquelle für I_{CBO} sowie dem Basis-Bahnwiderstand $R_{BB'}$. Es bildet sich der Kollektorstrom nach Gl. (1). Daraus folgt Gl. (2) als Definition für das „inhärente Kollektor-Basis-Gleichstromverhältnis“. Sinngemäß kann man die bisher benutzte Gleichstromverstärkung B als Verhältnis der Klemmenströme I_C und I_B als „äußeres“ Kollektor-Basis-Gleichstromverhältnis bezeichnen. Im normalen Betrieb mit $I_B \gg I_{CBO}$ sind B und B_N praktisch gleich.

Führt man wie angegeben den Emitterstrom ein, so folgt mit Gl. (1) die Gl. (3) und anschließend Gl. (4) als Definition für das „inhärente Kollektor-Emitter-Gleichstromverhältnis“. Analog zu oben bezeichnet man das Verhältnis der Klemmenströme I_C und I_E einfach mit A .

Für den pnp-Transistor sind alle Stromrichtungen und das Diodensymbol umzukehren. Die Gln. (1) bis (4) gelten dann unverändert.

³ Zur Bezeichnung der Ströme und Spannungen mit verschiedenen Indizes vgl. Abschn. 9.11.

⁴ Siehe entsprechende Auffächerung der Durchbruchkennlinien im Abschn. 18.2.

⁵ In den Eingangskennlinien der vorigen Abschnitte wurde der kleine rückwärts fließende Basisstrom bei kleinen Spannungen U_{BE} vernachlässigt. Er beträgt bei modernen Si-Transistoren oft weniger als 1 nA (vgl. Abb. 10.8c).

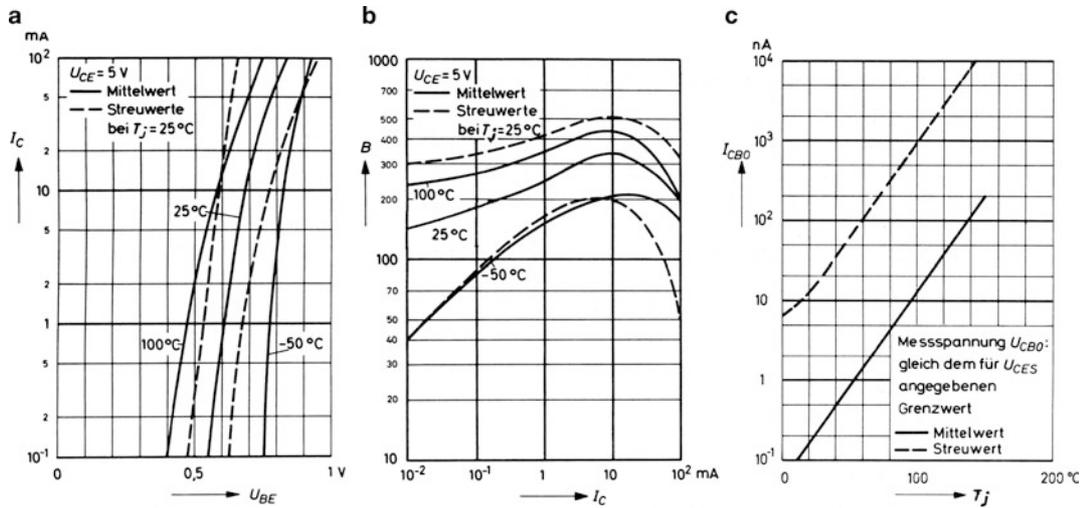


Abb. 10.8 Temperaturabhängigkeiten und Exemplarstreuungen beim BC 107. **a** Übertragungskennlinien, **b** Stromverstärkung, **c** Reststrom

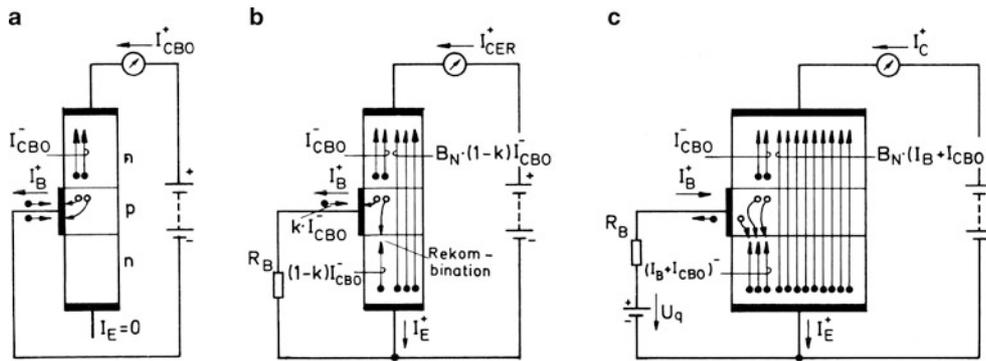


Abb. 10.9 Stromverteilungsschemas für den npn-Transistor. I^+ entspricht Bewegung positiver Ladungen (konventionelle Stromrichtung), I^- entspricht Bewegung negativer Ladungen. **a** Emittor offen, **b** Emittor nicht offen, **c** Transistor mit Steuerquelle

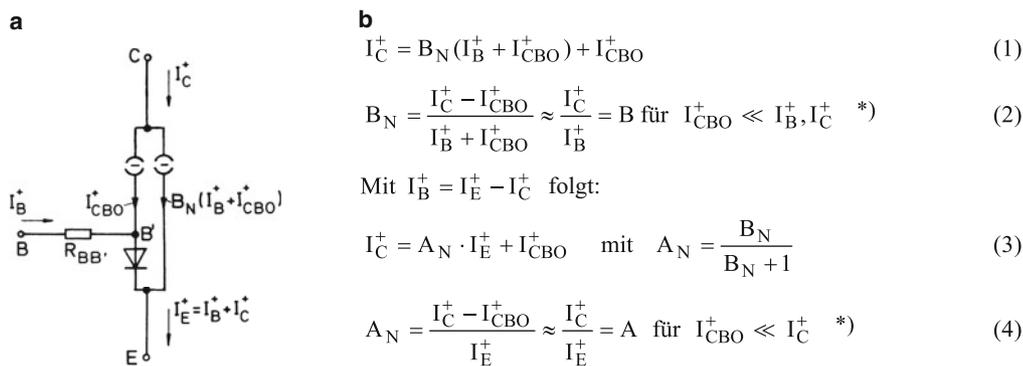


Abb. 10.10 Transistorersatzbild und Stromgleichungen. **a** Ersatzbild, **b** Gleichungen. *) Unterscheidung von B und B_N bzw. A und A_N nach DIN 41785

10.4 Schaltbetrieb des Bipolar-Transistors

Der Schaltbetrieb ist dadurch gekennzeichnet, dass der Transistor sprunghaft vom Leitzustand in den Sperrzustand gesteuert wird und umgekehrt. Es handelt sich also um einen speziellen Großsignalbetrieb. Häufig erfolgt dazu die Ansteuerung über einen Spannungsteiler entsprechend Abb. 10.11a mit den Widerständen R_1 und R_2 . Die Eingangsspannung u_1 springt dabei von einem Kleinstwert \underline{U}_1 auf einen Höchstwert \overline{U}_1 . Stellt man den Teiler durch eine Ersatzspannungsquelle dar, so folgt für die Ansteuerschaltung die einfache Abb. 10.11b mit den Ersatzgrößen u_q und R_B . Zu \underline{U}_1 folgt \underline{U}_q , und zu \overline{U}_1 folgt \overline{U}_q .

In der Regel wird der Transistor bis in die Sättigung hinein aufgesteuert, damit die verbleibende Restspannung U_{CEsat} über der Kollektor-Emitter-Strecke möglichst gering wird. Dazu muss gemäß Abb. 10.11c der Basisstrom größer werden als der für das Überschreiten der Übersteuerungsgrenze ($U_{CB} = 0$) notwendige Mindeststrom $I_{B\ddot{U}}$. Die Basis-Emitter-Spannung steigt dabei bis zu einem Wert $U_{BEsat} \approx 1$ V. Damit gilt Gl. (1) in Abb. 10.11d, mit der auch der Übersteuerungsfaktor \ddot{U} definiert wird. Dieser gibt an, wieviel mal der tatsächlich fließende Basisstrom I_B größer ist als der Mindeststrom $I_{B\ddot{U}}$. Der zugehörige Kollektorstrom wird gegeben durch Gl. (2).

Zum Umschalten in den Sperrzustand muss die Spannung u_1 auf einen möglichst kleinen Wert \underline{U}_1 zurückspringen, damit die Spannung U_{BE} soweit wie möglich abgesenkt wird, mindestens bis auf 0,2 V. Nur dann ist gewährleistet, dass der Sperrstrom der Kollektor-Basis-Diode – messbar als Reststrom I_{CBO} – überwiegend über die Basis nach außen abfließen kann⁶. Dazu gelten die Gln. (3) und (4). Bei ungenügender Ableitung des Sperrstromes – im Extremfall bei offener Basis ($I_B = 0$) – bleibt der Transistor aktiv und ist nicht im eigentlichen Sinne gesperrt.

Die dynamischen Vorgänge werden in Abb. 10.12 dargestellt. Mit einem positiven Sprung der Quellenspannung setzt praktisch unverzögert der volle Basisstrom ein. Der Kollektorstrom dagegen steigt noch nicht, da zunächst die verarmte Basis-Emitter-Sperrschicht mit Ladungsträgern wieder anzureichern ist (Zeit t_d). Erst mit dem Aufbau einer genügenden Ladungsdichte in der Basis steigt der Strom i_C an

(Zeit t_r). Bei Absenkung der Spannung u_q muss die Basiszone wieder entladen werden, was durch einen negativen „Ausräumstrom“ geschieht, analog dem Ausräumstrom beim schnellen Umschalten einer Diode. Solange noch eine ausreichende Basisladung vorhanden ist, fließt der Strom i_C weiter (Zeit t_s). Erst danach klingt er ab (Zeit t_f).

Die üblichen Schaltzeiten sind unbedeutend bei Schaltvorgängen mit niedriger Schaltfrequenz. Sie treten jedoch störend in Erscheinung bei hohen Schaltfrequenzen mit entsprechend kurzen Impulszeiten. Nachteilig ist dann vor allem eine starke Übersteuerung des Transistors, verbunden mit einer hohen Basisladung und einer daraus resultierenden langen Speicherzeit t_s . Durch geeignete Dimensionierung der Ansteuerschaltung ist also der Übersteuerungsfaktor auf einem möglichst niedrigen Wert > 1 zu halten.

Vermeiden lässt sich die Übersteuerung mit der Schaltung nach Abb. 10.13a. Sobald bei der Durchsteuerung des Transistors die Übersteuerungsgrenze erreicht bzw. überschritten wird, wird die Spannung $U_{CB} \leq 0$, und die Diode D_2 wird leitend. Der Kollektor „saugt“ dann über diese Diode den überschüssigen Basisstrom ab. Damit dies früh genug geschehen kann, hebt die bereits vorher leitende Diode D_1 als „Hubdiode“ das Anodenpotential von D_2 an.

Eine Verkürzung der Schaltzeiten bzw. Versteilerung der Flanken ist möglich durch die in Abb. 10.13b angegebene Schaltungsmaßnahme mit Beschleunigungskondensator C_B (Speed-up-Kondensator). Bei sprunghafter Änderung der Eingangsspannung kann durch die Wirkung des Kondensators als dynamischer Kurzschluss über dem Widerstand R_2 während der Schaltflanken ein erhöhter Strom zur Basis hin- bzw. von der Basis abfließen. Das Anreichern und Wegräumen der Basisladung wird also beschleunigt. Den optimalen Wert ermittelt man zweckmäßig mit dem Oszilloskop durch Beobachten der Schaltflanken.

Abb. 10.13c zeigt eine Schaltung mit negativer Hilfsquelle, wodurch in jedem Fall eine ausreichend niedrige Spannung U_{BE} zum Sperren erreicht werden kann. Die Basis-Emitterdiode kann so in Sperrrichtung gepolt werden, was den Sperrvorgang begünstigt. Bei den früheren Germaniumtransistoren war dies wegen des hohen Sperrstromes sogar unerlässlich. Vorsicht ist stets geboten in Bezug auf die zulässige Sperrspannung U_{EB} . Diese beträgt bei den meisten Si-Transistoren nur 5 ... 6 V (siehe Anhang B.10).

⁶ Nach Abschn. 10.3 wird streng genommen $I_B = -k \cdot I_{CBO}$ mit $k < 1$. Man rechnet aber in der Praxis mit $k = 1$ (worst case), setzt also $I_B \approx -I_{CBO}$.

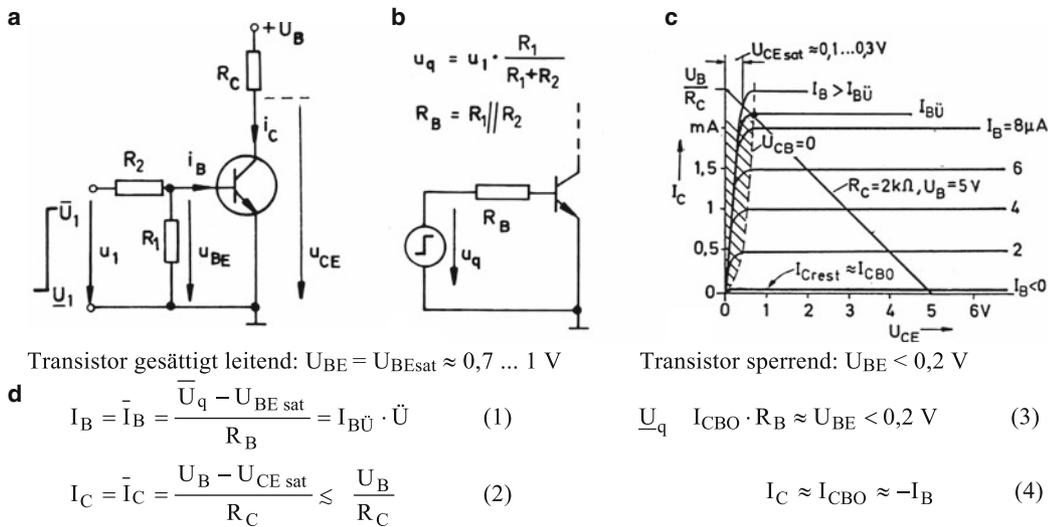


Abb. 10.11 Schalttransistor mit Lastwiderstand (typische Werte für Si-Transistor). **a** Schaltung mit Basis-Spannungsteiler, **b** Ersatzbild, **c** Kennlinien, **d** Gleichungen

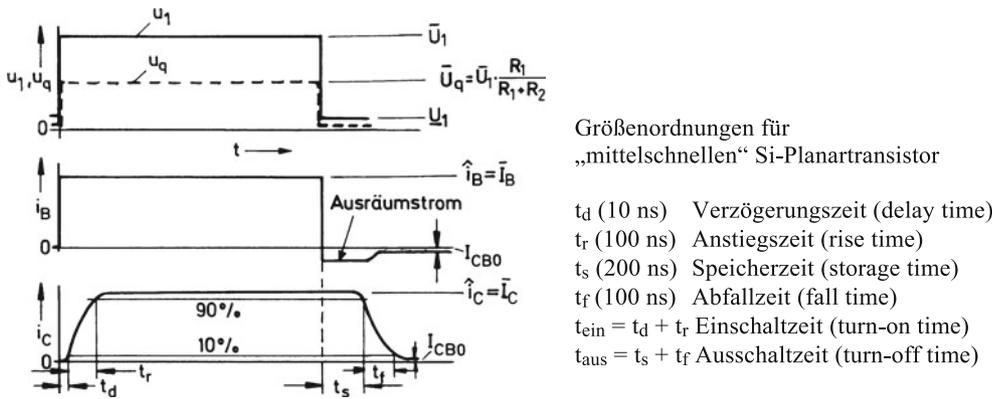


Abb. 10.12 Zeitlicher Ablauf des Ein- und Ausschaltens

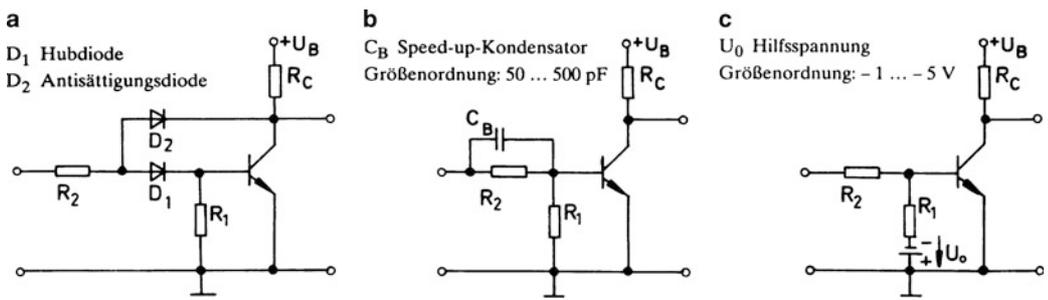


Abb. 10.13 Verbesserte Ansteuerschaltungen. **a** Antisättigungsschaltung, **b** mit Beschleunigungskondensator, **c** mit negativer Hilfsspannung

10.5 Gleichstrombetrieb im aktiven Bereich

Für eine lineare Kleinsignalübertragung muss ein Kollektorruhestrom eingestellt werden, damit eine Aussteuerung nach größeren und kleineren Strömen hin verzerrungsfrei möglich ist. Der Kollektorruhestrom I_C und die zugehörige Spannung U_{CE} ergeben dann einen Arbeitspunkt im mittleren Bereich des I_C - U_{CE} -Feldes. Die Stromeinstellung kann entsprechend Abb. 10.14a durch einen Widerstand R_B zwischen der Basis und dem Pluspol der Betriebsspannungsquelle erfolgen. Mit einem Ansatz für die Spannung U_{BE} (z. B. 0,6 V) sowie für die Stromverstärkung B (Mittelwert) lässt sich der Kollektorstrom nach Gl. (1) näherungsweise berechnen. Unter besonderer Berücksichtigung des Kollektorreststromes I_{CBO} folgt mit der „inhärenten Stromverstärkung“ B_N die Gl. (2). Da beim Einsatz moderner Si-Transistoren in der Regel $I_{CBO} \ll I_B, I_C$ ist, genügt normalerweise die Gl. (1).

Im Abb. 10.15a wird so der Kollektorstrom berechnet. Mit einem Kollektorwiderstand $R_C = 3,5 \text{ k}\Omega$ folgt dazu der in Abb. 10.15b eingetragene Arbeitspunkt A_1 und für den Sonderfall $R_C = 0$ der Arbeitspunkt A_2 . Mit der jeweiligen Spannung U_{CE} ergibt sich die Verlustleistung $P_{CE} = U_{CE} \cdot I_C$. Zum Arbeitspunkt A_1 erhält man so $P_{CE1} \approx 1,4 \text{ mW}$, dargestellt durch das schraffierte Rechteck. Zum Arbeitspunkt A_2 ergibt sich $P_{CE2} \approx 3,2 \text{ mW}$ und ein entsprechendes größeres Rechteck, das die gleiche Höhe wie das vorherige, aber eine breitere Basis besitzt. Auf seine Darstellung wird hier verzichtet.

Die Verlustleistung im Transistor führt zwangsläufig zu einer Erwärmung gegenüber seiner Umgebung mit der Folge, dass die Spannung U_{BE} absinkt, und dass die Stromverstärkung und der Kollektorreststrom ansteigen⁷. Das führt zu einer Erhöhung des Kollektorstromes, die Arbeitspunkte A_1 und A_2 verschieben sich auf der jeweiligen Widerstandsgeraden nach oben. Im ersten Fall bedeutet dies eine Verringerung der Verlustleistung, im zweiten Fall jedoch eine Erhöhung. Grundsätzlich kann eine derartige Erhöhung der Verlustleistung mit der Folge einer weiteren Temperatursteigerung zu einem „thermischen Weglauf“ des Arbeitspunktes und zur Selbstzerstörung des Transistors führen⁸.

Warum es normalerweise nicht zu diesem fatalen Weglauf kommt, erklärt sich aus Abb. 10.15c. Darin ist qualitativ der Verlauf der Verlustleistung P_{CE} über der Sperrschichttempe-

ratur T_j für beide Fälle aufgezeichnet. Die steil aufsteigende Gerade stellt die abführbare Verlustleistung P_{ab} dar unter der Annahme eines thermischen Widerstandes $R_{thU} = 500 \text{ K/W}$ und einer Umgebungstemperatur $T_U = 30^\circ\text{C}$. Offenbar stellt sich mit den Schnittpunkten P_1 und P_2 ein thermisches Gleichgewicht ein bei einer Sperrschichttemperatur, die in Anbetracht der hier geringen Verlustleistung nur geringfügig oberhalb der Umgebungstemperatur liegt. Bei hohen Umgebungstemperaturen dagegen (gestrichelte Gerade) kann im zweiten Fall – besonders durch den exponentiell ansteigenden Kollektorreststrom – die Verlustleistung so stark ansteigen, dass ein Schnittpunkt (thermische Stabilität) nicht mehr möglich ist und die beschriebene Selbstzerstörung abläuft.

Gefährdet sind in dieser Hinsicht vor allem Leistungs-transistoren ohne nennenswerten Gleichstromwiderstand im Kollektorkreis, z. B. bei Trafolast. Zur Stabilisierung kann in solchen Fällen eine Widerstands-Heißeiter-Kombination parallel zur Basis-Emitter-Strecke eingesetzt werden, die bei steigender Temperatur die Basis-Emitter-Spannung absenkt und dadurch einer weiteren Stromerhöhung im Transistor entgegenwirkt.

Um die unvermeidliche Arbeitspunktdrift möglichst gering zu halten, wendet man als Stabilisierungsmaßnahme häufig Gegenkopplungen an. Abb. 10.16 zeigt die grundsätzlichen Arten der Parallel- und Reihengegenkopplung. Die Erstere wird wirksam durch den Widerstand R_B parallel zur Basis-Kollektor-Strecke, die Zweite durch den Widerstand R_E in Reihe zur Basis-Emitter-Strecke. Eine beispielsweise temperaturbedingte Erhöhung des Kollektorstromes führt bei der Parallelgegenkopplung zu einer Absenkung der Spannung U_{CE} und damit des Basisstromes, was im Sinne einer Gegensteuerung wirkt. Bei der Reihengegenkopplung wird in diesem Fall das Emitterpotential angehoben und damit die Basis-Emitter-Spannung verringert, was ebenfalls im Gegensinne wirkt. Beide Grundschaltungen werden häufig in Verstärkerschaltungen verwendet.

Ohne Berücksichtigung des Kollektorreststromes I_{CBO} ergeben sich zu den Schaltungen die in Abb. 10.16 angegebenen Gleichungen, mit denen sich der Einfluss von Änderungen der Spannung U_{BE} und der Stromverstärkung B auf den Kollektorstrom I_C berechnen lässt, unabhängig von der Ursache für derartige Änderungen (Temperatur, Exemplarstreuung, Alterung). Zum Abb. 10.16a kann man die Gleichungen unmittelbar aus dem Schaltbild heraus entwickeln. Zum Abb. 10.16b dagegen empfiehlt sich wieder die Darstellung des Basis-Spannungsteilers durch eine Ersatzspannungsquelle.

⁷ Zur Temperaturabhängigkeit der Parameter U_{BE} , B und I_{CBO} siehe Abschn. 10.3.

⁸ Zum Arbeitspunkt A_1 stellt sich ein Maximum der Verlustleistung ein, wenn $U_{CE} = U_B/2$ ist (vgl. Abschn. 1.6).

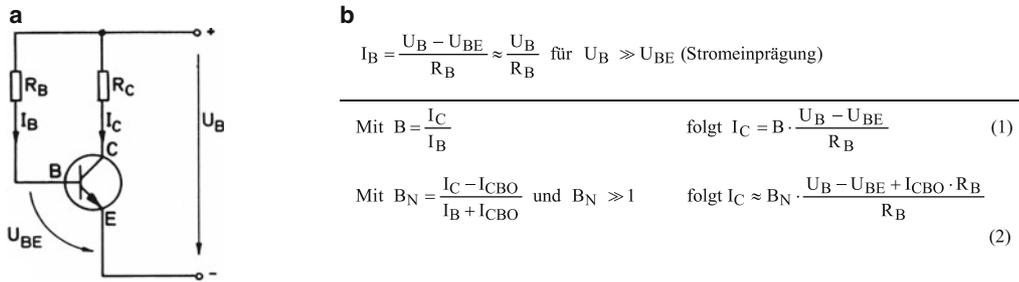


Abb. 10.14 Gleichstromverhältnisse in einer einfachen Transistorschaltung. **a** Schaltbild, **b** Gleichungen. Zur inhärenten Stromverstärkung B_N (inhärentes Kollektor-Basis-Gleichstromverhältnis) siehe Abschn. 10.3

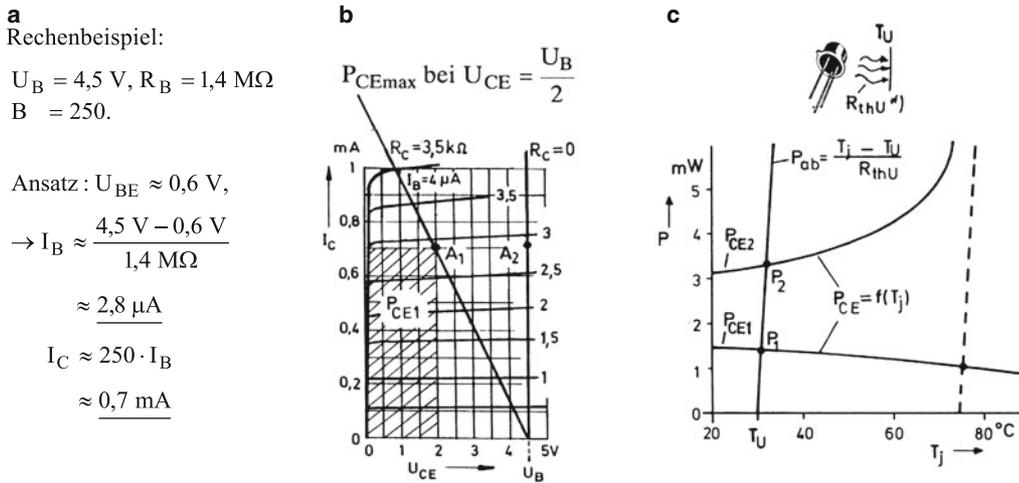


Abb. 10.15 Stabilitätsbetrachtung. **a** Stromberechnung, **b** I_C - U_{CE} -Feld mit Widerstandsgeraden, **c** Leistungsdiagramm. *) R_{thU} (R_{thJU}) ist der thermische Widerstand zwischen Kristall (Sperrschicht) und Umgebung (vgl. Abschn. 18.1). Die mit dem relativ kleinen Basisstrom I_B zugeführte Verlustleistung $U_{BE} \cdot I_B$ wird vernachlässigt

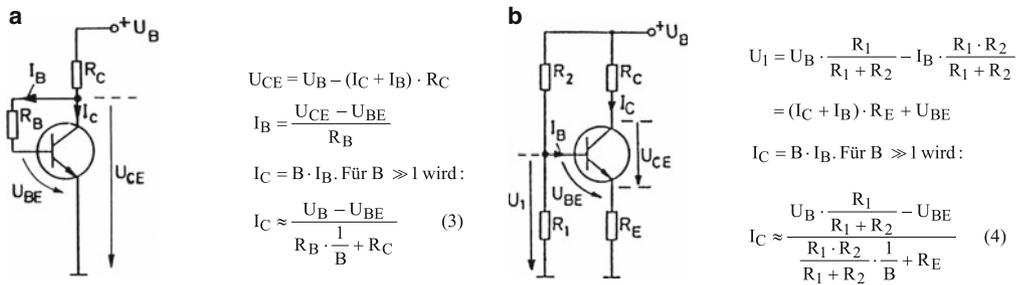


Abb. 10.16 Schaltungen mit Arbeitspunktstabilisierung. **a** Parallelgegenkopplung, **b** Reihengegenkopplung

10.6 Emitterschaltung als Kleinsignalverstärker

Die Schaltung nach Abb. 10.17 verwendet eine Arbeitspunkteinstellung ohne Gegenkopplung. Vorgegeben werden die Werte:

$$U_{CE} = 2 \text{ V}, \quad I_C = 0,7 \text{ mA}, \\ U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}, \quad I_B \approx 2,8 \mu\text{A}$$

(siehe Abschn. 10.5).

Dazu gehören mit $U_B = 4,5 \text{ V}$ die Widerstandswerte:

$$R_C = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} = \frac{4,5 \text{ V} - 2 \text{ V}}{0,7 \text{ mA}} \approx 3,5 \text{ k}\Omega \text{ und} \\ R_B = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = \frac{4,5 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{2,8 \mu\text{A}} \approx 1,4 \text{ M}\Omega.$$

Bei einer Kleinsignalansteuerung am Eingang überlagern sich den statischen Strömen und Spannungen die entsprechenden Wechselgrößen $i_{B\sim}$, $u_{BE\sim}$, $i_{C\sim}$ und $u_{CE\sim}$. Die Zusammenhänge beschreibt das Ersatzbild nach Abb. 10.18, in dem die Widerstände R_B und R_C wegen des Wechselstromkurzschlusses durch die Betriebsspannungsquelle mit Masse verbunden sind. In der inneren Transistorersatzschaltung (gestrichelt) erscheint eingangsseitig der differentielle Widerstand r_{BE} , der den Basiswechselstrom $i_{B\sim}$ bestimmt. Multipliziert mit der differentiellen Stromverstärkung β , erscheint dieser am Ausgang. Für den entsprechenden Ausgangs-Quellenstrom gilt also $\beta \cdot i_{B\sim}$. Durch Einführung der Steilheit s lässt sich dieser wie beim FET auf die Eingangsspannung beziehen. Man erhält: $\beta \cdot i_{B\sim} = s \cdot u_{BE\sim} = s \cdot u_{i\sim}$. Der abschließende differentielle Widerstand r_{CE} berücksichtigt den Early-Effekt.

Das so gefundene Ersatzbild gilt näherungsweise für mittlere Frequenzen. Es vernachlässigt die Spannungsrückwirkung vom Ausgang zum Eingang und verwendet die sog. Kurzschlussparameter r_{BE} , s und β zum Arbeitspunkt nach folgender Definition:

1. (Kurzschluss-)Eingangswiderstand

$$r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_{U_{CE}} = \text{const.} \approx \frac{20 \text{ mV}}{2 \mu\text{A}} = 10 \text{ k}\Omega$$

2. (Kurzschluss-)Steilheit

$$s = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE}} = \text{const.} \approx \frac{0,5 \text{ mA}}{20 \text{ mV}} = 25 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

3. (Kurzschluss-)Stromverstärkung

$$\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{U_{CE}} = \text{const.} \approx \frac{250 \mu\text{A}}{1 \mu\text{A}} = 250$$

Wichtige Verknüpfung von 1.–3.:

$$s \cdot r_{BE} = \beta \approx B$$

Mit der Bedingung $U_{CE} = \text{const.}$ sind diese Parameter definiert für einen Wechselstromkurzschluss am Ausgang. Man gewinnt sie näherungsweise als Differenzenquotienten am jeweiligen Arbeitspunkt aus den Kennlinienfeldern nach Abb. 10.19 und 10.20. Den noch fehlenden differentiellen Widerstand r_{CE} erhält man aus den Ausgangskennlinien mit der „Early-Formel“:

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \approx \frac{U_y + U_{CE}}{I_C} \approx \frac{100 \text{ V} + 2 \text{ V}}{0,7 \text{ mA}} \approx 150 \text{ k}\Omega.$$

Die hier verwendete Hilfsgröße U_y ist die Early-Spannung (100... 200 V) entsprechend Abschn. 9.3. Das damit vollständig bestimmte Ersatzbild erlaubt die Berechnung der Betriebsspannungsverstärkung V_u und der Betriebsstromverstärkung V_i , wie sie in Abb. 10.18 bereits angeschrieben sind:

$$V_u \approx -s \cdot R_C = -25 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 3,5 \text{ k}\Omega \approx -87,$$

$$V_i \approx \beta \approx 250,$$

da $R_C \ll r_{CE}$ ⁹.

Daraus folgt für die Leistungsverstärkung $V_p = |V_u| \cdot V_i \approx 22.000!$

Diese Näherungsrechnung ist auch möglich ohne genaue Kenntnis des Kennlinienverlaufs. Im normalaktiven Bereich des Transistors mit $U_{BE} > 100 \text{ mV}$ gilt nämlich näherungsweise bei allen bipolaren Transistoren die vereinfachte Shockley-Beziehung für den Basisstrom, wie sie in Abb. 10.19 angeschrieben ist. Damit erhält man nach Abb. 10.21 den differentiellen Eingangswiderstand r_{BE} bei Kenntnis des Basisstromes I_B und die Steilheit s bei Kenntnis des Kollektorstromes I_C . Wie das ausgeführte Rechenbeispiel zum Arbeitspunkt A zeigt, stimmen die so gewonnenen Ergebnisse recht gut mit den vorher ermittelten Werten überein. Bemerkenswert ist die Tatsache, dass die Steilheit und damit die Spannungsverstärkung proportional mit dem Kollektorstrom anwachsen, beim FET dagegen nur proportional mit $\sqrt{I_D}$. Daher sind mit bipolaren Transistoren größere Spannungsverstärkungen erzielbar.

⁹ Die Spannungsverstärkung V_u erscheint negativ, d. h. es existiert Gegenphasigkeit zwischen der Ausgangs- und Eingangsspannung. Für $R_C \rightarrow \infty$ wird die Spannungsverstärkung maximal und dann als „Leerlaufverstärkung“ $\mu = s \cdot r_{CE}$ bezeichnet (vgl. Abschn. 9.4). Die Stromverstärkung V_i ist im normalen Betrieb etwa gleich der Kurzschlussstromverstärkung β .

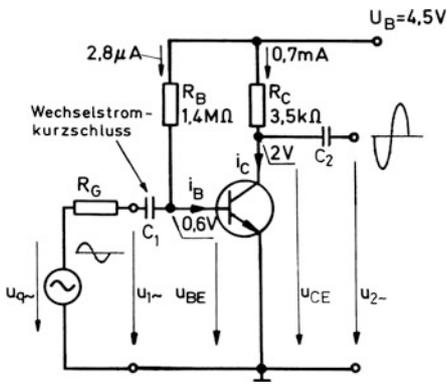


Abb. 10.17 Kleinsignalverstärker

$$\left. \begin{aligned} V_u &= \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = -s \cdot (r_{CE} \parallel R_C) \approx -s \cdot R_C \\ V_i &= \frac{i_{C\sim}}{i_{B\sim}} = \beta \cdot \frac{r_{CE}}{r_{CE} + R_C} \approx \beta \end{aligned} \right\} \text{für } R_C \ll r_{CE}$$

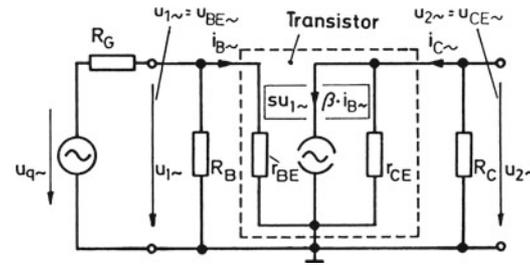


Abb. 10.18 Kleinsignalersatzbild und Formeln

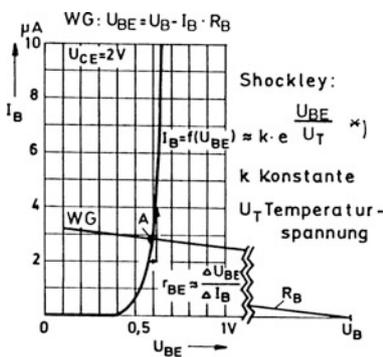


Abb. 10.19 Eingangskennlinie mit Widerstandsgerade. Vgl. Abschn. 3.1. Ersetzt man die Konstante k durch $C = k \cdot B$ mit B als Stromverstärkung, so erhält man eine Näherungsgleichung für den Kollektorstrom. Die bauspezifische Konstante C wird auch als Sperrsättigungsstrom I_s bezeichnet und ist ein wichtiger Parameter in der Modelltheorie für SPICE (vgl. Anhang C.17)

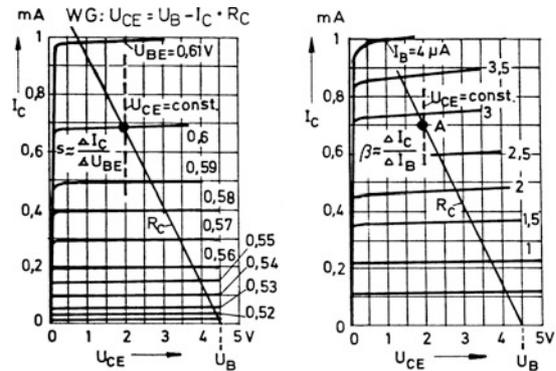


Abb. 10.20 Ausgangskennlinien mit Widerstandsgeraden

$$\frac{1}{r_{BE}} = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \approx k \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \cdot \frac{1}{U_T} \quad \rightarrow \quad r_{BE} \approx \frac{U_T}{I_B} \quad \rightarrow \quad r_{BE} \approx \frac{26 \text{ mV}}{2,8 \mu\text{A}} \approx 9,5 \text{ k}\Omega \text{ zu A,}$$

$$s = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \approx \beta \cdot \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} = \beta \cdot \frac{I_B}{U_T} \quad \rightarrow \quad s \approx \frac{I_C}{U_T} \quad \rightarrow \quad s \approx \frac{0,7 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} \approx 27 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \text{ zu A.}$$

$$\boxed{V_u \approx -s \cdot R_C \approx -\frac{1}{U_T} \cdot I_C \cdot R_C} \quad \text{mit } U_T \approx \frac{86 \mu\text{V}}{\text{K}} \cdot T \text{ (T absolute Temperatur, K Kelvin)}$$

$\approx 26 \text{ mV}$ für $T = 300 \text{ K}$ (Shockley-Theorie)

Abb. 10.21 Wichtige Näherungsformeln. Die Steilheitsformel mit $U_T = 26 \text{ mV}$ liefert nur hinreichend genaue Ergebnisse für Kollektorströme im Bereich unter 2 mA, wo der Kollektorstrom I_C ebenso wie der Basisstrom exponentiell mit der Spannung U_{BE} ansteigt. Im höheren Strombereich steigt I_C weniger steil an. Man kann diesen Effekt bei der Steilheitsberechnung rechnerisch grob erfassen, indem man eine höhere Temperaturspannung ansetzt (z. B. $U_T \approx 30 \text{ mV}$, ab 50 mA \rightarrow 50 mV)

10.7 Hochfrequenzverhalten der Emitterschaltung

Für die Beschreibung des Kleinsignalverhaltens im Niederfrequenzbereich genügen die Parameter r_{BE} , s , β und r_{CE} . Da die drei erstgenannten Parameter voneinander abhängig sind, kommt man mit nur drei unabhängigen Kenngrößen aus. Das damit aufgebaute Ersatzbild ist jedoch bei höheren Frequenzen vor allem wegen kapazitiver Effekte nicht mehr gültig. In erster Linie werden zwei Kapazitäten wirksam, nämlich die Sperrschichtkapazität $C_{B'C}$ der im Sperrzustand befindlichen Kollektordiode sowie die sog. Diffusionskapazität $C_{B'E}$ der im Durchlasszustand befindlichen Emittordiode¹⁰. Beide Kapazitäten greifen nach Abb. 10.22a am inneren Basispunkt B' an, der über den Basisbahnwiderstand $r_{BB'}$ mit dem äußeren Basisanschluss B verbunden ist. Nach diesem Ersatzbild wird also der Basis-Emitterwiderstand r_{BE} aufgespalten in die beiden Anteile $r_{BB'}$ und $r_{B'E}$. Maßgebend für die Stromsteuerung im Transistorinneren ist dann nur die „innere Steuerspannung“ $u_{B'E\sim}$ über $r_{B'E}$, die einen Ausgangsstrom $s_i \cdot u_{B'E\sim}$ erzeugt, wobei der Faktor s_i die „innere Steilheit“ bedeutet. Übliche Kennwerte sind in Abb. 10.22b zusammengestellt für zwei verschiedene Kollektorströme eines NF-Transistors. Daraus erkennt man, dass $r_{BB'} \ll r_{B'E}$ ist und bei tiefen Frequenzen demzufolge $u_{B'E\sim}$ nur unwesentlich kleiner ist als die äußere Spannung $u_{BE\sim}$. Es gilt also $r_{B'E} \lesssim r_{BE}$ und $s_i \gtrsim s$, so dass man zur Bestimmung von $r_{B'E}$ und s_i ebenfalls die aus dem Exponentialgesetz folgenden Näherungsformeln verwenden kann.

Das Ersatzbild nach Abb. 10.22a stellt eine Mischung aus einer π - und T-Schaltung dar und wird daher als Hybrid- π -Ersatzbild bezeichnet¹¹. Es soll zunächst dazu dienen, einige Transistoreigenschaften zu untersuchen, die sich auf einen ausgangsseitigen Kurzschluss beziehen, nämlich den Kurzschlusseingangswiderstand und die Kurzschlussstromverstärkung. Man erkennt, dass im Kurzschlussfall $C_{B'C}$ parallel zu $C_{B'E}$ wirkt. Wegen dieser Kapazitäten wird der Eingangswiderstand zwischen den Klemmen B und E komplex. Er ist in Abb. 10.23a für $C_{B'E} \gg C_{B'C}$ angeschrieben.

¹⁰ Die Diffusionskapazität hat ihre Ursache in der Ladungsträgeranreicherung in der Basis bei leitender Basis-Emitter-Diode und steigt mit dem Emitterstrom. Die Sperrschichtkapazität $C_{B'C}$ ist in der Regel viel kleiner und sinkt mit steigender (Sperr-)Spannung U_{CB} (vgl. Kapazitätsdiode).

¹¹ Das Hybrid- π -Ersatzbild geht zurück auf L. J. Giacoletto, nach dem es oft benannt wird. Es enthält in seiner vollständigen Form noch einen zusätzlichen (meistens vernachlässigbaren) Widerstand $r_{B'C}$ parallel zu $C_{B'C}$. Die vollständige Berechnung einer derart komplexen Schaltung ist nur durch Computersimulation möglich (s. Anhang C).

Seine Frequenzabhängigkeit wird durch eine Ortskurve dargestellt.

Abb. 10.23b gibt die komplexe (Kurzschluss-) Stromverstärkung β wieder, die sich aus dem Ersatzbild als Quotient aus Kollektorstrom und Basisstrom ergibt. Bei der Berechnung wurde wieder die zu $C_{B'E}$ parallel wirksame kleine Kapazität $C_{B'C}$ vernachlässigt. Der Frequenzgang des Betrages $\beta = |\beta|$ wird offenbar gut angenähert durch einen geknickten Geradenzug mit der Eckfrequenz f_β , die auch als Grenzfrequenz der Stromverstärkung β bezeichnet wird. Unterhalb der Grenzfrequenz hat β den nahezu konstanten Wert β_0 , bei der sog. „Transitfrequenz“ f_T den Wert 1.

Die Abb. 10.23b ist typisch für die „NF-Transistoren“ BC 107/109 mit Transitfrequenzen von etwa 100 MHz, was früher nur speziellen „Hochfrequenztransistoren“ vorbehalten war. Die in den Datenblättern angegebenen Werte für f_T ermöglichen wie angegeben die Bestimmung der Diffusionskapazität $C_{B'E}$. Dazu ist zu beachten, dass die Transitfrequenz ebenso wie die Stromverstärkung β_0 des Transistors abhängig ist vom Kollektorstrom des Transistors und wie die Stromverstärkung ein ausgeprägtes Maximum durchläuft (siehe Datenblätter). Die Bestimmung der Transitfrequenz nimmt man vor durch eine Verlängerung der abfallenden Asymptote (in Abb. 10.23b gestrichelt). Der tatsächliche Frequenzgang ist bei hohen Frequenzen (> 10 MHz) komplizierter, da in diesem Bereich auch das Ersatzbild seine Gültigkeit verliert.

Um eine reale Schaltung mit einem endlichen Abschlusswiderstand zu untersuchen, ersetzt man in Gedanken den Transistor in der Schaltung durch sein Ersatzbild. Für das im vorigen Abschnitt behandelte einfache Schaltungsbeispiel soll dies in Abb. 10.24 vorgenommen werden. Dabei wird gleichzeitig in gewohnter Weise eine Aufspaltung der störenden Rückwirkungskapazität $C_{B'C}$ in die beiden Millerkapazitäten $C'_{B'C}$ und $C''_{B'C}$ durchgeführt¹². Erforderlich dazu ist die Kenntnis der „inneren Spannungsverstärkung“ V_{ui} , die berechnet wird. Vernachlässigt man den sehr hochohmigen Widerstand R_B , dann kann man leicht mit den verbleibenden Widerständen am Eingang die Spannungsteilung zwischen Quellenspannung $u_{q\sim}$ und der inneren Spannung $u_{B'E\sim}$ bestimmen und somit auch die „äußere Spannungsverstärkung“ V_{uq} . Es ergeben sich aus Abb. 10.24 je eine Grenzfrequenz für die Eingangs- und Ausgangersatzschaltung. Die Tiefe von beiden ist maßgebend. Man erhält damit den im letzten Block abgebildeten Frequenzgang für die Spannungsverstärkung V_{uq} . Die Bandbreite wird begrenzt durch die resultierende Eingangskapazität in Verbindung mit dem resultierenden „Vorwiderstand“.

Literatur: [10-1, 10-3, 10-4]

¹² Zum Miller-Verfahren siehe Abschn. 9.5 und [Ü1, Ü2].

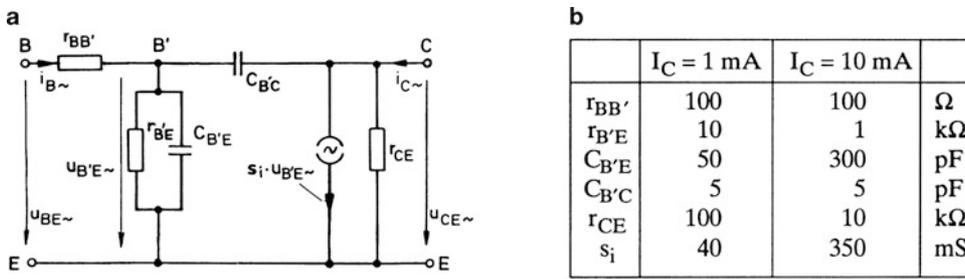


Abb. 10.22 Physikalisches Ersatzbild für höhere Frequenzen. **a** Hybrid- π -Ersatzbild, **b** übliche Kennwerte für NF-Silizium-Transistor

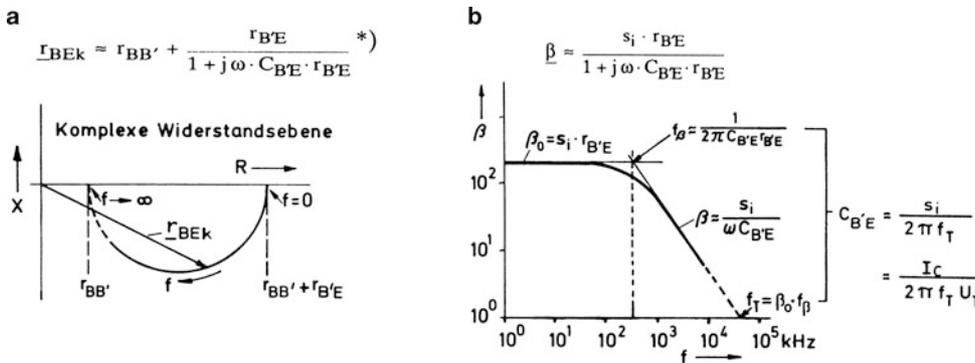


Abb. 10.23 Beschreibung des Kurzschlussverhaltens. **a** Kurzschlussleistungswiderstand, $r_{BEK} = r_{BES} = r_{BE}$ für $u_{CE} = 0$ (Kurzschluss am Ausgang), **b** Kurzschlussstromverstärkung

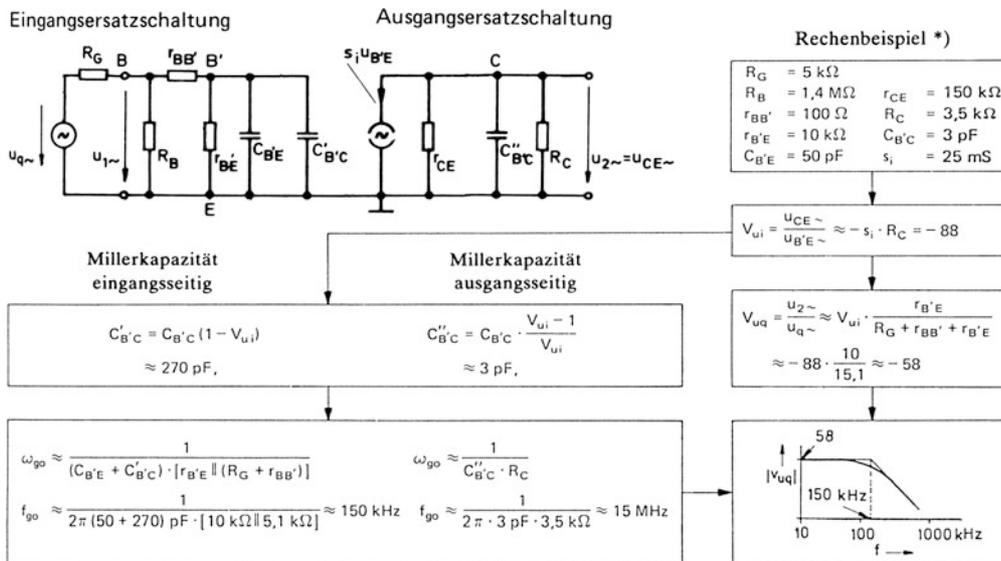


Abb. 10.24 Frequenzganganalyse zum Kleinsignalverstärker nach Abschn. 10.6. *) Zu einer möglichen Simulation vgl. die entsprechenden Anmerkungen in den Abschn. 9.4 und 9.5

10.8 h-Parameter und y-Parameter

Ebenso wie beim Feldeffekttransistor kann man beim Bipolartransistor das Kleinsignalverhalten mit den Mitteln der Vierpoltheorie beschreiben. Ausgehend von der Grundstruktur mit einem Eingangst- und Ausgangst- zeigt Abb. 10.25 die Vierpoldarstellung für die drei Grundschaltungen des Bipolartransistors. Dabei ist jeweils eine Elektrode dem Eingangst- und Ausgangst- gemeinsam zugeordnet. Betrachtet werden dazu die Eingangsgrößen u_1 , i_1 und die Ausgangsgrößen u_2 , i_2 . Bei diesen handelt es sich um Kleinsignal-Wechselgrößen, die stets einer Gleichspannung bzw. einem Gleichstrom im Arbeitspunkt überlagert sind. Wegen dieser Eindeutigkeit wird im Folgenden auf das besondere \sim -Zeichen im Index verzichtet. Man verknüpft diese Größen miteinander in den Vierpolgleichungen, wozu es verschiedene Darstellungsformen gibt.

Abb. 10.26a zeigt den Aufbau der Vierpolgleichungen mit den sog. h-Parametern oder Hybridparametern. Es handelt sich dabei um die Koeffizienten $h_{11} \dots h_{22}$, mit denen die Eigenschaften des Transistors erfasst werden. Dies wird deutlich, wenn man die Transistorgleichungen daneben betrachtet, wie sie mit $i_{B\sim} = i_1$ und $i_{C\sim} = i_2$ für die Emitterschaltung nach Abschn. 10.6 gelten. In dem folgenden Koeffizientenvergleich bleibt lediglich der Parameter h_{12} unerklärt. Dieser berücksichtigt die im Abschn. 10.6 vernachlässigte Spannungsrückwirkung.

Die physikalische Bedeutung der h-Parameter erklärt sich allgemein aus den Vierpolgleichungen, wenn man entsprechend Abb. 10.26b einmal $u_2 = 0$ setzt und ein anderes Mal $i_1 = 0$ setzt. Die Parameter stellen sich dann als Strom- und Spannungsverhältnisse dar mit der angegebenen Bedeutung. Offenbar handelt es sich um unterschiedliche Größen in Bezug auf die Dimension, woher die Bezeichnung Hybridparameter (h = hybrid) kommt.

Die Darstellung nach Abb. 10.26b stellt gleichzeitig eine Messvorschrift dar. Im Falle $u_2 = 0$ ist ein Wechselstromkurzschluss am Ausgang herzustellen und ein Messgenerator an den Eingang zu legen. Zur Bedingung $i_1 = 0$ gehört Stromeinprägung (Wechselstromleerlauf) am Eingang und ein Messgenerator am Ausgang¹³. Grundsätzlich lassen sich so für alle drei Grundschaltungen die Parameter messen, wobei man zur Unterscheidung oft die Indizes „e“, „b“ und

„c“ verwendet. Die oben schon durch Koeffizientenvergleich gefundenen Parameter der Emitterschaltung müssten danach heißen: h_{11e} , h_{21e} usw. Sie sind abhängig vom jeweiligen Arbeitspunkt.

Abb. 10.27a zeigt die Vierpolgleichungen mit den sog. y-Parametern. Diese haben einheitlich die Dimension eines Leitwertes und werden daher als Leitwertparameter bezeichnet. Durch Koeffizientenvergleich mit den Transistorgleichungen, die wieder dem Kleinsignalersatzbild nach Abschn. 10.6 entnommen werden, findet man ihre physikalische Bedeutung für die Emitterschaltung. Der zusätzliche Parameter y_{12} berücksichtigt die Spannungsrückwirkung.

Das Auftreten kapazitiver Wirkungen im Transistor macht es nötig, dass man für höhere Frequenzen ebenso wie beim FET die Spannungen und Ströme als komplexe Größen einführt, womit auch die h- und y-Parameter komplex werden. Wegen der Leerlaufbedingung $i_1 = 0$ sind jedoch bei hohen Frequenzen die Parameter h_{12} und h_{22} schwer messbar. Man findet daher die h-Parameter in den Datenblättern nur zu relativ niedrigen Frequenzen (1 kHz). Da ein entsprechendes Messproblem für die y-Parameter nicht existiert, sind sie die bevorzugten Parameter für den HF-Bereich. Für Feldeffekttransistoren werden sie ausschließlich verwendet. Eine ausführliche Betrachtung dazu wurde im Abschn. 9.11 durchgeführt.

Die Kenntnis der h- oder y-Parameter macht es möglich, den Transistor in Verbindung mit seiner äußeren Beschaltung nach den Regeln der Vierpoltheorie zu behandeln. Diese gestattet, mit einer Matrizenrechnung bestimmte Schaltungseigenschaften exakt zu berechnen. Der Preis dafür ist jedoch ein relativ großer Rechenaufwand, der auch eine gewisse Übung voraussetzt. Dieses Grundlagenbuch verzichtet darauf und wendet ausschließlich einfache physikalische Ersatzschaltungen an, die den Vorteil der größeren Anschaulichkeit besitzen und Sekundäreffekte in der Regel vernachlässigen. Für eine exakte mathematische Darstellung ist aber die Vierpoltheorie unverzichtbar. Als einfaches Rechenbeispiel – hier ohne Matrizenrechnung – wird in Abb. 10.28 die Berechnung des BetriebsEingangswiderstandes eines mit dem Lastwiderstand R_L abgeschlossenen Vierpols gezeigt. Dazu benötigt man lediglich die Vierpolgleichungen (I) und (II) sowie zusätzlich die Abschlussgleichung (III). Durch Eliminierung der Ausgangsgrößen u_2 und i_2 aus diesem Gleichungssystem ergibt sich der Eingangswiderstand r_e als Quotient aus Eingangsspannung und Eingangsstrom. Das Ergebnis berücksichtigt auch die Spannungsrückwirkung.

Literatur: [10-1, 10-3, 10-4, 10-6]

¹³ Genaue Anleitungen für die Messung der h-Parameter findet man in den DIN-Vorschriften 41792.

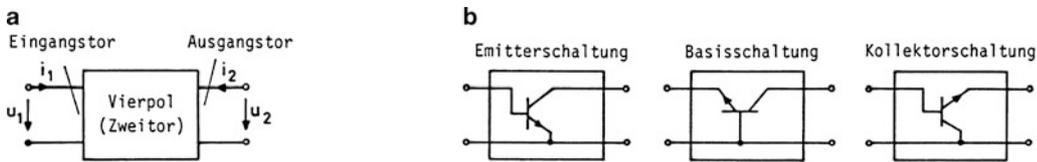


Abb. 10.25 Vierpoldarstellung (Zweitorarstellung) des Transistors. **a** Vierpol allgemein, **b** Transistorgrundschaltungen

| | Vierpolgleichungen | Transistorgleichungen | Koeffizientenvergleich | |
|----------|--|--|--|-----------------------------|
| (I) | $u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$ | $u_1 = r_{BE} \cdot i_1$ | $h_{11} = r_{BE}$ | $h_{12} = \text{---}$ |
| a | | | | |
| (II) | $i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$ | $i_2 = \beta \cdot i_1 + \frac{1}{r_{CE}} \cdot u_2$ | $h_{21} = \beta$ | $h_{22} = \frac{1}{r_{CE}}$ |
| | $h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$ für $u_2 = 0$ | | $h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$ für $i_1 = 0$ | |
| | Kurzschluss-Eingangswiderstand (k Ω) | | Leerlauf-Spannungsrückwirkung | |
| | $h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$ für $u_2 = 0$ | | $h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$ für $i_1 = 0$ | |
| b | Kurzschluss-Stromverstärkung | | Leerlauf-Ausgangsleitwert (μ S) | |

Abb. 10.26 Einführung der h-Parameter. **a** Gleichungen, **b** Physikalische Bedeutung der h-Parameter (allgemein)

| | Vierpolgleichungen | Transistorgleichungen | Koeffizientenvergleich | |
|----------|---|--|--|-----------------------------|
| (I) | $i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$ | $i_1 = \frac{1}{r_{BE}} \cdot u_1$ | $y_{11} = \frac{1}{r_{BE}}$ | $y_{12} = \text{---}$ |
| a | | | | |
| (II) | $i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$ | $i_2 = s \cdot u_1 + \frac{1}{r_{CE}} \cdot u_2$ | $y_{21} = s = \frac{\beta}{r_{BE}}$ | $y_{22} = \frac{1}{r_{CE}}$ |
| | $y_{11} = \frac{i_1}{u_1}$ für $u_2 = 0$ | | $y_{12} = \frac{i_1}{u_2}$ für $u_1 = 0$ | |
| | Kurzschluss-Eingangsleitwert (mS) | | Rückwärtssteilheit (mS) | |
| | $y_{21} = \frac{i_2}{u_1}$ für $u_2 = 0$ | | $y_{22} = \frac{i_2}{u_2}$ für $u_1 = 0$ | |
| b | Vorwärtssteilheit (mS) | | Kurzschluss-Ausgangsleitwert (mS) | |

Abb. 10.27 Einführung der y-Parameter. **a** Gleichungen, **b** Physikalische Bedeutung der y-Parameter (allgemein)

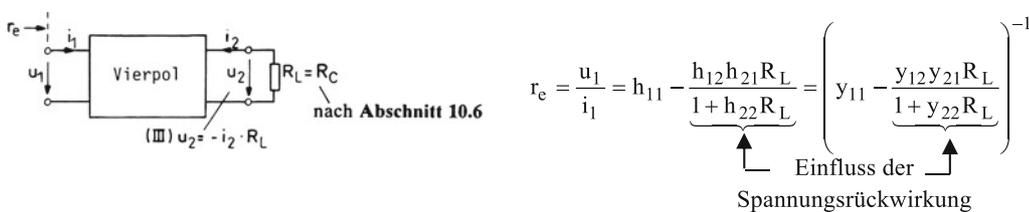


Abb. 10.28 Berechnung des Betriebseingangswiderstandes

10.9 Kleinsignalverstärker mit Parallelgegenkopplung

Die Anwendung der Parallelgegenkopplung soll anhand eines Schaltbeispiels nach Abb. 10.29 dargestellt werden. Für den gleichen Arbeitspunkt wie im Abschn. 10.5 bzw. 10.6 erhält man die in Abb. 10.29a angegebene Dimensionierung. Erfahrungsgemäß ist die stabilisierende Wirkung der Gegenkopplung ausreichend, wenn die Spannung $U_{CE} \leq U_B/2$ ist. Jede Erhöhung des Kollektorstromes führt dann zu einer Abnahme der Verlustleistung, so dass thermische Stabilität mit Sicherheit gewährleistet ist („Prinzip der halben Speisespannung“)¹⁴.

Abb. 10.29b zeigt eine Verstärkerschaltung mit Signalgenerator und zusätzlichem Lastwiderstand R_L , den man für mittlere Frequenzen zweckmäßig mit R_C zu einem resultierenden Widerstand $R'_C = R_C \parallel R_L$ zusammenfasst. Da in der Regel der am Kollektor zusätzlich angreifende Widerstand $R_B \gg R'_C$ ist, kann man für die Spannungsverstärkung V_u die für die einfache Emitterschaltung gültige Beziehung übernehmen. Eine wesentliche Änderung tritt jedoch in Bezug auf den Eingangswiderstand ein. Der Kollektor „zieht“ über den Widerstand R_B den Strom

$$i_{R\sim} = \frac{u_{1\sim} - u_{2\sim}}{R_B} = \frac{u_{1\sim} \cdot (1 - V_u)}{R_B} = \frac{u_{1\sim}}{R'_B}$$

$$\text{mit } R'_B = \frac{R_B}{1 - V_u} \approx \frac{R_B}{1 + sR'_C}$$

$$\text{wegen } V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} \approx -s \cdot R'_C.$$

Der mit dem Kollektor verbundene Widerstand R_B wirkt also wie ein herabgesetzter Belastungswiderstand R'_B auf den Generator. Diese Erscheinung ist als Widerstands-Miller-Effekt zu betrachten, und der Widerstand R'_B kann analog zur Millerkapazität als Millerwiderstand bezeichnet werden¹⁵.

Mit diesem Ergebnis lässt sich der Eingangswiderstand r_e bestimmen und eine Eingangersatzschaltung nach Abb. 10.30a aufzeichnen. Damit ergibt sich unmittelbar die Spannungsverstärkung V_{uq} mit Bezug auf die Quellenspannung $u_{q\sim}$, die kleiner ist als die Spannungsverstärkung V_u (Abb. 10.30).

Zur vollständigen Beschreibung gehört auch eine Ausgangersatzschaltung mit zugehörigem Ausgangswiderstand, den man mit Abb. 10.31a findet. Dazu setzt man die Spannung $u_{q\sim}$ zu Null und lässt eine Spannung $u_{2\sim}$ wirken, die den Strom $i_{2\sim}$ hervorruft. So gelangt man zum Ausgangsleitwert als Summe dreier Einzelleitwerte. Durch die

jeweilige Kehrwertbildung ergibt sich der resultierende Ausgangswiderstand $r_a < r_{CE}$ nach Abb. 10.31b.

Fügt man entsprechend Abb. 10.31b zu dem so gefundenen Ausgangswiderstand noch eine Stromquelle hinzu, so ist die Ausgangersatzschaltung bereits vollständig. Der Quellenstrom ergibt sich durch eine Kurzschlussbetrachtung an Abb. 10.29b. Die Bedingung $R'_C = 0$ (Ausgangskurzschluss) liefert:

$$i_{B\sim} \approx \frac{u_{q\sim}}{R_G + r_{BE}} \text{ für } r_{BE} \ll R_B$$

und damit

$$i_{Ck\sim} \approx \frac{\beta \cdot u_{q\sim}}{R_G + r_{BE}}$$

als Quellenstrom.

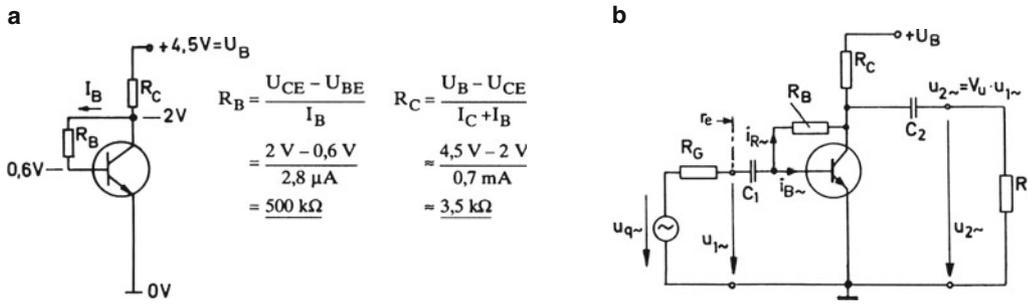
Nach dieser umfassenden Kleinsignaltheorie für den mittleren Frequenzbereich bleibt festzustellen, dass bei Spannungssteuerung ($R_G \rightarrow 0$) sich im Wesentlichen nur der Eingangswiderstand gegenüber der nichtgegengekoppelten Emitterschaltung ändert. Der Arbeitspunkt wird stabilisiert, die Spannungsverstärkung V_u bleibt. Die eigentlichen Vorteile der Parallelgegenkopplung zeigen sich erst, wenn man über einen nicht zu kleinen Vorwiderstand ansteuert, hier dargestellt als Generatorwiderstand R_G . Die dann maßgebende Spannungsverstärkung V_{uq} ist zwar kleiner als die ursprüngliche Verstärkung V_u , dafür aber weniger abhängig von der Steilheit s des Transistors. Bei hinreichend großer Spannungsverstärkung V_u wird $V_{uq} \approx -R_B/R_G$ und damit unabhängig von der Steilheit s .

Außerdem werden die mit Abb. 10.32 dargestellten nichtlinearen Verzerrungen verringert, und zwar im gleichen Maße, wie die Spannungsverstärkung mit zunehmendem Widerstand R_G reduziert wird [Ü1, Ü2]. Der verzerrte Strom führt unmittelbar zu einer verzerrten Ausgangsspannung $u_{2\sim}$, die hier über den Widerstand R_B zurück auf den Basiswechselstrom wirkt, wenn der Generatorwiderstand verschieden von Null ist. Diese Rückwirkung wirkt als Gegenkopplung ausgleichend auf die ungleichen Stromhalbschwingungen und verringert damit den Klirrfaktor. Sie ist proportional der Ausgangsspannung, weshalb man auch von einer Parallel-Spannungsgegenkopplung spricht.

Grundsätzlich versteifen Spannungsgegenkopplungen die Ausgangsspannung gegenüber Lastschwankungen. Sie erniedrigen also den Ausgangswiderstand, was mit Abb. 10.31 deutlich wird. Sofern man die Gegenkopplung unwirksam macht, beispielsweise durch eine Verdrosselung der Rückführung über den Widerstand R_B , ergibt sich wieder der ursprüngliche hohe Ausgangswiderstand $r_a = r_{CE}$.

¹⁴ Bei $U_{CE} = U_B/2$ liegt Leistungsanpassung vor.

¹⁵ Vgl. dazu die Abschn. 9.5, 9.6 und 10.7.



Arbeitspunkt: $U_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 0,7 \text{ mA}$, $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $I_B = 2,8 \mu\text{A}$

Abb. 10.29 Emitterschaltung mit Parallelgegenkopplung. **a** Dimensionierung, **b** Verstärkerschaltung

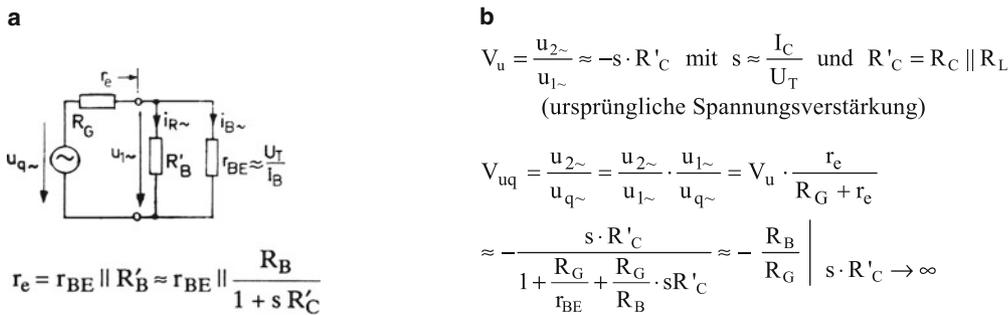


Abb. 10.30 Eingangersatzschaltung und Spannungsverstärkung. **a** Eingangersatzbild, **b** Spannungsverstärkung

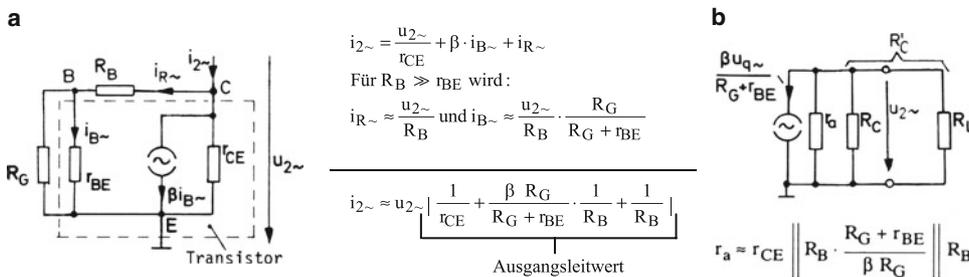
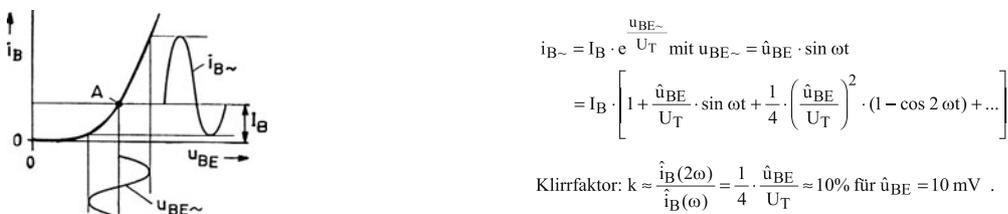


Abb. 10.31 Ausgangersatzschaltung. **a** Ermittlung des Ausgangsleitwerts, **b** Ersatzbild mit Ausgangswiderstand



$$i_{B\sim} = I_B \cdot e^{\frac{u_{BE\sim}}{U_T}} \text{ mit } u_{BE\sim} = \hat{u}_{BE} \cdot \sin \omega t$$

$$= I_B \cdot \left[1 + \frac{\hat{u}_{BE}}{U_T} \cdot \sin \omega t + \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{\hat{u}_{BE}}{U_T} \right)^2 \cdot (1 - \cos 2\omega t) + \dots \right]$$

$$\text{Klirrfaktor: } k \approx \frac{\hat{i}_B(2\omega)}{\hat{i}_B(\omega)} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\hat{u}_{BE}}{U_T} \approx 10\% \text{ f\u00fcr } \hat{u}_{BE} = 10 \text{ mV}$$

Abb. 10.32 Stromverzerrungen bei Spannungssteuerung

10.10 Emitterschaltung mit Reihengegenkopplung

Die Reihengegenkopplung – im vorliegenden Fall auch Reihen-Stromgegenkopplung genannt – findet vielfältige Anwendung und soll zunächst an einem Schaltbeispiel nach Abb. 10.33 dargestellt werden. Für den gleichen Arbeitspunkt wie im Abschn. 10.5 bzw. 10.6 erhält man die in Abb. 10.33a angegebene Dimensionierung. Dabei wird der Ansatz $U_E = 1\text{ V}$ gemacht, was erfahrungsgemäß für einen Kleinsignalverstärker ausreichende Stabilisierung ergibt. Im Übrigen wählt man bei modernen Si-Transistoren den Faktor b im Bereich $2 \dots 5$ und rundet die errechneten Widerstandswerte auf Normwerte ab. Im Beispiel wurde $b \approx 5$ gewählt.

Abb. 10.33b zeigt eine vollständige einstufige Verstärkerschaltung mit Signalgenerator und zusätzlichem Lastwiderstand R_L , den man für mittlere Frequenzen zweckmäßig mit R_C zu einem resultierenden Widerstand $R'_C = R_C \parallel R_L$ zusammenfasst. Die Einfügung des Widerstandes R_E bewirkt, dass bei einer Ansteuerung das Emitterpotential dem Basispotential folgt. Der dabei wirksame „Bootstrap-Effekt“ führt zu einem erhöhten Eingangswiderstand r'_{BE} anstelle des ursprünglichen Widerstandes r_{BE} :

$$\begin{aligned} i_{B\sim} &= \frac{u_{1\sim} - u_{E\sim}}{r_{BE}} = \frac{u_{1\sim} - (i_{B\sim} + i_{C\sim}) \cdot R_E}{r_{BE}} \\ &= \frac{u_{1\sim} - (1 + \beta) \cdot i_{B\sim} \cdot R_E}{r_{BE}}. \end{aligned}$$

Also wird

$$\begin{aligned} r'_{BE} &= \frac{u_{1\sim}}{i_{B\sim}} = r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E \\ &\approx r_{BE} + \beta R_E = r_{BE} \cdot (1 + sR_E) \end{aligned}$$

wegen $\beta = s \cdot r_{BE} \gg 1$.

Damit ergibt sich die Eingangersatzschaltung nach Abb. 10.34a, aus der man den resultierenden Eingangswiderstand r_e entnimmt sowie den Basisstrom $i_{B\sim}$. Multipliziert mit der Stromverstärkung β , folgt der Ausgangsstrom $i_{C\sim}$ entsprechend Abb. 10.33b. Weiter folgt die Spannungsverstärkung V_u als negatives Produkt der effektiven (reduzierten) Steilheit s' mit dem resultierenden Lastwiderstand R'_C . Die Einfügung des Widerstandes R_E in die Emitterleitung wirkt offenbar so, als würde unter Beibehaltung der Stromverstärkung β der Parameter r_{BE} auf r'_{BE} erhöht und der Parameter s auf $s' = \beta/r'_{BE}$ erniedrigt. Entsprechend kleiner wird die Spannungsverstärkung.

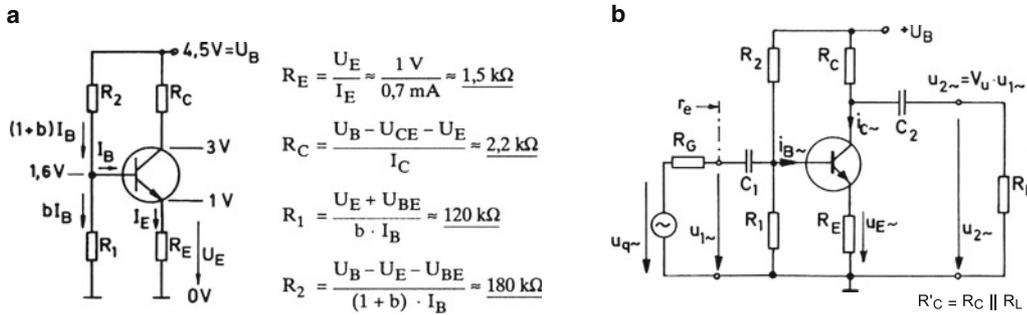
Diesem Nachteil steht der Vorteil gegenüber, dass wie bei der Parallelgegenkopplung die nichtlinearen Verzerrungen verringert werden und bei hinreichend starker Gegenkopplung ($sR_E \gg 1$) die Spannungsverstärkung nur noch durch die äußere Widerstandsbeschaltung bestimmt wird, nämlich durch das Verhältnis R'_C/R_E . Sofern diese Vorteile jedoch im speziellen Anwendungsfall nicht von Bedeutung sind, kann man den Widerstand R_E kapazitiv überbrücken (Wechselstromkurzschluss über R_E) und erhält dann die volle Spannungsverstärkung $V_u \approx -s \cdot R'_C$ unter Beibehaltung der Gleichstromgegenkopplung. Voraussetzung dafür ist eine hinreichend große Kapazität, die im NF-Bereich stets durch einen Elko realisiert wird. Der Kurzschluss ist praktisch gegeben, wenn die verbleibende Wechselspannung $u_{E\sim} \ll u_{1\sim}$ wird, was mit einem Oszilloskop kontrollierbar ist. Im Allgemeinen reicht für die Bemessung des Kondensators die Maßgabe $1/\omega C < 10 \Omega$. Bei gründlicher Betrachtung ergibt sich die Forderung: $1/\omega C < R_E \parallel (1/s + R'_C/\beta)$ [Ü1, Ü2].

Die Stromgegenkopplung mit Widerstand R_E hat außer den bereits beschriebenen Wirkungen auch eine Erhöhung des Ausgangswiderstandes zur Folge. Man findet diesen mit Abb. 10.35a nach der gleichen Methode wie im vorigen Abschnitt. Bei nullgesetzter Quellenspannung erscheinen, vom Transistor aus gesehen, die Widerstände $R_G \parallel R_1 \parallel R_2$ als Quellenwiderstand R'_G . Damit folgt nach Zwischenrechnung und mit der Annahme $R_E \ll r_{CE} \ll \beta \cdot r_{CE}$ näherungsweise der angegebene Ausgangswiderstand $r_a > r_{CE}$. Fügt man noch eine Stromquelle hinzu mit dem Ausgangskurzschlussstrom $s' \cdot u_{1\sim}$ als Quellenstrom, so ergibt sich schließlich das angegebene Ausgangersatzbild nach Abb. 10.35b. Mit dem Bezug auf die Klemmenspannung $u_{1\sim}$ wird Spannungssteuerung angenommen, was meistens zutrifft wegen des relativ hochohmigen Eingangs: $R_G \ll r_e$, $u_{q\sim} \approx u_{1\sim}$.

Wegen ihres hohen Ausgangswiderstandes eignet sich die Emitterschaltung mit Reihengegenkopplung sehr gut als Stromquelle. Abb. 10.36 zeigt die Grundsaltung als spannungsgesteuerte Stromquelle bzw. Stromsenke für eine Last R_L mit einer Ansteuerung über den Spannungsteiler $R_1 - R_2$. Man findet dazu leicht die angegebenen Gleichungen, wenn man den Spannungsteiler durch eine Ersatzspannungsquelle darstellt. Für die praktische Berechnung des Stromes I_C bzw. des Quellenstromes I_q setzt man $U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7\text{ V}$. Dazu wird stets vorausgesetzt, dass eine ausreichende Betriebsspannung zur Verfügung steht, die den Transistor im aktiven Bereich hält. Es muss gelten:

$$U_B - U_{CEsat} > I_C \cdot R_E + I_C \cdot R_L = I_C \cdot R_E + U_L.$$

Abb. 10.37 zeigt abschließend Schaltungen mit einer festen Spannung $U_1 = U_Z$, erzeugt durch eine Z-Diode. Als Last wird exemplarisch eine Leuchtdiode (LED) angenommen. Als Innenwiderstand der Stromquelle wirkt der in Abb. 10.35 angegebene Ausgangswiderstand [Ü1, Ü2].



Arbeitspunkt: $U_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 0,7 \text{ mA}$, $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $I_B = 2,8 \mu\text{A}$

Abb. 10.33 Kleinsignalverstärker mit Reihengegenkopplung. a Dimensionierung, b Verstärkerschaltung

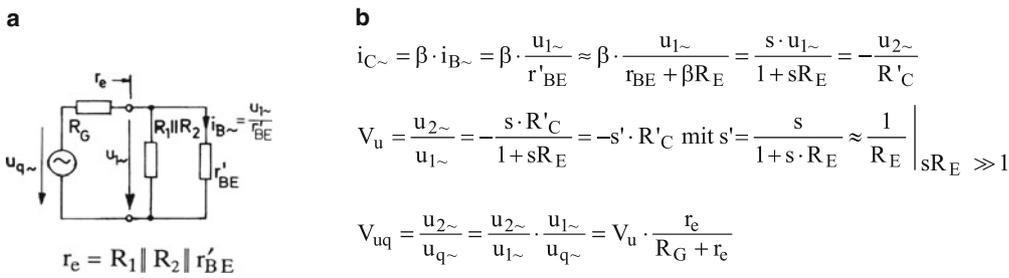


Abb. 10.34 Eingangersatzschaltung und Spannungsverstärkung. a Eingangersatzbild, b Ausgangsstrom und Spannungsverstärkung

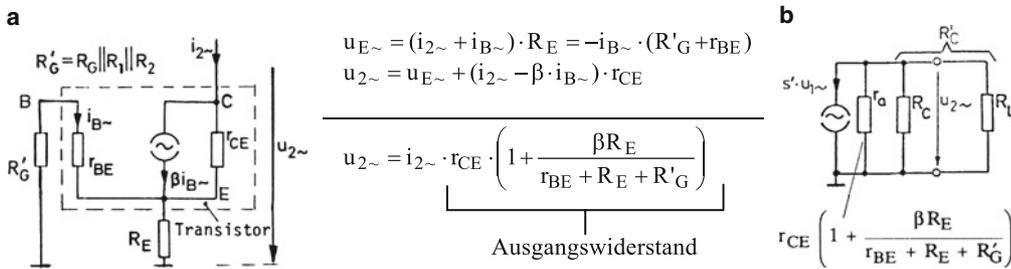


Abb. 10.35 Ausgangersatzschaltung. a Ermittlung des Ausgangswiderstandes, b Ersatzbild mit Ausgangswiderstand

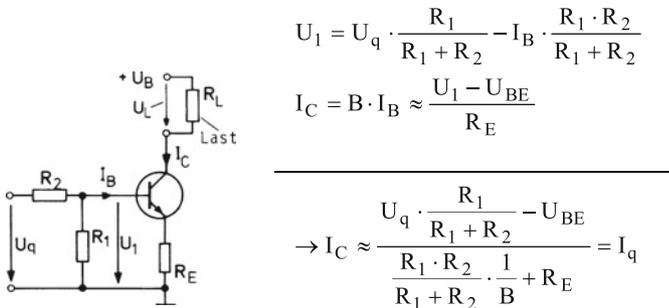


Abb. 10.36 Spannungsgesteuerte Stromquelle

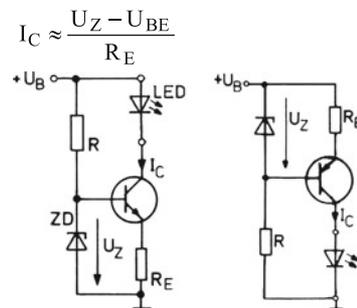


Abb. 10.37 Konstantstromquellen

10.11 Kollektorschaltung (Emitterfolger)

Die Grundsaltung für einen Großsignalbetrieb zeigt Abb. 10.38a. Wenn die Spannung U_1 die Schleusenspannung $U_S \approx 0,5 \text{ V}$ überschreitet, wird der Transistor leitend. Die Spannung U_2 folgt dann kontinuierlich der Eingangsspannung U_1 bis auf die Differenzspannung $U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7 \text{ V}$ (Abb. 10.38b). Die Schaltung verhält sich als „Spannungsfollower“, häufig auch Emitterfolger genannt.

Während man die Grundsaltung nach Abb. 10.38a nur in positiver Richtung steuern kann, erlaubt die Schaltung nach Abb. 10.38c mit einem symmetrisch angeordneten pnp-Transistor auch eine Aussteuerung in negativer Richtung. Die resultierende Übertragungskennlinie setzt sich nullpunktsymmetrisch zur Kennlinie der Abb. 10.38b in den 3. Quadranten fort. Bei sinusförmiger Steuerung arbeiten beide Transistoren im „Gegentakt“, wobei der npn-Transistor die positive und der pnp-Transistor die negative Halbschwingung überträgt. Dabei ergeben sich beim Nulldurchgang aufgrund der Kennlinienkrümmung die in Abb. 10.38c erkennbaren „Übernahmeverzerrungen“.

Für den Kleinsignalbetrieb lassen sich derartige Verzerrungen vermeiden, wenn man wie üblich einen Arbeitspunkt in der Mitte des Kennlinienfeldes einstellt (A-Betrieb)¹⁶. Abb. 10.39a zeigt eine mögliche Schaltung. Diese entspricht im Aufbau und in der Funktion dem schon beschriebenen Sourcefolger. Der Kollektor ist wechselstrommäßig über die Betriebsspannungsquelle bzw. einen parallel geschalteten Abblockkondensator C_B mit der gemeinsamen Eingangs- und Ausgangsklemme (Masse) verbunden, wovon sich die Bezeichnung Kollektorschaltung herleitet.

In Bezug auf den Gleichstrombetrieb liegt eine Reihengegenkopplung vor. Die Dimensionierung des Basis-Spannungsteilers geschieht daher nach den gleichen Gesichtspunkten wie für die Emitterschaltung mit Emitterwiderstand R_E . Man sorgt jedoch hier im Hinblick auf eine symmetrische Aussteuerbarkeit für eine größere Spannung am Emitterwiderstand ($U_E \approx 0,5 U_B$). Für den angegebenen Arbeitspunkt findet man:

$$R_1 = \frac{3,1 \text{ V}}{5 \cdot 2,8 \mu\text{A}} \approx 220 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = \frac{(4,5 - 3,1) \text{ V}}{(5 + 1) \cdot 2,8 \mu\text{A}} \approx 83 \text{ k}\Omega,$$

$$R_E \approx \frac{4,5 \text{ V} - 2 \text{ V}}{0,7 \text{ mA}} \approx 3,5 \text{ k}\Omega.$$

Zur Klärung der Aussteuerbarkeit sind im I_C - U_{CE} -Feld (Abb. 10.39b) die Widerstandsgeraden WG_- und WG_+ für

statischen und dynamischen Betrieb eingetragen. Für $R_L \rightarrow \infty$ liegt die dynamische Gerade WG_+ auf der Gleichstromgeraden WG_- . Mit sinkendem Lastwiderstand R_L wird WG_+ jedoch um den Arbeitspunkt A zunehmend in die Vertikale gedreht und damit die negative Halbschwingung der Ausgangsspannung immer mehr begrenzt. Ihre maximale Amplitude beträgt $I_C \cdot (R_E \parallel R_L)$.

Das Kleinsignalverhalten ist am leichtesten verständlich für den Fall der Spannungssteuerung ($R_G \rightarrow 0$). Die dann wirksame Eingangsspannung $u_{1\sim}$ erscheint bei einem Wechselstromleerlauf in voller Höhe am Ausgang, weil keine Basis-Emitter-Wechselspannung $u_{BE\sim}$ auftritt: $u_{20\sim} = u_{1\sim}$. Sie wird damit zur Quellenspannung für eine Ausgangs-Ersatzschaltung. Den zugehörigen Ausgangswiderstand erhält man durch eine Kurzschlussbetrachtung (Wechselstromkurzschluss) am Ausgang. Dabei wird:

$$u_{BE\sim} = u_{1\sim}.$$

Es folgt der Emitterstrom

$$i_{E\sim} \approx s \cdot u_{BE\sim} = s \cdot u_{1\sim} \rightarrow r_a = \frac{u_{1\sim}}{s \cdot u_{1\sim}} = \frac{1}{s}.$$

Für den Schaltungseingang kann man den bei der stromgegengekoppelten Emitterschaltung gefundenen Widerstand r'_{BE} übernehmen, wobei lediglich R_E zu ersetzen ist durch $R'_E = R_E \parallel R_L$. Man kommt damit zu Abb. 10.40a.

Bei nichtvernachlässigbarem Generatorwiderstand R_G tritt die in Abb. 10.40b angegebene Leerlaufspannung $u_{20\sim}$ auf, die wiederum Quellenspannung für den Ausgang ist. Zu dem ursprünglichen Ausgangswiderstand $1/s$ tritt noch ein Anteil R'_G/β hinzu, der von der Generatorseite herrührt mit dem resultierenden Generatorwiderstand R'_G . Dieser wirkt sich nur mit dem Faktor $1/\beta \ll 1$ auf den Ausgang aus, weil die Strombelastung auf der Eingangsseite entsprechend geringer ist.

Der Emitterfolger wirkt wie eine gesteuerte Spannungsquelle, die das angebotene Steuersignal niederohmig und phasengleich am Ausgang zur Verfügung stellt. Aufgrund des gleichzeitig hochohmigen Eingangs wirkt die Schaltung als Impedanzwandler bzw. Pufferschaltung. Die „Spannungsverstärkung“ ist kleiner als Eins, wobei die nichtlinearen Verzerrungen im A-Betrieb sehr gering bleiben dank der Spannungsgegenkopplung: $u_{BE\sim} = u_{1\sim} - u_{2\sim}$. Die Stromverstärkung als Verhältnis des Ausgangsstromes $i_{E\sim}$ zum Eingangsstrom $i_{B\sim}$ hat den Wert β , genauer $1 + \beta$ wegen $i_{E\sim} = i_{B\sim} + i_{C\sim} = (1 + \beta) \cdot i_{B\sim}$ bei gleicher Zählrichtung für die Ströme.

Literatur: [10-1, 10-2, 10-3, Ü1, Ü2]

¹⁶ Aus der Röhrentechnik stammende Bezeichnung. Die Aussteuerung vom Nullpunkt aus wie in Abb. 10.38 wird als B-Betrieb bezeichnet.

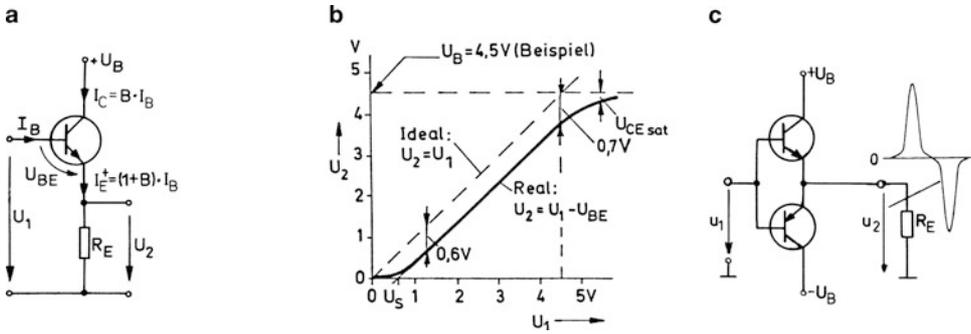


Abb. 10.38 Großsignalbetrieb. a Grundschtung, b Übertragungskennlinie, c Gegentaktschtung

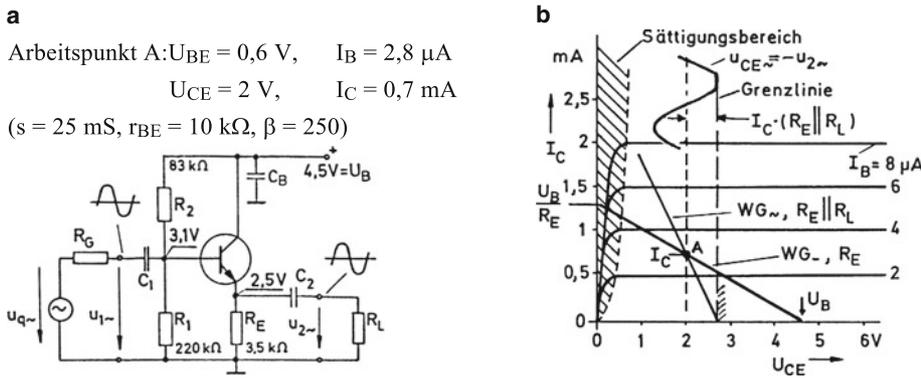


Abb. 10.39 Linearer Betrieb des Emitterfolgers. a Kleinsignalverstärker, b Kennlinien mit Aussteuerergrenze

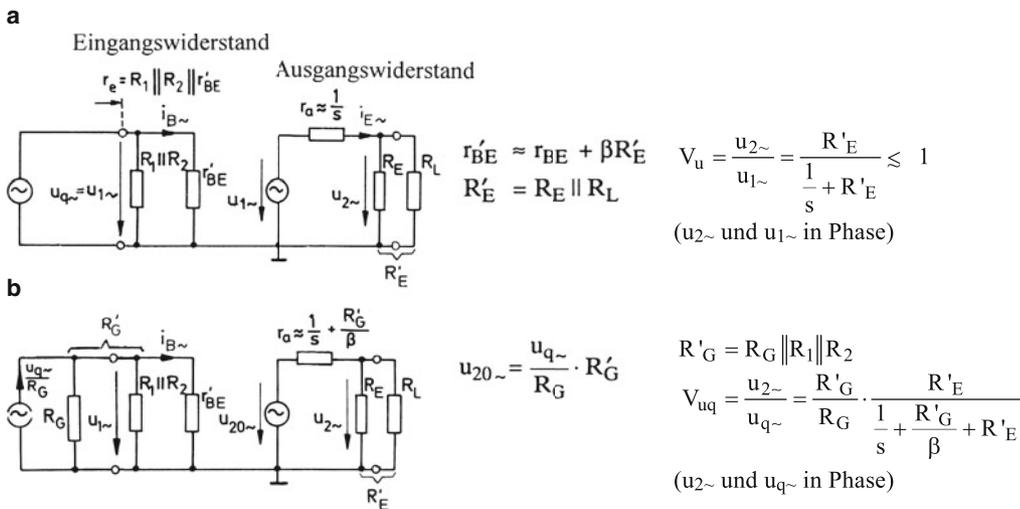


Abb. 10.40 Praktische Kleinsignaleratzbilder. Bei kapazitiver Belastung besitzt der Emitterfolger eine gewisse Schwingneigung. Gegenmaßnahme: Basisleitung kurz halten, gegebenenfalls auch mit einem niederohmigen Dämpfungswiderstand von $100\ \Omega$ beschalten und im Übrigen die Betriebsspannung mit einem Kondensator abblocken. a mit Spannungssteuerung, b mit Generatorwiderstand

10.12 Basisschaltung

Die Grundsaltung für einen Kleinsignalbetrieb zeigt Abb. 10.41a. Der Arbeitspunkt wird eingestellt mit dem Basisspannungsteiler $R_1 - R_2$ und einem Emitterwiderstand R_E für eine Gleichstromgegenkopplung¹⁷ Die Schaltung ist dimensioniert für den angegebenen Arbeitspunkt, was sich anhand der Abb. 10.41b leicht überprüfen lässt. Die Basis ist für Wechselstrom über C_B mit Masse verbunden, wodurch sich eine Analogie zur Gateschaltung ergibt¹⁸. Ein von der Steuerquelle aus eingespeister Wechselstrom $i_{1\sim}$ fließt zu einem Teil über den Widerstand R_E , während der andere Teil als Steuerstrom in den Emitter eintritt und nahezu vollständig wieder am Kollektor austritt. Ein kleiner Stromverlust tritt durch den Basisstrom auf, so dass die „Stromverstärkung“ stets kleiner als Eins bleibt. Als Steuerspannung wirkt die Eingangsspannung $u_{1\sim}$ unmittelbar über der Basis-Emitter-Strecke wie bei der einfachen Emitterschaltung. Da aber hier die Steuerquelle nicht mit dem Basisstrom sondern mit dem Emitterstrom, d. h. mit dem $(1 + \beta)$ -fachen Basisstrom belastet wird, ergibt sich ein entsprechend niedrigerer Eingangswiderstand r_e . Es wird:

$$r_e = R_E \parallel \frac{r_{BE}}{1 + \beta} = R_E \parallel \frac{r_{BE}}{1 + s \cdot r_{BE}} = R_E \parallel \frac{1}{s} \parallel r_{BE} \\ \approx R_E \parallel \frac{1}{s}$$

wegen $\beta = s \cdot r_{BE} \gg 1$.

Damit erhält man die Eingangersatzschaltung gemäß Abb. 10.41c. Da der steuernde Emitterstrom $i_{E\sim} = s \cdot u_{1\sim}$ nahezu vollständig dem Lastwiderstand $R'_C = R_C \parallel R_L$ eingepreßt wird, lässt sich das Bild in der angegebenen Weise für den Ausgang ergänzen. Die Spannungsverstärkung ist stets positiv, d. h. Eingangs- und Ausgangsspannung sind phasengleich. Man erhält:

$$u_{2\sim} = s \cdot u_{1\sim} \cdot R'_C \rightarrow V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = s \cdot R'_C$$

mit $R'_C = R_C \parallel R_L$.

Entfernt man den Kondensator C_B , so tritt eine Stromgegenkopplung durch den Basisstrom auf in Verbindung mit dem Innenwiderstand $R_B = R_1 \parallel R_2$ des Basisspannungsteilers. Man kann diesen der Basis vorgelagerten Widerstand in den Transistor einbeziehen und erhält damit ersatzweise einen Transistor mit den veränderten Kennwerten: $r_{BE}^* = r_{BE} + R_B$, $\beta^* = \beta$ und $s^* = \beta^* / r_{BE}^* = \beta / (r_{BE} + R_B)$.

Die Anwendung der Basisschaltung ist auf solche Fälle beschränkt, bei denen der niedrige Eingangswiderstand nicht

stört. Um dies zu erreichen, kann man eine andere Verstärkerstufe vorschalten, beispielsweise eine Emitterschaltung wie bei der „Kaskodeschaltung“ nach Abb. 10.42a. Beide Transistoren werden im gleichen Arbeitspunkt wie oben betrieben. Die Emitterstufe mit Transistor T1 arbeitet bei kapazitiv überbrücktem Emitterwiderstand ohne Gegenkopplung. Ihr Arbeitswiderstand ist gegeben durch den Eingangswiderstand $1/s$ der folgenden Basisstufe mit Transistor T2, so dass sich folgende Spannungsverstärkung für die Vorstufe ergibt:

$$V_{u1} = \frac{u'_{2\sim}}{u_{1\sim}} \approx -s \cdot \frac{1}{s} = -1$$

(gleicher Kollektorstrom bedeutet gleiche Steilheit!).

Damit bleibt die eingangsseitige Millerkapazität klein. Das Hochfrequenzverhalten ist günstig. Der in der Emitterstufe auftretende Kollektorwechselstrom $s \cdot u_{1\sim}$ wird über die Basisstufe nahezu vollständig dem Lastwiderstand R_C eingepreßt, so dass man für die Gesamtschaltung die gleiche Spannungsverstärkung wie bei der einfachen Emitterschaltung mit direkt verbundenem Kollektorwiderstand R_C erhält. Abb. 10.42b beschreibt das Kleinsignalverhalten näherungsweise für einen mittleren Frequenzbereich. Eingangs- und Ausgangsspannung sind gegenphasig.

In der Schaltung nach Abb. 10.43a wird ein Emitterfolger vorgeschaltet mit direkter Emitterkopplung. Bei symmetrischem Aufbau fließen gleiche Ruhestrome in beiden Transistoren. Jedem Transistor kann man dann einen Emitterwiderstand $2 R_E = 850 \Omega$ zuordnen. Es stellt sich im Schaltungsbeispiel also der gleiche Arbeitspunkt ein wie in der einfachen Schaltung oben, bei der $R_E = 850 \Omega$ gewählt wurde. Die Stromsymmetrie wird auch dann praktisch nicht gestört, wenn man den Kollektorwiderstand des ersten Transistors fortlässt, weil die damit eintretende Erhöhung der Spannung U_{CE} am Eingangstransistor dessen Kollektorstrom nur geringfügig beeinflusst. Es entsteht so, vom Eingang her betrachtet, ein einfacher Emitterfolger mit dem Ausgangswiderstand $1/s$. Dieser wird belastet mit dem Eingangswiderstand $1/s$ der folgenden Basisstufe parallel zu dem vergleichsweise hochohmigen Widerstand R_E . Damit wird $u_{E\sim} \approx 0,5 \cdot u_{1\sim}$, so dass sich näherungsweise eine Ersatzschaltung gemäß Abb. 10.43b ergibt. Eingangs- und Ausgangsspannung sind in Phase. Ferner gilt $u_{BE1\sim} \approx 0,5 \cdot u_{1\sim}$ und $u_{BE2\sim} \approx -0,5 \cdot u_{1\sim}$.

Der Faktor 0,5 wird umso genauer, je besser $R_E \gg 1/s$ erfüllt ist. Um diesen interessanten Betriebsfall zu realisieren, muss man also versuchen, R_E unter Beibehaltung des Stromes zu erhöhen, was zu einer zusätzlichen negativen Betriebsspannung führt bzw. diese notwendig macht s. Abschn. 10.13).

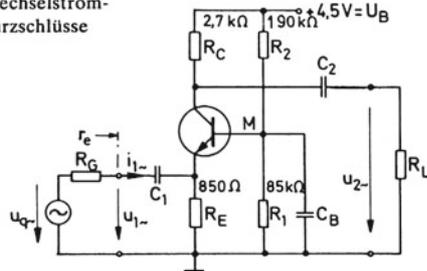
Literatur: [10-1, 10-2, 10-3]

¹⁷ Siehe Abschn. 10.5.

¹⁸ Siehe Abschn. 9.7.

a
 Arbeitspunkt:
 $U_{BE} = 0,6 \text{ V}, \quad I_B = 2,8 \mu\text{A} \quad \left| \quad s \approx 25 \text{ mS}, \beta \approx 250 \right.$
 $U_{CE} = 2 \text{ V}, \quad I_C = 0,7 \text{ mA} \quad \left| \quad r_{BE} \approx 10 \text{ k}\Omega \right.$

C_1, C_2, C_B
 Wechselstromkurzschlüsse



b

$$U_M = U_B \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_B \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \approx 1,2 \text{ V}$$

(Spannung zwischen Pkt. M und Masse),

$$I_E = \frac{U_M - U_{BE}}{R_E} \approx 0,7 \text{ mA} \approx I_C.$$

$$U_{CE} \approx U_B - I_C \cdot (R_E + R_C) \approx 2 \text{ V}$$

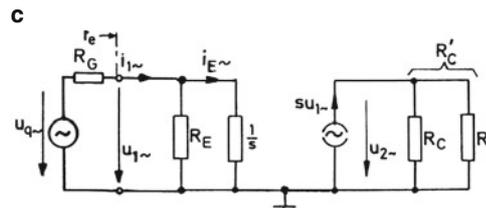
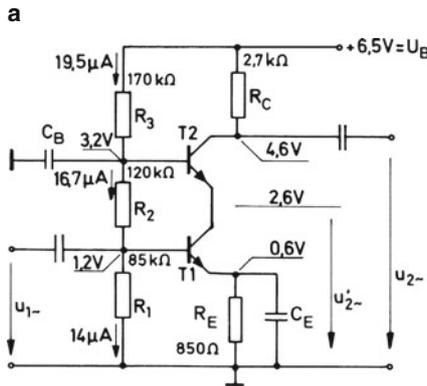


Abb. 10.41 Basisschaltung als Kleinsignalverstärker. **a** Schaltbild, **b** Gleichspannungen und -ströme, **c** Vereinfachtes Ersatzbild. Streng genommen ist der Ausgangswiderstand nicht wie angenommen unendlich groß, sondern es ist: $r_a = r_{CE} \cdot \left(1 + \frac{\beta R'_E}{r_{BE} + R'_E}\right)$ mit $R'_E = R_E \parallel R_G$ analog zur stromgegekoppelten Emitterschaltung



◀ T1 und T2 haben etwa gleichen Arbeitspunkt:
 $U_{CE} \approx 2 \text{ V}, \quad I_C \approx I_E \approx 0,7 \text{ mA}$
 $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}, \quad I_B \approx 2,8 \mu\text{A}$
 wie oben

$$u_{2\sim} = -s \cdot u_{1\sim} \cdot R_C \rightarrow V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = -s \cdot R_C$$

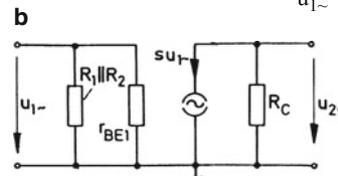
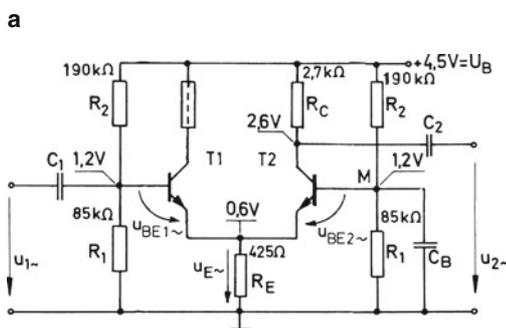


Abb. 10.42 Basisschaltung mit vorgeschalteter Emitterschaltung (Kaskodeschaltung). **a** Schaltbild, **b** Ersatzschaltung



$$r_e \approx R_1 \parallel R_2 \parallel \left(r_{BE} + \beta \cdot \frac{1}{s} \right) \approx R_1 \parallel R_2 \parallel 2 r_{BE}$$

resultierender Eingangswiderstand

$$u_{2\sim} = \frac{s}{2} \cdot u_{1\sim} \cdot R_C \rightarrow V_u = \frac{u_{2\sim}}{u_{1\sim}} = \frac{s}{2} \cdot R_C$$

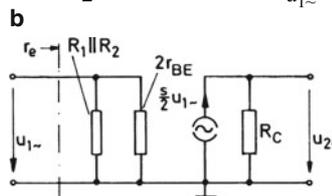


Abb. 10.43 Basisschaltung mit vorgeschaltetem Emitterfolger. **a** Schaltbild, **b** Kenngrößen und Ersatzbild

10.13 Differenzverstärker

Die Basisschaltung mit vorgeschaltetem Emitterfolger wird zu einem „Differenzverstärker“, wenn man beide Basen als Steuereingänge nutzt. Abb. 10.44 zeigt einen entsprechenden Aufbau mit positiver und negativer Betriebsspannung. Im Ruhezustand ($u_1 = u_2 = 0$) ergibt sich der berechnete Strom I_0 , der als Summenstrom aus dem gemeinsamen Emitterpunkt austritt und bei symmetrischem Aufbau je zur Hälfte über beide Transistoren fließt. Dabei stellen sich die eingetragenen Ruhepotentiale ein.

Steuert man mit einer kleinen Wechselfspannung $u_{1\sim}$, so wird nach Abschn. 10.12:

$$u_{BE1\sim} = -u_{BE2\sim} = \frac{1}{2}u_{1\sim}$$

mit der Folge:

$$u_{C1\sim} = -s \cdot R_C \cdot \frac{u_{1\sim}}{2} \text{ und } u_{C2\sim} = s \cdot R_C \cdot \frac{u_{1\sim}}{2}.$$

Die Eingangsspannung erscheint also verstärkt mit dem Faktor $sR_C/2$ am Ausgang, und zwar in gleicher Phase am Kollektor C_2 und in Gegenphase am Kollektor C_1 .

Bei einer zweiseitigen Ansteuerung mit $u_{1\sim}$ und $u_{2\sim}$ wird dann nach dem Überlagerungsgesetz:

$$u_{C1\sim} = \frac{sR_C}{2} \cdot (u_{2\sim} - u_{1\sim}) = -\frac{sR_C}{2} \cdot (u_{1\sim} - u_{2\sim}) \text{ und}$$

$$u_{C2\sim} = \frac{sR_C}{2} \cdot (u_{1\sim} - u_{2\sim}) \text{ mit } s \approx \frac{I_0}{2U_T}.$$

Die Schaltung bildet also nach dieser Betrachtung nur dann ein Ausgangssignal, wenn eine Differenzspannung $u_D = u_{1\sim} - u_{2\sim}$ auftritt und nicht bei einer „Gleichtaktsteuerung“ mit $u_{1\sim} = u_{2\sim} = u_{Gl}$. Den Faktor vor der Klammer bezeichnet man als Differenzverstärkung V_D .

Im Allgemeinen sind Differenzsteuerung und Gleichtaktsteuerung überlagert, wobei der Gleichtaktanteil nach Abb. 10.45 dargestellt wird durch den arithmetischen Mittelwert aus den beiden Eingangsspannungen. Beim idealen Differenzverstärker ist dieser Gleichtaktanteil in der Eingangsspannung wirkungslos.

Diese günstige Eigenschaft setzt eine vollkommene Symmetrie der Schaltung voraus – am ehesten erreichbar mit einem integrierten Transistorpaar – und einem konstanten Strom I_0 . Den Letzteren erreicht man recht gut mit einer Stromsenke am gemeinsamen Emitter nach Abb. 10.46a. Dabei ergibt sich ein sehr hoher differentieller Widerstand $r_E \approx 10\text{ M}\Omega$ als Eingangswiderstand der Stromsenke. Bei

reiner Gleichtaktsteuerung mit der Spannung u_{Gl} wirkt für jeden Transistor der doppelte Wert ($r_E = 2 r_E \parallel 2 r_E$) als Stromgegenkopplungs-Widerstand, so dass die unerwünschte „Gleichtaktverstärkung“ V_{Gl} – im Idealfall gleich Null – viel kleiner als Eins bleibt¹⁹. Tatsächlich wird:

$$V_{Gl} = \frac{u_{C2\sim}}{u_{Gl\sim}} = \frac{u_{C1\sim}}{u_{Gl\sim}} \approx -\frac{R_C}{2r_E}$$

und damit

$$G = \left| \frac{V_D}{V_{Gl}} \right| \approx s \cdot r_E = 10^5 \dots 10^6.$$

Das Verstärkungsverhältnis G ist ein Gütemaß und wird als Gleichtaktunterdrückung bezeichnet (engl. Common Mode Rejection Ratio, CMRR). Alle Störungen, die gleichmäßig auf beide Transistoren einwirken – z. B. auch eine Temperaturänderung – können als Gleichtakt signal aufgefasst werden und bleiben bei hoher Gleichtaktunterdrückung weitgehend wirkungslos. Das gilt jedoch nur für relativ niedrige Frequenzen, da die Gleichtaktunterdrückung nach hohen Frequenzen hin zunehmend schlechter wird.

Abb. 10.46a stellt eine Schaltung dar ohne Gleichstrompfad für den Basisruhestrom, der in diesem Fall aber durch die äußere Beschaltung hergestellt werden muss. Den Eingang kann man durch ein Ersatzbild entsprechend Abb. 10.46b beschreiben. Aufgrund der sehr hohen Gleichtakteingangswiderstände wird bei einer einseitigen Ansteuerung der differentielle Eingangswiderstand gebildet durch $r_D = 2r_{BE}$.

Das Großsignalverhalten des Differenzverstärkers ist aus der Übertragungskennlinie ersichtlich, die in Abb. 10.47 für konstanten Summenstrom I_0 entwickelt wird. Der mittlere fast lineare Teil der Kennlinie wird für den Kleinsignalbetrieb genutzt. Die Steigung ist identisch mit der Differenzverstärkung V_D , die von der Größe des Stromes I_0 abhängig ist. Somit besteht die Möglichkeit einer Verstärkungseinstellung über den Strom I_0 , was meistens mit einem Stromspiegel geschieht, der auch die Funktion der Stromsenke übernimmt²⁰.

Beschränkt man die Aussteuerung auf den mittleren Teil der Kennlinie, so bleiben die nichtlinearen Verzerrungen sehr gering. Für $u_D < 20\text{ mV}$ bleibt der Klirrfaktor unter 1 %²¹.

Literatur: [10-2, 10-3, 10-4]

¹⁹ Siehe Abschn. 10.10, im Gleichtaktbetrieb verhalten sich beide Seiten als Emitterschaltung mit Reihengegenkopplung.

²⁰ Siehe Abschn. 10.14.

²¹ Der Klirrfaktor als Verzerrungsmaß wird definiert im Anhang A.11, vgl. Abschn. 10.9.

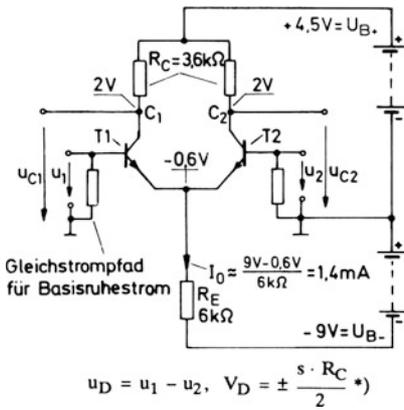


Abb. 10.44 Differenzverstärker. *) Minuszeichen für Ausgang Kollektor C1, Pluszeichen für Ausgang Kollektor C2, $s = \frac{I_C}{U_T} = \frac{I_0}{2U_T}$ (Steilheit)

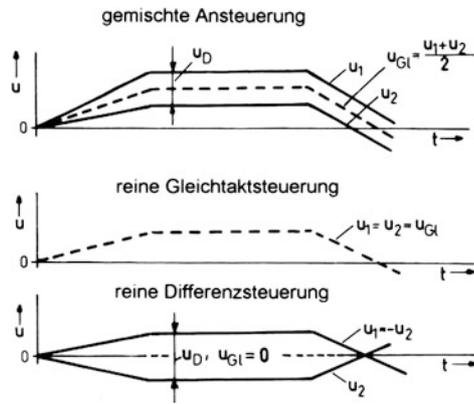


Abb. 10.45 Ansteuerarten

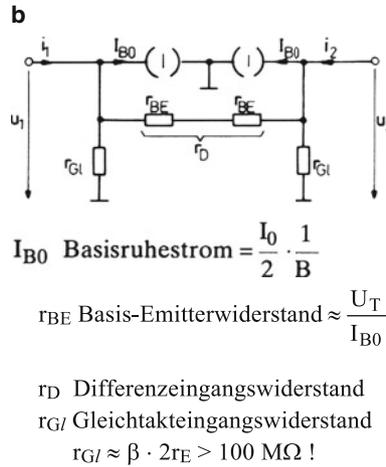
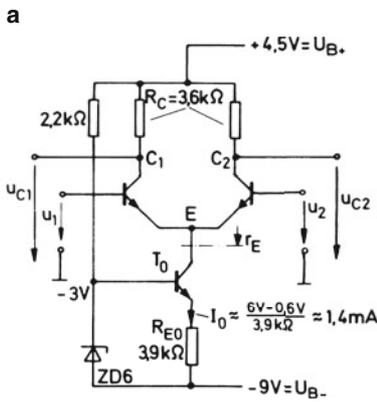


Abb. 10.46 Differenzverstärker mit Stromsenke. **a** Schaltbild, **b** Eingangsersatzbild

a
 $C =$ Bauspezifische Konstante, $U_T =$ Temperaturspannung

$$I_{C1} \approx C \cdot e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} \quad I_{C2} \approx C \cdot e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{C1} \\ I_{C2} \end{array} \right\} \approx e^{\frac{u_{BE1} - u_{BE2}}{U_T}} = e^{\frac{u_D}{U_T}}$$

mit $u_D = u_{BE1} - u_{BE2} = u_1 - u_2$

$$U_T = 86 \frac{\mu V}{K} \cdot T \approx 26 \text{ mV für } T = 300 \text{ K}$$

$$I_0 \approx I_{C1} + I_{C2} = I_{C2} \left(1 + \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right), \quad I_{C2} \approx \frac{I_0}{1 + e^{\frac{u_D}{U_T}}}$$

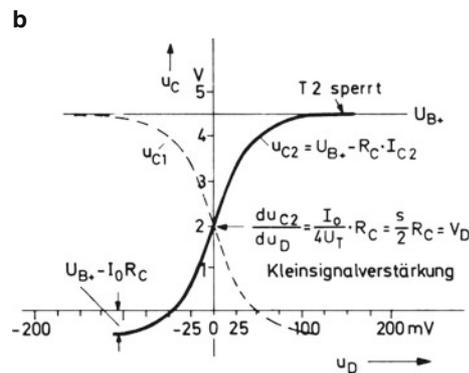


Abb. 10.47 Übertragungsverhalten des idealen Differenzverstärkers ($G \rightarrow \infty$). **a** Gleichungen, **b** Übertragungskennlinie zum Schaltungsbeispiel

10.14 Transistorverbundschaltungen

Unter Verbundschaltung versteht man eine Anordnung aus zwei oder mehreren Transistoren in einer direkten galvanischen Verbindung. Die bekannteste Schaltung dieser Art ist die (Normal-) Darlingtonschaltung nach Abb. 10.48a, die sich sowohl mit diskreten als auch mit integrierten Transistoren aufbauen lässt. Die Gesamtschaltung verhält sich bezüglich der äußeren Anschlüsse B' , C' und E' wie ein Einzeltransistor, dessen Eigenschaften in dem eingerahmten Block links zusammengestellt sind. Das wesentliche Merkmal dieser Schaltung ist ihre hohe Stromverstärkung, die aus der Multiplikation der Einzelwerte folgt. Dadurch ergibt sich stets ein relativ geringer Steuerstrombedarf bei allerdings vergleichsweise großer Steuer Spannung $U_{B'E'}$ wegen der Hintereinanderschaltung der beiden Basis-Emitter-Strecken. Dieser Nachteil entfällt bei der Komplementär-Darlingtonschaltung nach Abb. 10.48b, bei der eigentümlicherweise der Emitter des Ausgangstransistors zum Kollektor des resultierenden Systems wird.

Darlington-Schaltungen findet man heute in vielen Varianten monolithisch integriert als „Darlingtontransistoren“, überwiegend für Leistungsverstärker. Für den Milliampere-Bereich gibt es die Typen BC 516 (pnp) und BC 517 (nnp) im kleinen Kunststoffgehäuse TO-92 mit Stromverstärkungen in der Größenordnung 30.000.

Eine weitere wichtige Verbundschaltung ist der Stromspiegel. Seine Grundschialtung in Bipolartechnik, auch als Widlar-Schaltung bezeichnet, zeigt Abb. 10.49a. Aufgrund der Kurzschlussverbindung zwischen Kollektor und Basis arbeitet Transistor T1 stets im aktiven Bereich mit $U_{CE1} = U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7 \text{ V}$. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ist zwangsweise für beide Transistoren gleich, so dass bei gleichen Transistorsystemen und gleicher Temperatur auch die Kollektorströme I_{C1} und I_{C2} übereinstimmen. Bei Vernachlässigung der relativ geringen Basisströme folgt daraus auch eine Gleichheit für den Ausgangsstrom I_{C2} und den Steuerstrom I_S , der durch den Widerstand R_1 eingestellt werden kann. Die Schaltung verhält sich also im Grunde wie ein Transistor mit der Stromverstärkung $B = 1$.

Abb. 10.49b zeigt einen Stromspiegel mit einseitigem Emitterwiderstand R_E . Wegen des Spannungsabfalls über diesem Widerstand stellen sich die Basis-Emitter-Spannungen und damit die Ströme I_{C1} und I_{C2} unterschiedlich ein. Es gilt, wenn man von den Basisströmen wieder absieht:

$$U_{BE1} - U_{BE2} = I_{C2} \cdot R_E.$$

Mit

$$I_{C1}/I_{C2} = e^{\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}}$$

folgt:

$$R_E = \frac{U_T}{I_{C2}} \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}.$$

Bei Vorgabe der Ströme lässt sich somit der Widerstand R_E berechnen. Die mit ihm verbundene Stromgegenkopplung erhöht den Ausgangswiderstand gegenüber der Grundschialtung.

Eine weitere Erhöhung des Ausgangswiderstandes ergibt sich mit der Wilson-Schaltung nach Abb. 10.49c. Bei gleichen Transistoren ist das Übersetzungsverhältnis wieder gleich Eins. Es tritt auch hier eine Stromgegenkopplung auf. Jede Vergrößerung des Laststromes I_{C3} führt über Transistor T2 zu einer Erhöhung des Stromes I_{C1} und damit zu einem Basisstrom-Entzug für Transistor T3, was einer Kollektorstrom-Vergrößerung entgegenwirkt²².

Ähnlich ist der Wirkungsmechanismus bei der vereinfachten Wilson-Schaltung nach Abb. 10.50. Bei ansteigender Betriebsspannung leitet zunächst nur Transistor T2. Sobald Transistor T1 aufgesteuert wird, verhindert er ein weiteres Ansteigen des Basisstromes für Transistor T2 und begrenzt somit den Strom I_{C2} entsprechend der angegebenen Beziehung mit $U_{BE1} \approx 0,6 \dots 0,7 \text{ V}$.

Mit der gestrichelt eingetragenen Kurzschlussverbindung (ohne Widerstand R_L) kann man die Schaltung insgesamt als einen Konstantstrom-Zweipol bezüglich des Stromes I verwenden. Wegen der Abhängigkeit von der Gesamtspannung U_B sind die Eigenschaften als Strom-Zweipol jedoch weniger gut.

Hervorragende Eigenschaften in dieser Hinsicht hat dagegen die Schaltung nach Abb. 10.51, die aus einem Stromspiegel mit einseitigem Emitterwiderstand besteht, dem von einer vorgeschalteten Widlar-Schaltung gleiche Kollektorströme aufgezwungen werden. Dies funktioniert jedoch nur, wenn dem Transistor T2 wegen seiner kleineren Basis-Emitter-Spannung mehr Emitterfläche – dargestellt als Mehrfachemitter – zur Verfügung steht. Mit dem Vergrößerungsfaktor N gelten die angeschriebenen Gleichungen. Offenbar wird der Strom I bei festgelegtem N nur bestimmt durch eine der absoluten Temperatur T streng proportionale Spannung U_{SET} und den Widerstand R_E . Ordnet man den Letzteren extern an, so lässt sich der Strom I programmieren (siehe dazu LM 334 im Anhang B.10). Die Schaltung eignet sich auch als Temperaturfühler (PTAT = Proportional To Absolute Temperature).

Literatur: [10-2, 10-3, 10-4, 10-8]

²² Wilson-Stromspiegel gibt es als fertige Bausteine (siehe Anhang B.10).

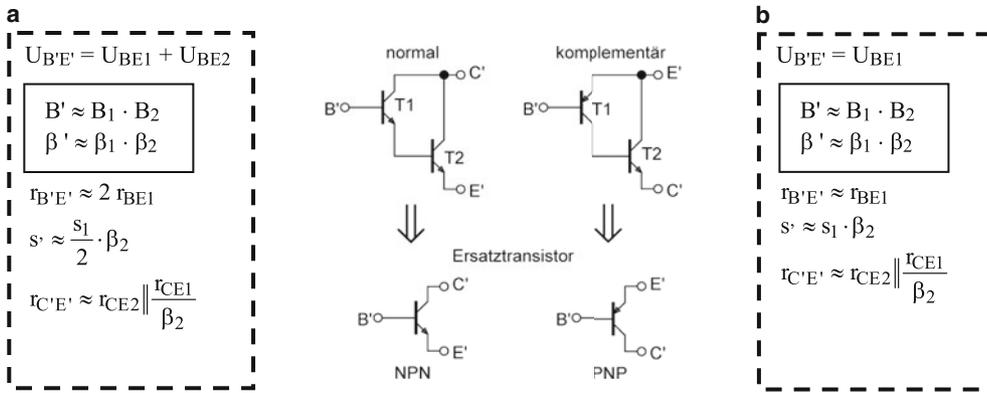


Abb. 10.48 Darlingtonschaltungen und ihre Kenngrößen. Ersatztransistoren vom pnp-Typ gewinnt man, wenn die Transistoren T1 und T2 jeweils durch ihre Komplementär-Typen ersetzt werden. **a** Normal-Darlingtonschaltung, **b** Komplementär-Darlingtonschaltung

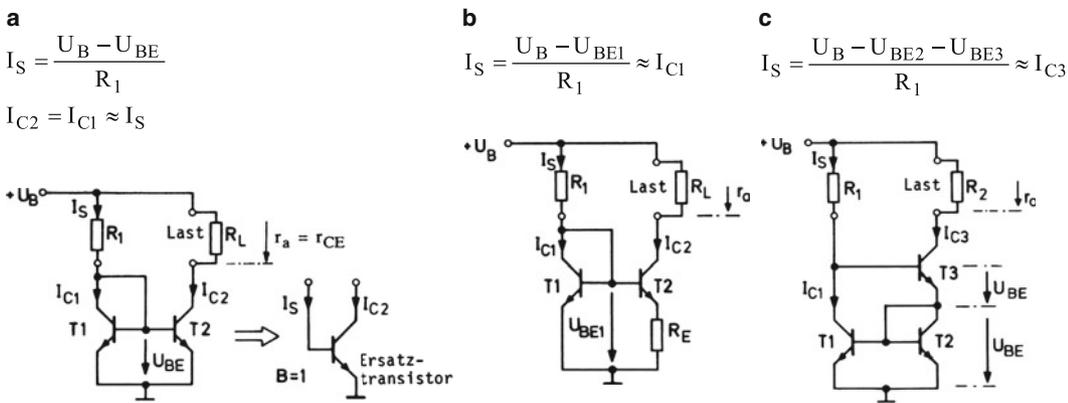


Abb. 10.49 Stromspiegelschaltungen. **a** Widlar-Schaltung, **b** Modifizierter Stromspiegel, **c** Wilson-Schaltung

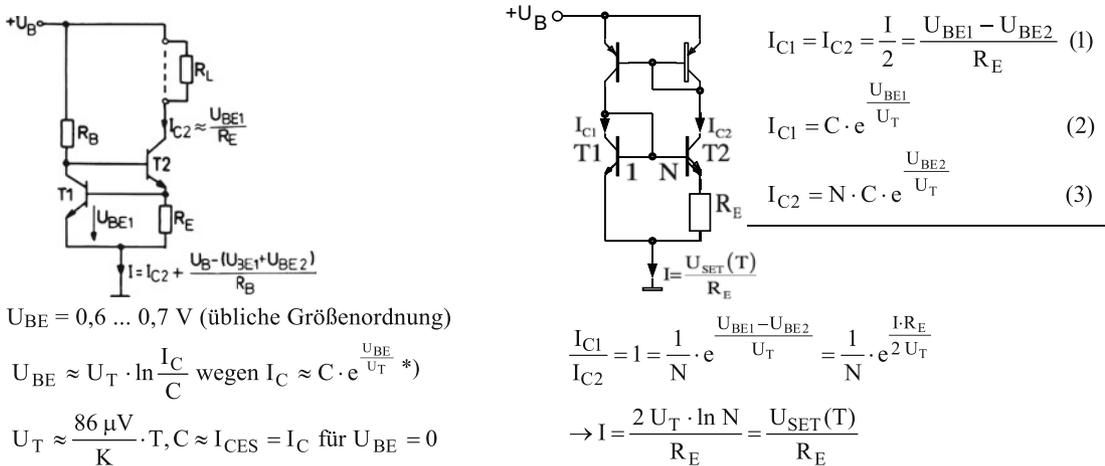


Abb. 10.50 Vereinfachte Wilson-Schaltung. *) Vgl. Abschn. 10.13

Abb. 10.51 Strom-PTAT-Schaltung

11.1 Grundbegriffe des Operationsverstärkers

Operationsverstärker (häufig abgekürzt mit OP) sind im Prinzip nach Abb. 11.1a aufgebaut. Sie bestehen aus einer Differenzeingangsstufe (T1 und T2), einem Zwischenverstärker (T3) und einer Endstufe (T4). Die Schaltung hat zwei Eingänge – mit P und N bezeichnet – und einen Ausgang A, jeweils bezogen auf Masse. Die Letztere wird gebildet durch den gemeinsamen Schaltungspunkt einer positiven und negativen Betriebsspannungsquelle. Die einzelnen Verstärkerstufen sind galvanisch gekoppelt, so dass auch Gleichspannungen verstärkt werden können (Gleichspannungsverstärker).

Im Idealfall – bei unendlich großer Gleichtaktunterdrückung – wird nur die Differenzspannung $U_D = U_P - U_N$ verstärkt. Die entsprechende Spannungsverstärkung bei offenem Ausgang wird als Leerlaufverstärkung V_0 bezeichnet. Sie sollte möglichst groß sein, z. B. größer als $10.000 \hat{=} 80 \text{ dB}$. Dies wird erreicht mit einem geeigneten Zwischenverstärker, dem außerdem die Aufgabe einer „Pegelverschiebung“ zukommt mit dem Ziel, dass die Ausgangsspannung U_a zu null wird für $U_D = 0$.

Geht man von dem Nullzustand (Ruhezustand) aus, so wird eine positive Eingangsspannung U_P von einer positiven Ausgangsspannung U_a beantwortet. Eine positive Eingangsspannung U_N dagegen führt zu einer negativen Ausgangsspannung. In der symbolischen Darstellung nach Abb. 11.1b wird daher der „P-Eingang“ mit einem Pluszeichen gekennzeichnet, der „N-Eingang“ mit einem Minuszeichen. Man bezeichnet den Ersteren auch als nichtinvertierenden und den Letzteren als invertierenden Eingang.

Abb. 11.1c zeigt zwei Bauformen von Operationsverstärkern für die heute vorherrschende monolithische Bauweise. Neben der reinen Bipolartechnik entsprechend Abb. 11.1a gibt es auch gemischte Ausführungen mit einer JFET- oder MOSFET-Eingangsstufe als sog. BIFET- bzw. BIMOS-OPs. Die Letzteren arbeiten mit wesentlich kleineren Eingangsströmen I_P und I_N .

Abb. 11.2a zeigt die Übertragungskennlinie als eigentliche Steuerkennlinie. Der annähernd lineare Arbeitsbereich zwischen einer positiven und negativen Sättigung gehört wegen der hohen Spannungsverstärkung V_0 zu einer Änderung $\Delta U_D < 1 \text{ mV}$. Die Sättigungsspannung U_S ist vom Betrag her in der Regel um etwa 1 V bis 2 V kleiner als die Betriebsspannung U_B . Leider besitzt die Kennlinie üblicherweise eine Nullpunktverschiebung entsprechend dem

gestrichelten Verlauf. Die sog. Eingangsoffsetspannung U_{os} als Nullpunktversatzspannung kann – exemplarabhängig – positiv oder negativ sein.

Ein Großteil der Standard-Verstärker besitzt die Möglichkeit eines Nullpunktgleichs mit Hilfe eines extern anzuschließenden Potentiometers. Abb. 11.2b zeigt die entsprechende Beschaltung für den Typ 741 (Bipolar-Typ) sowie die pinkompatiblen OPs TL 081 (BIFET-Typ) und CA 3140 (BIMOS-Typ). Ein derartiger Abgleich kann jedoch gestört werden durch eine Temperaturänderung, eine Betriebsspannungsänderung oder auch eine Gleichtaktspannung u_{GI} an beiden Eingängen. Dadurch verschiebt sich die Übertragungskennlinie nach links oder rechts. Es bildet sich eine neue Offsetspannung U_{OST} , U_{OSB} oder U_{OSG} gemäß Abb. 11.2c. Die entsprechenden Stömpfindlichkeiten, ausgedrückt als Differentialquotienten, findet man in den Datenblättern, wo der Temperaturdurchgriff meistens als „Temperaturdrift“ bezeichnet wird. Anstelle des Betriebsspannungsdurchgriffs und des Gleichtaktdurchgriffs werden in der Regel die zugehörigen Kehrwerte, nämlich die Betriebsspannungsunterdrückung (Supply Voltage Rejection Ratio, SVRR) sowie die Gleichtaktunterdrückung G (Common Mode Rejection Ratio, CMRR) in dB angegeben.

Abb. 11.3 zeigt die Anwendung eines Operationsverstärkers als Komparator. Die beiden Betriebsspannungsanschlüsse sind wie üblich im Schaltbild nicht eingetragen. Am P-Eingang wird eine feste Vergleichsspannung U_V angelegt. Sobald die Spannung am N-Eingang die Vergleichsspannung U_V übersteigt, geht der Ausgang in die negative Sättigung. Wenn $u_N < U_V$ wird, springt er wieder um. Zu einem dreieckförmigen Verlauf der Spannung u_N ergibt sich so das Abb. 11.3b mit einer gegenphasigen Rechteckschwingung. Eine gleichphasige Rechteckschwingung ergäbe sich durch Vertauschen der beiden Eingänge.

Zur vollen Durchsteuerung von einer zur anderen Sättigung muss die Differenzspannung u_D die kleine Offsetspannung U_{os} nur geringfügig über- bzw. unterschreiten. Im Komparatorbetrieb treten jedoch häufig viel größere Werte auf, die zu einer Übersteuerung und einer dadurch bedingten Umschaltverzögerung führen. Mit der in Abb. 11.3c angegebenen Schutzbeschaltung kann man die Übersteuerung in Grenzen halten und eine Zerstörung des OPs vermeiden. Moderne Operationsverstärker besitzen einen internen Schutz. Manche Typen werden auch speziell für die Anwendung als Komparator hergestellt. Diese verzichten auf eine hohe Leerlaufverstärkung und weisen stattdessen besonders kurze Umschaltzeiten auf (siehe Anhang B.11 und B.12).

Literatur: [11-1, 11-2, 11-3]

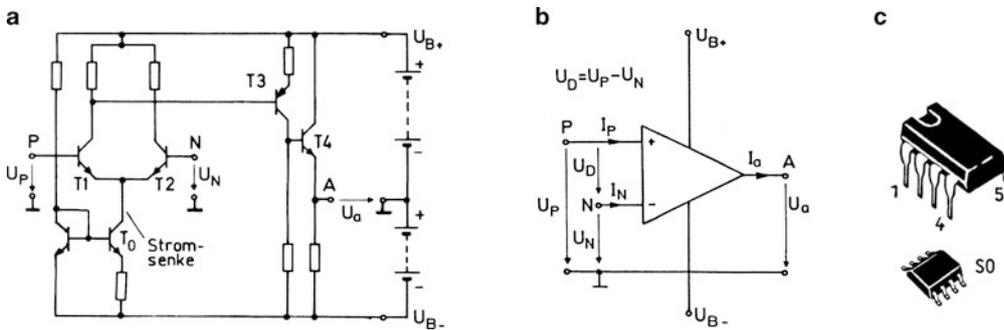


Abb. 11.1 Operationsverstärker. **a** Grundschaltung, **b** Schaltsymbol, **c** industrielle Bauformen

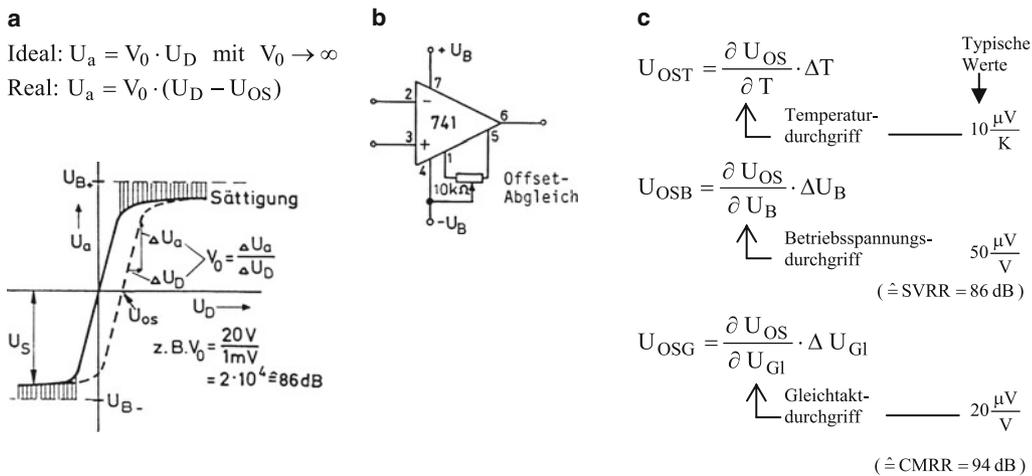


Abb. 11.2 Übertragungskennlinie mit Nullpunktverschiebung. Konkrete Werte zu den einzelnen Parametern findet man im Datenblatt des jeweiligen OP-Typs bzw. im Anhang B.11 dieses Buches. Die dortigen Angaben sind in der Regel Betragswerte ohne Vorzeichenberücksichtigung. **a** Kennlinie, **b** Nullpunkt Korrektur, **c** Nullpunktstörungen

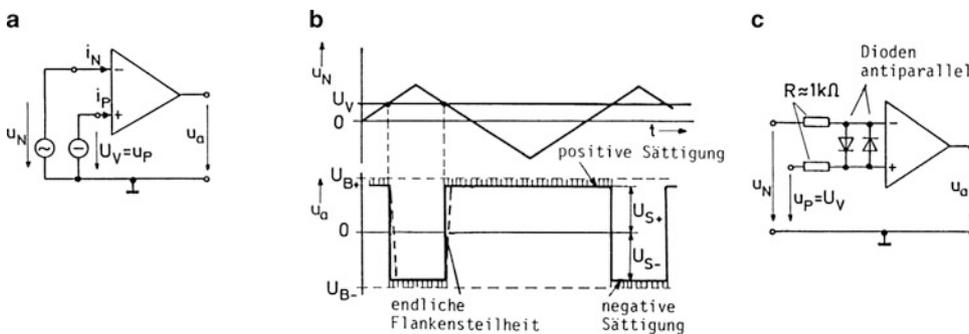


Abb. 11.3 Operationsverstärker als Komparator (Spannungsvergleicher). **a** Grundschaltung, **b** Spannungs-Zeit-Diagramm. Das Umschwingen von einer Sättigung zur anderen erfolgt mit endlicher Geschwindigkeit, begrenzt durch die sog. Slew Rate (siehe Abschn. 11.5), **c** Schutzbeschaltung

11.2 Linearer invertierender Verstärker

Die Grundschialtung für einen linearen invertierenden Verstärker zeigt Abb. 11.4a. Der Operationsverstärker ist nur mit zwei Widerständen beschaltet, dem Steuerwiderstand R_N und dem Rückkopplungswiderstand R_f . Da die Rückkopplung, ausgehend von der Ausgangsspannung u_a , am invertierenden Eingang angreift, handelt es sich im strengen Sinne um eine Spannungsgegenkopplung. Auf eine positive Eingangsspannung u_q antwortet der Ausgang mit einer negativen Spannung u_a . Diese wächst soweit an, bis der zufließende Steuerstrom i_e praktisch vollständig über den Rückkopplungswiderstand „abgesaugt“ wird. Den kleinen Eingangsstrom i_N kann man bei dieser Betrachtung vernachlässigen.

Ein idealer Verstärker ($V_0 \rightarrow \infty$, $U_{os} = 0$) benötigt dazu nur eine verschwindend geringe – also vernachlässigbare – Differenzspannung u_D . Es gelten die Gleichungen nach Abb. 11.4b, mit denen sich eine negative Spannungsverstärkung A_u ergibt, bestimmt durch das Verhältnis der Widerstände R_f und R_N . Demnach erhält man eine Spannungsübertragungskennlinie entsprechend Abb. 11.4c. Diese ist im Idealfall nullpunktsymmetrisch und linear innerhalb der Aussteuergrenzen, welche gegeben sind durch die positive und negative Sättigungsspannung U_S . Im Spezialfall $R_f = R_N$ wird $A_u = -1$. Die Schaltung stellt dann einen „Einsverstärker“ mit Phasenumkehr dar, meist als Inverter bezeichnet.

Beim realen Operationsverstärker muss man mit einer Eingangs-Offsetspannung U_{os} rechnen. In den Gleichungen der Abb. 11.4b gilt dann nicht mehr $u_D = 0$, sondern bei hinreichend steiler Übertragungskennlinie ($V_0 \rightarrow \infty$): $u_D = U_{os}$. Die Folge ist eine Verschiebung der Übertragungskennlinie in Abb. 11.4c in vertikaler Richtung (gestrichelt) unter Beibehaltung der Aussteuergrenzen. Es bildet sich eine Ausgangs-Offsetspannung, die im Abschn. 11.4 auch berechnet wird.

In der Regel ist die Eingangs-Offsetspannung U_{os} so klein ($< 10\text{ mV}$), dass der N-Eingang nahezu auf Massepotential bleibt. Man spricht deshalb von einem virtuellen Massepunkt. Damit erkennt man, dass der Eingangswiderstand des Verstärkers praktisch gleich dem Widerstand R_N wird. Ausgangsseitig verhält sich der Verstärker dank der Spannungsgegenkopplung innerhalb bestimmter Belastungsgrenzen sehr niederohmig, d. h. nahezu lastunabhängig. Der tatsächliche Ausgangswiderstand wird im Abschn. 11.5 noch berechnet.

Abb. 11.5a zeigt eine Schaltungsvariante mit zwei Steuereingängen. Die entsprechenden Widerstände R_{N1} und R_{N2} führen beide zum N-Eingang, der virtuellen Masse. Die Ströme i_{e1} und i_{e2} werden bei idealem Verstärker unabhängig voneinander nur durch die jeweilige Spannung u_q und den zugehörigen Widerstand R_N gegeben. Sie überlagern sich –

summieren sich – zum Gesamtstrom i_f :

$$i_f = \frac{u_{q1}}{R_{N1}} + \frac{u_{q2}}{R_{N2}}.$$

Ein Maschenumlauf ergibt:

$$i_f \cdot R_f + u_a = 0 \rightarrow u_a = - \left(\frac{R_f}{R_{N1}} \cdot u_{q1} + \frac{R_f}{R_{N2}} \cdot u_{q2} \right).$$

Offenbar stellt auch die Ausgangsspannung die Überlagerung bzw. die Summe der Eingangsspannungen dar mit einer durch das jeweilige Verhältnis R_f/R_N bestimmten Gewichtung. Für den Spezialfall $R_{N1} = R_{N2} = R_N$ erhält man die in Abb. 11.5a angegebene Übertragungsgleichung eines einfachen Summierers, auch Umkehraddierer genannt. Durch einseitiges Vorschalten eines Inverters ergibt sich daraus eine Subtrahierschaltung (Abb. 11.5b). Offensichtlich lassen sich auf diese Weise Rechenoperationen durchführen, wovon die Bezeichnung Operationsverstärker herrührt.

Es erscheint im Übrigen sinnvoll, die Schaltungen der Abb. 11.4 in einem erweiterten Sinne als Mischer zu betrachten, die zwei verschiedene Eingangssignale zu einem Ausgangssignal mischen. Mischt man z. B. eine Gleichspannung u_{q1} mit einer Wechselspannung u_{q2} , so erhält man am Ausgang je nach Gewichtung eine Gleichspannung mit Wechselanteil oder eine Wechselspannung mit Gleichanteil. Zwei Tonschwingungen lassen sich zu einem Tongemisch vereinigen.

Durch eine Beschaltung mit zusätzlichen Kapazitäten wird das Übertragungsverhalten der Schaltungen grundsätzlich frequenzabhängig. Man beschreibt es dann zweckmäßig durch einen komplexen Verstärkungs- oder Übertragungsfaktor \underline{A}_u . Dieser ergibt sich aus der ursprünglichen Verstärkungsformel, wenn man die Widerstände R_f und R_N durch die entsprechenden komplexen Werte \underline{Z}_f und \underline{Z}_N ersetzt. Abb. 11.6 zeigt zwei Beispiele. Aus der Frequenzgangdarstellung mit jeweils *einer* Eckfrequenz erkennt man, dass auf diese Weise ein Tiefpass und ein Hochpass entstehen. Es handelt sich um sog. aktive Filterschaltungen, weil aktive Elemente (Verstärker) eingesetzt werden, um bestimmte Übertragungseigenschaften zu realisieren.

Der Tiefpass stellt für $R_f/R_N > 1$ einen Gleichspannungsverstärker mit einer Bandbegrenzung nach höheren Frequenzen dar. Der Hochpass dagegen wirkt als reiner Wechselspannungsverstärker und kann als NF-Verstärker eingesetzt werden. Charakteristisch für beide Schaltungen ist auch die jeweilige Sprungantwort, d. h. die Reaktion auf einen Eingangssprung mit der positiven Spannung U . Die angegebenen Zeitverläufe ergeben sich, wenn der gesamte Vorgang ohne Übersteuerung abläuft.

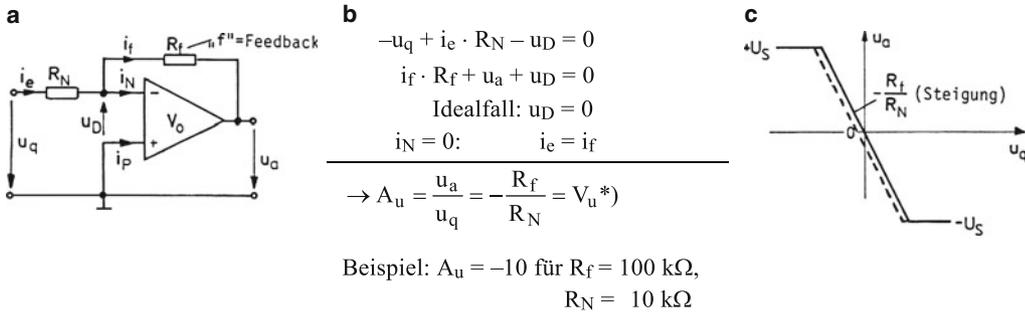


Abb. 11.4 Grundsaltung eines invertierenden Verstärkers. **a** Schaltbild, **b** Gleichungen. *) Die Spannungsverstärkung des beschalteten Verstärkers wird hier und im Folgenden als Spannungs-Übertragungsfaktor A_u anstelle der sonst üblichen Bezeichnung V_u angegeben, **c** Spannungs-Übertragungskennlinie

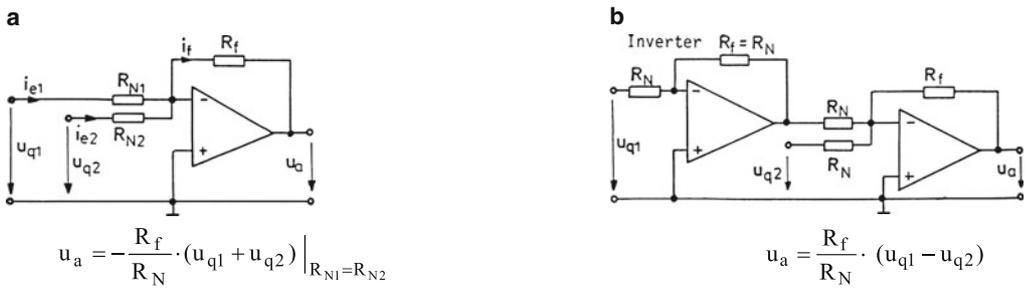


Abb. 11.5 Schaltungen mit zwei Eingängen als lineare Mischer. **a** Summierschaltung (Addierer). Die Eingangsschaltung lässt sich durch weitere Widerstände R_{N3} , R_{N4} usw. beliebig erweitern, **b** Subtrahierschaltung

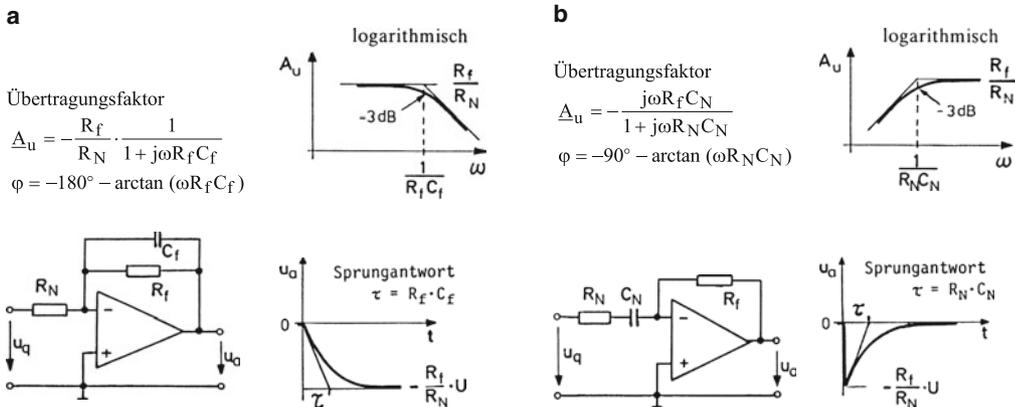


Abb. 11.6 Aktive Filterschaltungen. **a** Tiefpass, **b** Hochpass. Über einen zweiten Widerstand R_N – ohne C_N – kann man der übertragenen Wechselspannung einen beliebigen Gleichanteil überlagern (zumischen)

11.3 Linearer nichtinvertierender Verstärker

Die Grundsaltung zeigt Abb. 11.7a. Wie beim invertierenden Verstärker sind nur zwei Widerstände R_f und R_N zur äußeren Beschaltung erforderlich, die einen einseitig auf Masse liegenden Spannungsteiler bilden. Auf eine positive Spannung u_q antwortet der Ausgang mit einer ebenfalls positiven Spannung u_a , wobei ein Teil der Ausgangsspannung zum N-Eingang im Sinne einer Spannungsgegenkopplung rückgeführt wird. Bei idealem OP folgt der N-Eingang dem P-Eingang nach bis auf eine verschwindend geringe Differenzspannung u_D . Es gelten die Gleichungen der Abb. 11.7b. Die Spannungsverstärkung A_u wird bei gleichen Widerständen offenbar um eins größer als beim invertierenden Betrieb und stets positiv. Die zugehörige Übertragungskennlinie zeigt Abb. 11.7c. Im Spezialfall $R_f = 0$ wird $A_u = 1$. Die Schaltung stellt dann einen „Einsverstärker“ dar, meist als Spannungsfolger bezeichnet (*unity-gainfollower*). Der Widerstand R_N belastet in diesem Fall nur den Ausgang und kann entfallen.

Beim realen Operationsverstärker muss man wieder die Eingangs-Offsetspannung U_{os} berücksichtigen, indem man in Abb. 11.7b $u_D \approx U_{os}$ setzt. Als Folge ergibt sich auch hier eine Vertikalverschiebung der Übertragungskennlinie wie beim invertierenden Verstärker mit der Bildung einer Ausgangs-Offsetspannung¹.

Der Steuereingang führt nur den häufig vernachlässigbar kleinen Strom i_p , so dass der Eingangswiderstand außerordentlich groß wird, was zu der nicht ganz zutreffenden Bezeichnung „Elektrometereingang“ geführt hat. Der Ausgang ist dank der Spannungsgegenkopplung wieder relativ niederohmig und daher innerhalb gewisser Grenzen nahezu lastunabhängig².

Ebenso wie mit dem invertierenden Verstärker kann man Signale im Sinne einer linearen Überlagerung mischen. Abb. 11.8 zeigt dazu einige Schaltungen mit einer Beschränkung auf zwei Eingänge. Diese werden in Abb. 11.8a durch einen zweiseitig gesteuerten Spannungsteiler gebildet, der dem P-Eingang vorgeschaltet ist. Wieder gilt, dass der N-Eingang dem P-Eingang so nachgeführt wird, dass die Spannung u_D nahezu verschwindet. Dazu wird mit dem Überlagerungsgesetz:

$$u_p = u_{q1} \cdot \frac{R_{p2}}{R_{p1} + R_{p2}} + u_{q2} \cdot \frac{R_{p1}}{R_{p1} + R_{p2}}$$

$$\rightarrow u_a = \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right) \cdot u_p = \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right) \cdot \frac{u_{q1} + u_{q2}}{2} \Bigg|_{R_{p1}=R_{p2}}$$

¹ Siehe dazu Abschn. 11.4.

² Eingehende Betrachtung im Abschn. 11.5.

Offensichtlich handelt es sich um eine Summierschaltung. Ein Nachteil gegenüber der entsprechenden Schaltung mit invertierendem Verstärker besteht darin, dass die Eingänge nicht entkoppelt sind. Jede der beiden Eingangsspannungen bestimmt auch den Strom im anderen Eingang mit.

Die Schaltung nach Abb. 11.8b arbeitet mit einer direkten Steuerung am P-Eingang. Sie gewinnt den zweiten Eingang dadurch, dass das bisher mit Masse verbundene Ende des Rückkopplungsteilers als Eingang benutzt wird. Die Schaltung stellt damit eine Kombination aus einem nichtinvertierenden und invertierenden Verstärker dar und wird so zur Subtrahierschaltung. Die Übertragungsgleichung folgt unmittelbar nach dem Überlagerungssatz. Vorteilhaft ist hier der hochohmige P-Eingang („Elektrometereingang“). Der andere Eingang wird dagegen mit dem Rückkopplungsstrom belastet und verlangt eine niederohmige Ansteuerung.

Eine Schaltungsvariante stellt Abb. 11.8c dar. Die Eingangsspannung u_{q1} wird mit dem Teiler $R_{p1} - R_{p2}$ zunächst herabgeteilt. Wählt man dazu das gleiche Verhältnis wie beim Teiler $R_N - R_f$, so ergibt sich die angeschriebene sehr einfache Übertragungsgleichung, wonach die Ausgangsspannung u_a direkt proportional der Differenz der Eingangsspannungen ist.

Abb. 11.9a zeigt einen nichtinvertierenden Verstärker mit vorgeschaltetem RC-Tiefpass. Da der Verstärker den Tiefpass praktisch nicht belastet, ergibt sich der resultierende Übertragungsfaktor einfach als Produkt der Einzelfaktoren. Damit folgt der angeschriebene Phasenwinkel φ sowie der aufgezeichnete Frequenzgang des Betrages $A_u = |\underline{A}_u|$. Zu einem Eingangssprung mit der positiven Spannung U ergibt sich die dargestellte Sprungantwort. Häufig verzichtet man auf die Spannungsverstärkung und setzt den Verstärker lediglich als Spannungsfolger ein (s. oben). Er erfüllt dann nur die Funktion eines Pufferverstärkers bzw. Impedanzwandlers, der den ansonsten lastabhängigen RC-Tiefpass weitgehend lastunabhängig macht.

Abb. 11.9b zeigt eine Abwandlung des Tiefpasses mit einer überlagerten Inverterfunktion. Dadurch entsteht ein Allpass mit dem angegebenen komplexen Übertragungsfaktor, dessen Betrag frequenzunabhängig gleich eins ist. Frequenzabhängig ist lediglich der Phasenwinkel φ . Zu einer festen Frequenz eignet sich die Schaltung mit einem variablen Widerstand R als Phasenschieber für den Winkelbereich zwischen 0 und -180° (nacheilende Phase). Vertauscht man hier R und C , so ergibt sich eine voreilende Phase.

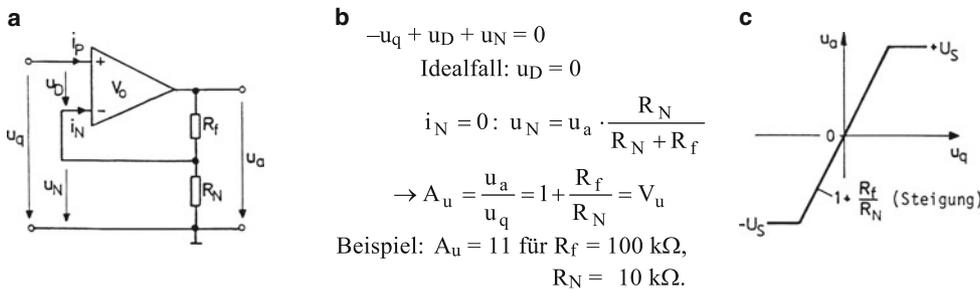


Abb. 11.7 Grundsaltung eines nichtinvertierenden Verstärkers. **a** Schaltbild, **b** Gleichungen, **c** Spannungs-Übertragungskennlinie

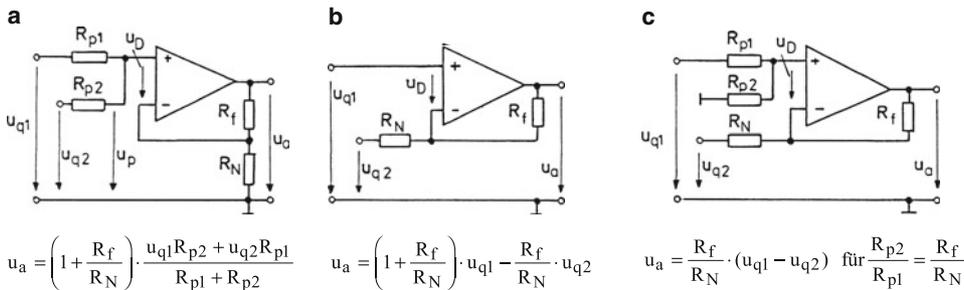


Abb. 11.8 Summier- und Subtrahierschaltungen. **a** mit Vorteiler, **b** mit P- und N-Steuerung, **c** Differenzverstärker. Damit tatsächlich nur die Differenzspannung $u_{q1} - u_{q2}$ übertragen wird, muss die angegebene Widerstandsbedingung genau eingehalten werden. Zweckmäßig macht man R_{p2} veränderlich und gleicht bei verbundenen Eingängen, d. h. bei $u_{q1} = u_{q2}$ auf null ab

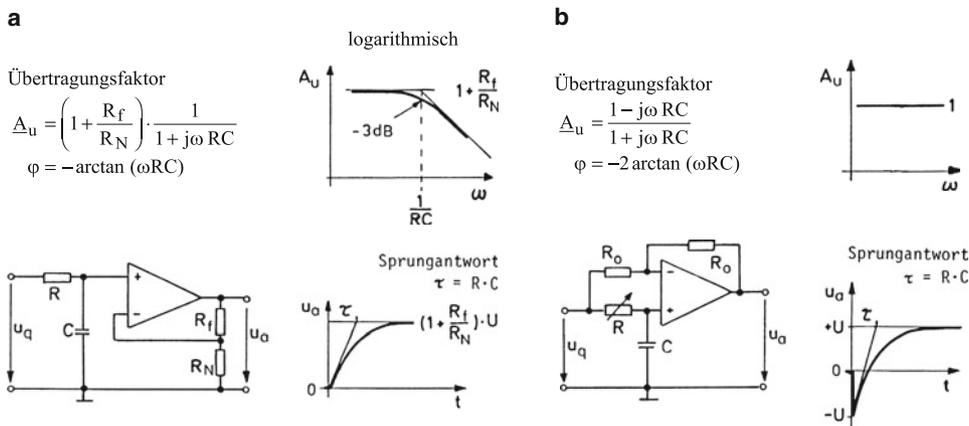


Abb. 11.9 Aktive Filterschaltungen. **a** Tiefpass. Vertauscht man die Elemente R und C des Tiefpasses, so ergibt sich ein Hochpass bzw. ein Wechselspannungsverstärker, **b** Allpass (Phasenschieber)

11.4 Eingangsverhalten des realen Verstärkers

Bei vielen Anwendungen genügt es, den P- und N-Eingang des Operationsverstärkers als stromlos zu betrachten. Bei genauen Messanordnungen ist dies jedoch nicht zulässig. Abb. 11.10 zeigt Ersatzbilder zur Berücksichtigung der Eingangsströme im Ruhezustand, wobei die Signalspannungen gleich Null gesetzt sind (Eingänge nach Masse kurzgeschlossen). Bei Schaltungen mit mehreren Eingängen können R_P und R_N die Parallelschaltung aus zwei oder mehr Widerständen darstellen. In den Grundschaltungen zum invertierenden und nichtinvertierenden Verstärker ist $R_P = 0$.

Im Abb. 11.10a werden die Eingangsströme I_P und I_N durch zwei Stromquellen (Stromsenken) erfasst. Man setzt $U_D \approx U_{OS}$. Mit einer Knotenpunkt- und Maschenbetrachtung findet man dann den angegebenen Fehlerstrom I_{FF} und die Fehlerspannung U_{aF} als Ausgangs-Offsetspannung. Offensichtlich ist diese nicht nur eine Folge der Eingangs-Offsetspannung U_{OS} sondern auch der Eingangsströme, die jedoch bei modernen OPs mit FET-Eingang nur eine untergeordnete Rolle spielen. Mit Hilfe eines Korrekturpotentiometers kann man bei vielen OPs im Ruhebtrieb den Ausgang auf Null abgleichen. Solange sich die Eingangsgrößen U_{OS} , I_P und I_N nicht ändern, ist dann die Fehlerspannung beseitigt.

Aufgrund einer gewissen Unsymmetrie in der Eingangsschaltung des OPs sind die Ströme I_P und I_N in der Regel etwas verschieden. Man definiert ihre Differenz als „Offsetstrom“ I_{OS} und den arithmetischen Mittelwert als „mittleren Eingangsruhestrom“ I_0 . Mit diesen Definitionen lässt sich die Eingangsschaltung auch entsprechend Abb. 11.10b darstellen, wozu man wieder die Fehlergrößen I_{FF} und U_{aF} erhält.

Als besonders interessant erweist sich der Fall $R_N \parallel R_f = R_P$, für den der Einfluss des mittleren Eingangsruhestromes auf die Spannung U_{aF} verschwindet. Es bleibt dann nur die Wirkung des in der Regel viel kleineren Offsetstromes übrig. Physikalisch ist das so zu verstehen, dass der in gleicher Richtung über die Widerstände R_P und $(R_N \parallel R_f)$ fließende Strom I_0 jeweils den gleichen Spannungsabfall erzeugt und damit keine Differenzspannung u_D bildet. Die Schaltungspraxis macht von dieser Kompensationsmöglichkeit – insbesondere bei Operationsverstärkern mit bipolarem Eingang – häufig Gebrauch durch die Einführung eines passend bemessenen Widerstandes R_P vor dem P-Eingang.

Abgesehen von den Ruhestromen I_P und I_N sowie der „Ruhe-spannung“ U_{OS} treten bei einer Aussteuerung zusätzliche Strom- und Spannungskomponenten auf, die im Sinne einer Kleinsignaltheorie als überlagerte Wechselgrößen dargestellt werden können. Abb. 11.11 erläutert die Verhältnisse für den invertierenden Verstärker, dessen Eingang durch die für einen Differenzverstärker typischen Widerstände r_D und

r_{G1} beschrieben wird³. Mit etwa $100\text{ M}\Omega$ ist der Gleichtakteingangswiderstand r_{G1} in der Regel so groß, dass er praktisch keine Rolle spielt. Das Gleiche gilt auch hier für den Differenzeingangswiderstand r_D mit etwa $1\text{ M}\Omega$. Maßgebend ist der als Millerwiderstand R'_f auf den Eingang des OPs transformierte Widerstand R_f . Dank der hohen Leerlaufverstärkung wird dieser so klein, dass er scheinbar als Kurzschluss wirkt (virtueller Kurzschluss). Der Wechselstromeingangswiderstand r_e wird also praktisch gleich R_N , wie bereits früher angenommen wurde.

Abb. 11.12 beschreibt das Wechselstromverhalten für den nichtinvertierenden Verstärker. Der Eingang wird nur belastet mit den Strömen i_{G1} und i_{D1} entsprechend den Widerständen r_{G1} und r_D . Widerstandserhöhend wirkt hier die Nachführung des N-Eingangs, wodurch ein Bootstrap-Effekt entsteht. Bezogen auf die Eingangsklemmen der Schaltung erscheint daher der Widerstand r_D hochtransformiert auf den Wert r'_D . Der differentielle Widerstand r_e wird dadurch außerordentlich hochohmig („Elektrometerverhalten“).

Das Wechselstromverhalten der Schaltungen nach Abb. 11.11 und Abb. 11.12 ändert sich nicht, wenn man in Reihe zum Widerstand R_N einen Kondensator C_N einfügt mit der Maßgabe $1/\omega C_N \ll R_N$. Der Gleichstromwiderstand des betreffenden Schaltungszweiges wird durch diese Maßnahme jedoch unendlich groß, d. h. die Ausgangsfehlerspannung wird ungeteilt auf den N-Eingang rückgekoppelt und bleibt dadurch besonders klein. Man nutzt diesen Effekt bei Wechselspannungsverstärkern⁴. Die verbleibende Rest-Fehlerspannung kann man berechnen, wenn man in den Fehlerformeln der Abb. 11.10 $R_N = \infty$ setzt.

Abgesehen von dem Eingangswiderstand unterscheiden sich die beiden Schaltungen darin, dass beim nichtinvertierenden Betrieb im Gegensatz zum invertierenden Betrieb eine Gleichtaktsteuerung auftritt. Diese bleibt unbedeutend, solange der zulässige Gleichtaktsteuerbereich (*common mode range*) nicht überschritten wird. Bei genauer Betrachtung kann die Gleichtaktsteuerung berücksichtigt werden durch eine zusätzliche (veränderliche) Offsetspannung u_{OSG} , die am Ausgang die Fehlerspannung u_{aFG} erzeugt. Näherungsweise gilt dann zu Abb. 11.12:

$$u_{OSG} = \frac{1}{G} \cdot u_q$$

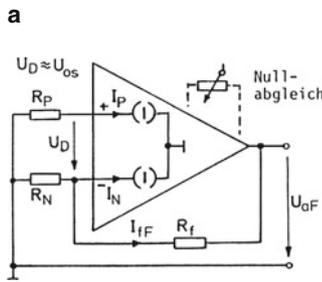
mit G als Gleichtaktunterdrückung. Entsprechend Abb. 11.10 wird:

$$|u_{aFG}| = \frac{1}{G} \cdot u_q \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right).$$

³ Siehe Abschn. 10.13.

⁴ Vgl. Abschn. 11.2, 13.1 und 18.10.

I_P, I_N Eingangsruhestrome
(input bias currents)*



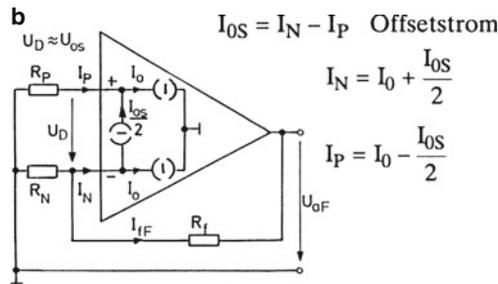
Fehlerstrom über R_f :

$$I_{fF} = \frac{U_{0S}}{R_N} + I_P \cdot \frac{R_P}{R_N} - I_N$$

Fehlervoltage am Ausgang:

$$U_{aF} = -U_{0S} \left(1 + \frac{R_f}{R_N} \right) - I_P \cdot R_P \left(1 + \frac{R_f}{R_N} \right) + I_N \cdot R_f$$

$$I_0 = \frac{I_N + I_P}{2} \text{ mtl. Eingangsruhestrom}$$



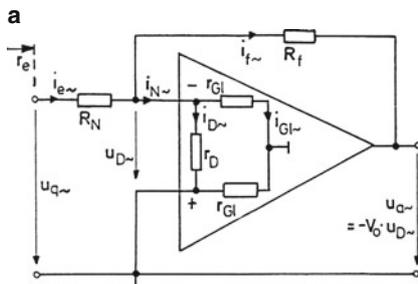
Fehlerstrom über R_f :

$$I_{fF} = \frac{U_{0S}}{R_N} + I_0 \cdot \left(\frac{R_P}{R_N} - 1 \right) - \frac{I_{0S}}{2} \left(\frac{R_P}{R_N} + 1 \right)$$

Fehlervoltage am Ausgang:

$$U_{aF} \approx - \left(1 + \frac{R_f}{R_N} \right) \cdot \left\{ U_{0S} - I_0 \left[(R_N \parallel R_f) - R_P \right] - \frac{I_{0S}}{2} \left[(R_N \parallel R_f) + R_P \right] \right\}$$

Abb. 11.10 Verstärkerschaltung im Ruhebetrieb. **a** Ersatzbild mit zwei Stromquellen. *) In Datenblättern wird meist nur der Mittelwert I_0 nach **b** unter der Bezeichnung input bias current angegeben, **b** Ersatzbild mit drei Stromquellen



r_D Differenzeingangswiderstand*)

r_{GI} Gleichtakteingangswiderstand

b

$$i_{f\sim} = \frac{u_{D\sim} - u_{a\sim}}{R_f}$$

$$= \frac{u_{D\sim} \cdot (1 + V_0)}{R_f}$$

$$\rightarrow R'_f = \frac{u_{D\sim}}{i_{f\sim}} = \frac{R_f}{1 + V_0}$$

$$r_e \approx R_N + R'_f \approx R_N$$

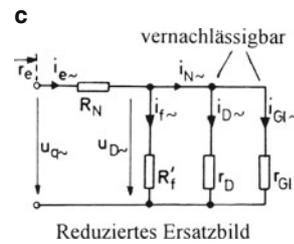
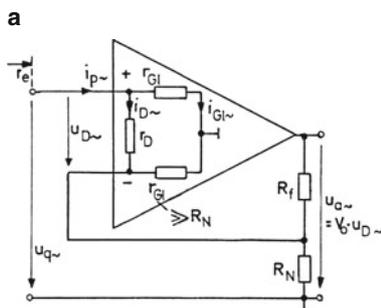


Abb. 11.11 Wechselstromverhalten des invertierenden Verstärkers. **a** Ersatzbild mit Eingangswechselgrößen.

*) Genau genommen liegt parallel zu r_D auch eine parasitäre Kapazität C_D von wenigen Pikofarad, **b** Darstellung des Eingangswiderstandes



b

$$u_{D\sim} \approx u_{q\sim} - V_0 \cdot u_{D\sim} \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f}$$

$$\approx \frac{u_{q\sim}}{1 + V_0} \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f} = i_{D\sim} \cdot r_D$$

$$r'_D = \frac{u_{q\sim}}{i_{D\sim}} = r_D \cdot \left(1 + V_0 \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f} \right)$$

$$r_e = r'_D \parallel r_{GI}$$

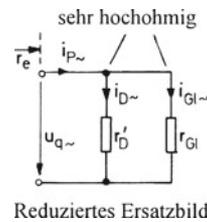


Abb. 11.12 Wechselstromverhalten des nichtinvertierenden Verstärkers. **a** Ersatzbild mit Eingangswechselgrößen, **b** Darstellung des Eingangswiderstandes

11.5 Ausgangsverhalten des realen Verstärkers

Die wichtigste Kenngröße in Bezug auf den Ausgang eines Verstärkers ist sein Ausgangswiderstand. Dabei ist zu unterscheiden zwischen dem ursprünglichen Ausgangswiderstand r_a des offenen Verstärkers ohne Gegenkopplung und dem Betriebsausgangswiderstand r'_a unter dem Einfluss der Gegenkopplung. Zur Bestimmung des Letzteren genügt ein Gedankenexperiment. Dazu werde ein eingangsseitig idealer OP verwendet mit $I_p = I_N = 0$ und $U_{os} = 0$. Ausgangsseitig wird der Verstärker entsprechend Abb. 11.13a nachgebildet durch eine Spannungsquelle mit der Quellenspannung $V_0 \cdot u_D$ und dem Innenwiderstand r_a . Bei offenem Schalter S (ohne Gegenkopplung) ist $u_D = 0$ und damit auch $V_0 \cdot u_D = 0$. Der unbelastete Ausgang liegt auf Nullpotential. Eine Belastung mit dem Strom i_a führt auf die Ausgangsspannung $u_a = -i_a \cdot r_a$. Das Ausgangspotential sinkt also ab entsprechend dem inneren Spannungsabfall $i_a \cdot r_a$. Bei geschlossenem Schalter S (mit Gegenkopplung) bildet sich dabei eine Differenzspannung u_D , die eine Quellenspannung $V_0 \cdot u_D$ erzeugt und somit der Potentialabsenkung entgegenwirkt. Die Ausgangsspannung wird weniger stark negativ. Man schreibt $u_a = -i_a \cdot r'_a$ und erhält den Widerstand r'_a nach Abb. 11.13b. Erwartungsgemäß ist der Ausgangswiderstand r'_a stets kleiner als r_a . Er wird besonders klein bei direkter Gegenkopplung mit $R_f = 0$ wie beim Spannungsfolger. Für $V_0 = 10^5$ wird dann $r'_a = 1 \text{ m}\Omega$ bei $r_a = 100 \Omega$!

Das hier aus einer Gleichstrombetrachtung gewonnene Ergebnis gilt auch für Wechselstrom. Da die Leerlaufverstärkung V_0 jedoch mit der Frequenz abnimmt, steigt der Ausgangswiderstand mit der Frequenz an. Er hat also induktiven Charakter. Der niedrige Wert bei tiefen Frequenzen gilt im Übrigen auch nur, solange der Ausgang nicht überlastet wird. Bei vielen Operationsverstärkern wird bei Überlast eine Strombegrenzung wirksam, die den Ausgang hochohmig macht.

Eine andere wichtige Ausgangsgröße ist die sog. *Slew Rate* SR als maximal mögliche Spannungsanstiegsgeschwindigkeit. Diese ist begrenzt durch die endliche Umladegeschwindigkeit interner Kapazitäten. Sie beträgt beim Standard-OP 741 nur $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$, beim schnellen LM 318 jedoch $50 \text{ V}/\mu\text{s}$. Ihre Wirkung wird am Beispiel eines Spannungsfolgers nach Abb. 11.14a gezeigt, dessen Eingangsspannung entsprechend Abb. 11.14b zunächst einen Sprung ausführt und dann mit steigender Frequenz schwingt. Als Sprungantwort ergibt sich zunächst ein fast linearer Anstieg mit einem Überschwingen. Die anschließende zu schnelle Sinusschwingung wird nur stark verzerrt wiedergegeben.

Wichtig für eine gute Dynamik ist das in Abb. 11.14a angegebene beiderseitige Abblocken der Betriebsspannung, am Besten auf einen zentralen Massepunkt. Der gestrichelte Vorwiderstand ist zweckmäßig, da er die mögliche Eingangsübersteuerung, die bei großen Spannungssprüngen als Folge

der stets etwas verzögerten Gegenkopplung auftreten kann, begrenzt.

Abb. 11.14c zeigt, welche Sinusamplitude in Abhängigkeit von der Frequenz noch unverzerrt am Ausgang erscheinen kann. Bei tiefen Frequenzen setzt die Sättigungsspannung U_S eine obere Grenze, bei hohen Frequenzen dagegen die *Slew Rate*. Dazu gilt:

$$u_a = \hat{u}_a \cdot \sin \omega t \rightarrow \left. \frac{du_a}{dt} \right|_{\max} = \hat{u}_a \cdot \omega = \text{SR}.$$

Es folgt:

$$\hat{u}_a = \frac{\text{SR}}{\omega} = \frac{\text{SR}}{2\pi \cdot f}$$

als größtmögliche Amplitude.

Mit dieser Beziehung ergibt sich die hyperbelartige Kurve in Abb. 11.14c. Die auftretende Eckfrequenz f_{GB} bestimmt die sog. Großsignalbandbreite.

Seit den 90er-Jahren gibt es eine Reihe von OP-Typen, bei denen die positive und negative Sättigungsspannung nur um einige Millivolt kleiner ist als die jeweilige Betriebsspannung. Ihr Aussteuerbereich reicht also im Gegensatz zu den Veteranen LM 741 und LM 318 praktisch bis an die „Versorgungsschienen“ → **Rail-to-Rail-Verhalten**.

Ein weiteres nichtideales Verhalten des Ausgangs ist das Verstärkerrauschen. Abb. 11.15a zeigt qualitativ die Ausgangsspannung im „Ruhebetrieb“. Es zeigt sich ein regelloses Schwingungsgemisch mit Amplitudenwerten bis zu einigen Millivolt je nach Verstärkung. Eine Rauschdämpfung ist durch eine Bandbreitenbegrenzung möglich. Der untere Linienzug in Abb. 11.15a zeigt qualitativ, wie sich eine Begrenzung auf ein Viertel der ursprünglichen Bandbreite Δf auswirkt. Sinnvoll ist diese Maßnahme jedoch nur, wenn das zu verstärkende Signal mit der reduzierten Bandbreite auskommt.

Zur Berechnung des Verstärkerrauschens dient die Ersatzschaltung in Abb. 11.15b. Danach wird das Rauschverhalten des Verstärkers vereinfacht durch eine Spannungsquelle und zwei Stromquellen am Verstärkereingang nachgebildet. Diese entsprechen der Spannung U_{os} und den Strömen I_p und I_N , die man durch entsprechende Quellen an gleicher Stelle berücksichtigen kann. Aus den entsprechenden Einzelbeiträgen gewinnt man einen resultierenden Effektivwert U_{ar} für den Ausgang.

Die Werte für U_r und I_r sind berechenbar aus den spektralen Rauschspannungen und Strömen $U_r/\sqrt{\Delta f}$ und $I_r/\sqrt{\Delta f}$, wie sie in Abb. 11.15a angegeben werden. Besonders einfach ist damit umzugehen, wenn man „weißes Rauschen“ unterstellt. Dann erhält man die Effektivwerte U_r und I_r einfach durch Multiplikation der Spektralwerte mit $\sqrt{\Delta f}$ entsprechend Abb. 11.15c.

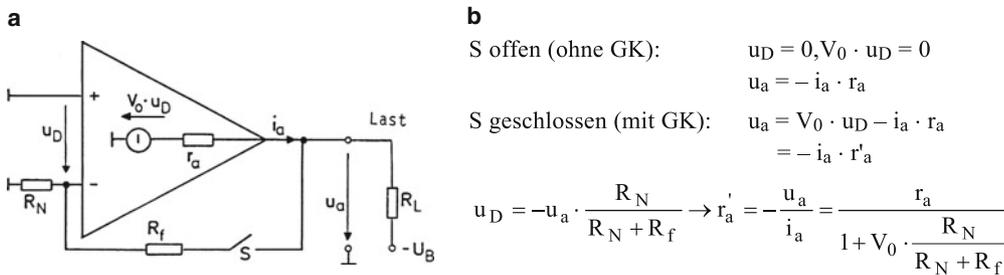


Abb. 11.13 Bestimmung des Betriebsausgangswiderstandes. **a** Versuchsschaltung als Gedankenexperiment, **b** Gleichungen und Widerstandsrechnung

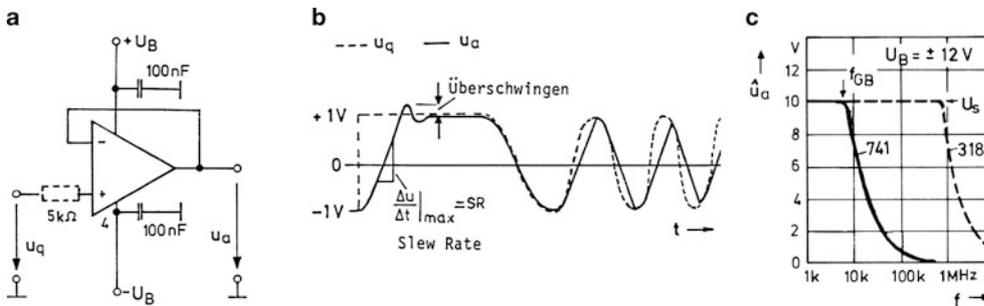
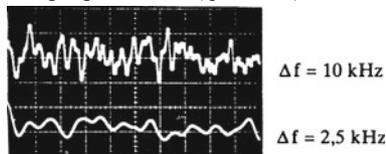


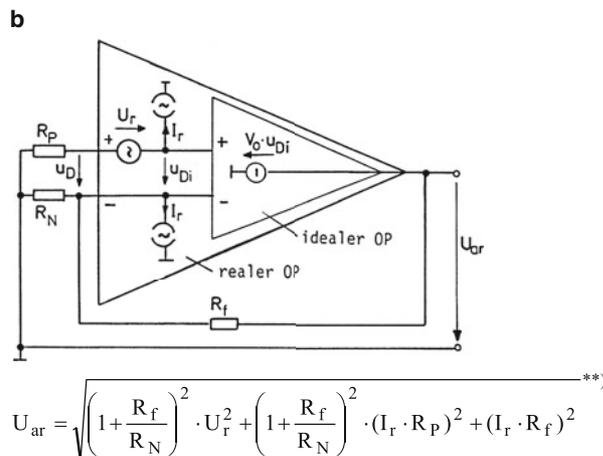
Abb. 11.14 Dynamisches Verhalten des Ausgangs. **a** Schaltung, **b** Sprung- und Sinusantwort, **c** Großsignalamplitude

a Ausgangsrauschen (qualitativ)



Typische Rauschkennwerte zweier rauscharmer OPs*)

| OP-Typ | OP 07 | TL 071 |
|-------------------------------|----------------------------|---------------------------|
| $\frac{U_r}{\sqrt{\Delta f}}$ | $10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ | $18 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ |
| $\frac{I_r}{\sqrt{\Delta f}}$ | $0,2 \frac{pA}{\sqrt{Hz}}$ | vernachlässigbar |



TL071: $R_f = 1 \text{ M}\Omega, R_N = 1 \text{ k}\Omega, R_P = 0, \Delta f = 10 \text{ kHz}$ (oberhalb 1 kHz weißes Rauschen)

c

$$\rightarrow U_r = \frac{U_r}{\sqrt{\Delta f}} \cdot \sqrt{\Delta f} = 18 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{10000 \text{ Hz}} = 1,8 \mu V \rightarrow U_{ar} \approx \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right) \cdot U_r = (1 + 1000) \cdot 1,8 \mu V \approx 1,8 \text{ mV}$$

Abb. 11.15 Rauschen eines Operationsverstärkers. **a** Ausgangsrauschen und Rauschkennwerte. *) Vgl. auch Rauschen eines Widerstandes im Abschn. 1.6 und Rechenbeispiel in [Ü1, Ü2], **b** Rauschersatzbild. **) Vgl. Fehlerspannung im Abschn. 11.4, Abb. 11.13a. Der resultierende Effektivwert ergibt sich als Wurzel aus der Summe der quadrierten Einzelbeiträge (s. Anhang A.11). Das zusätzliche Widerstandsrauschen ist nicht berücksichtigt, **c** Rechenbeispiel

11.6 Frequenzgang und Stabilität

Entsprechend ihrem Aufbau kann man Operationsverstärker grundsätzlich als mehrstufige aktive Tiefpässe auffassen, wobei jeder einzelne Tiefpass durch eine eigene Eckfrequenz gekennzeichnet wird. Als Folge davon ergibt sich eine mit der Frequenz abnehmende Leerlaufverstärkung V_0 bei gleichzeitig zunehmender Phasendrehung entsprechend dem Winkel φ_0 . Da dies beim gegengekoppelten Verstärker zu einem instabilen Betrieb (Schwingneigung) führen kann, muss der Frequenzgang in der Regel korrigiert werden. Das geschieht beispielsweise durch das Zuschalten einer Korrekturkapazität C_c (Abb. 11.16a). Eine starke Korrektur macht den Verstärker praktisch zu einem einfachen Tiefpass mit niedriger Eckfrequenz f_{E0} und entsprechend niedriger Transitfrequenz f_T . Der OP wird relativ träge⁵.

Für eine Stabilitätsuntersuchung ist die ebenfalls frequenzabhängige Schleifenverstärkung V_s wichtig (Abb. 11.16b). Dazu denkt man sich die Schaltung an der gestrichelten Stelle aufgetrennt und verfolgt den Weg einer Signalspannung u_D . Diese wird zunächst durch den Verstärker invertiert (180° -Drehung), mit V_0 verstärkt und erscheint dann nach Abschwächung mit dem „Rückkopplungsfaktor“ $K = R_N / (R_N + R_F)$ wieder an der Trennstelle. Die Schleifenverstärkung V_s ist definiert als Übertragungsfaktor für diesen Wirkungskreis ohne äußere Signalquelle. Sie ist daher für den invertierenden und nichtinvertierenden Betrieb gleich und ergibt sich dem Betrage nach als Produkt aus V_0 und K . Mit $K = 1/10 \hat{=} -20$ dB gewinnt man beispielsweise V_s aus Abb. 11.16a, indem man die 0 dB-Linie (Frequenzachse) um 20 dB nach oben verschiebt. Abb. 11.16b zeigt den so gewonnenen Frequenzgang der Schleifenverstärkung mit dem zugehörigen Phasenwinkel $\varphi_s = -180^\circ + \varphi_0$. Stabilität ist gewährleistet, wenn die Schleifenverstärkung kleiner als eins wird (< 0 dB), bevor eine Phasendrehung um 360° erfolgt.

Man betrachtet daher den Schnittpunkt der V_s -Kurve mit der neuen 0 dB-Linie bei der „Schnittfrequenz“ f_s . Im Beispiel bleibt bei starker Korrektur offenbar noch eine „Phasenreserve“ (Stabilitätsreserve) von 90° , während diese bei schwacher Korrektur weniger als 45° beträgt.

Rechnerisch beschreibt man die Frequenzabhängigkeiten in komplexer Form. Für starke Korrektur gilt:

$$\underline{V}_0 = \frac{V_0(0)}{1 + jf/f_{E0}}, \quad \underline{V}_s = -\underline{V}_0 \cdot K$$

und für die Beträge

$$V_0 = \frac{V_0(0)}{\sqrt{1 + (f/f_{E0})^2}} \quad \text{und} \quad V_s = V_0 \cdot K.$$

⁵ Oft bezeichnet man die Frequenzgangkorrektur etwas irreführend als Frequenzgangkompensation.

Mit \underline{V}_0 erhält man die komplexe und frequenzabhängige Spannungsverstärkung \underline{A}_u entsprechend Abb. 11.17. Danach gelten die bereits bekannten Formeln für den idealen OP für $|\underline{V}_s| \ll 1$.

Die drei Verstärkungen V_0 , V_s und A_u lassen sich anschaulich in einem einzigen Diagramm darstellen. Abb. 11.18 zeigt dies am Beispiel des Standard-OPs 741, der durch eine interne Kapazität C_c stark korrigiert ist. Wie oben gewinnt man zunächst die Schleifenverstärkung V_s , indem man die ursprüngliche 0 dB-Linie (gestrichelt) um einen dem Faktor K bzw. $1/K$ entsprechenden dB-Wert anhebt. Im Beispiel geschieht dies wieder für $K = 1/10$ bzw. $1/K = 10 \hat{=} 20$ dB, womit sich die eingetragene Schnittfrequenz f_s bei 100 kHz ergibt. Stabilität ist grundsätzlich gewährleistet, wenn die Schnittfrequenz wie im Beispiel in einem Kurvenabschnitt mit einem Abfall von 20 dB/Dekade auftritt. Dann ist eine ausreichende Phasenreserve gegeben.

Mit der $1/K$ -Linie erhält man gemäß Abb. 11.18 auch die Spannungsverstärkung A_u für den nichtinvertierenden Verstärker bis in die Nähe der Schnittfrequenz, wo die Bedingung $|\underline{V}_s| \ll 1$ nicht mehr erfüllt ist. Im weiteren Verlauf geht dann A_u in V_0 über (gestrichelt). In Bezug auf die Spannungsverstärkung A_u hat also die Schnittfrequenz f_s die Bedeutung einer Grenzfrequenz.

Charakteristisch für jeden OP ist ein bestimmtes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt GBP (Gain-Bandwidth-Product), wozu gilt: $GBP = A_u \cdot f_s = f_T$. Damit folgt: $f_s = f_T \cdot 1/A_u$ als Kleinsignalbandbreite. Die Letztere wird zwangsläufig kleiner, wenn man die Verstärkung erhöht. Dies lässt sich nur vermeiden, wenn die Transitfrequenz f_T gleichzeitig erhöht wird, beispielsweise durch eine Abschwächung der Frequenzgangkorrektur. Diese Maßnahme setzt jedoch einen OP mit externer Frequenzgangkorrektur voraus und ist immer mit einer Verringerung der Phasenreserve verbunden, die 50° nicht unterschreiten sollte.

Falls Schwingungen auftreten, lassen sich diese in der Regel durch eine der in Abb. 11.19 angegebenen Schaltungsmaßnahmen beseitigen, die im Bereich der Schwingfrequenz „greifen“ muss. Häufig genügt die experimentelle Erprobung. Die Maßnahmen wirken wie folgt:

- Ein kleiner „Vorhaltkondensator“ C_f (20 ... 200 pF) über R_f verbessert die Phasenreserve.
- Wie a) mit zusätzlicher Entkopplung der Last durch einen Widerstand $R_a \approx 100 \dots 200 \Omega$.
- Ein RC-Glied am Eingang erniedrigt bei hohen Frequenzen die Schleifenverstärkung $|V_s|$.

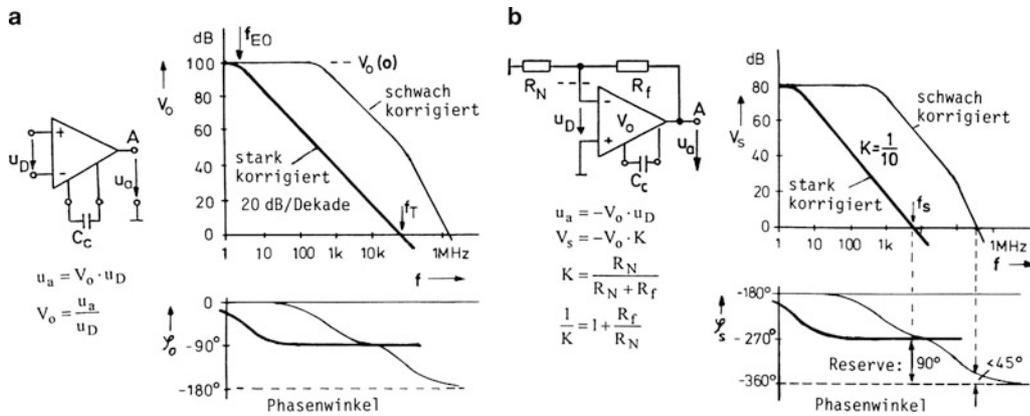


Abb. 11.16 Bode-Diagramm der Leerlaufverstärkung und Schleifenverstärkung. **a** Leerlaufverstärkung, **b** Schleifenverstärkung. Aus praktischen Gründen wird der Zählpfeil für u_D hier umgekehrt. Deshalb heißt es: $u_a = -V_0 \cdot u_D$

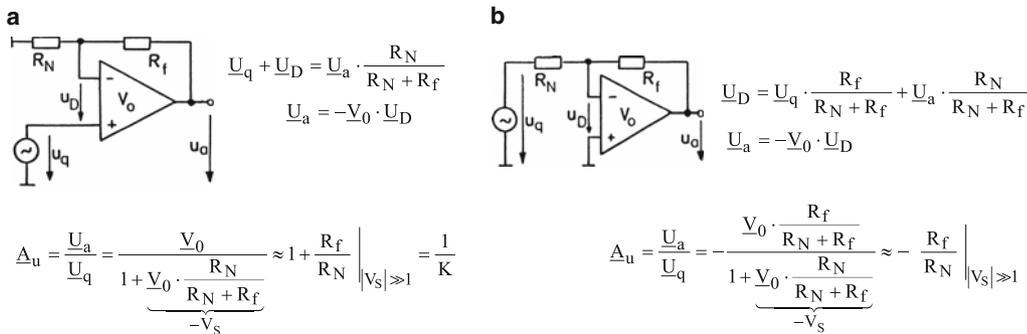


Abb. 11.17 Berechnung der komplexen Spannungsverstärkung. Offenbar unterscheiden sich die Spannungsverstärkungen $|\underline{A}_u|$ nach **a** und **b** nur durch den konstanten Faktor $R_f / (R_N + R_f) < 1$. Im Bode-Diagramm erhält man also für bestimmte Werte R_f und R_N die A_u -Kurve des invertierenden Verstärkers aus derjenigen des nichtinvertierenden durch eine entsprechende – meist kleine – Absenkung. **a** nichtinvertierender Verstärker, **b** invertierender Verstärker

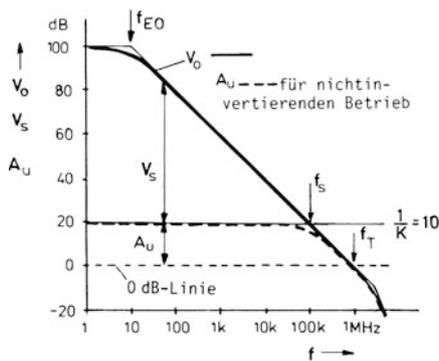


Abb. 11.18 Bode-Diagramm zum OP 741

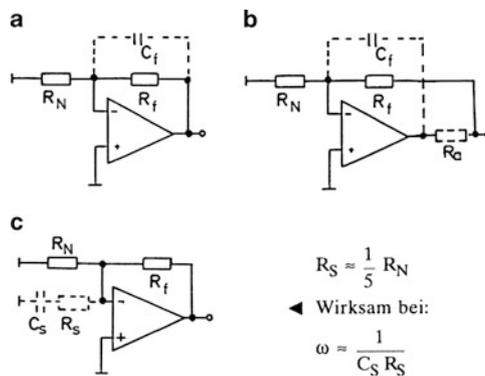


Abb. 11.19 Stabilisierungsmaßnahmen

11.7 Differenzierschaltungen

Abb. 11.20 zeigt die Grundsaltung einer aktiven Differenzierschaltung mit invertierendem Operationsverstärker. Mit der Vorstellung eines virtuellen Massepunktes am N-Eingang erhält man:

$$i_e = C_N \cdot \frac{du_q}{dt} = i_f \text{ und } u_a = -i_f \cdot R_f.$$

Damit folgt:

$$u_a = -C_N \cdot R_f \cdot \frac{du_q}{dt}.$$

Die Ausgangsspannung ist also proportional dem Differentialquotienten der Eingangsspannung über der Zeit. Für sinusförmige Eingangsspannung erhält man den komplexen Übertragungsfaktor (Spannungs-Übertragungsfaktor):

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_q} = -\frac{\underline{Z}_f}{\underline{Z}_N} = -j\omega C_N R_f$$

mit $\underline{Z}_f = R_f$ und $\underline{Z}_N = \frac{1}{j\omega C_N}$.

Es wird:

$$A_u = |\underline{A}_u| = \omega C_N R_f.$$

Leider lässt sich dieser linear mit der Frequenz steigende Übertragungsfaktor nur für einen begrenzten Frequenzbereich realisieren. Der Grund dafür ist die endliche Leerlaufverstärkung V_0 , die mit steigender Frequenz abnimmt. Erschwerend kommt hinzu, dass der Rückkopplungsteiler mit dem Differenzierkondensator C_N anstelle eines Widerstandes R_N als Tiefpass wirkt und daher eine zusätzliche Phasendrehung erzeugt. Damit verringert sich die Phasenreserve. Im Bereich der „Schnittfrequenz“ f_s nach Abb. 11.20b strebt sie gegen null. Es kommt dort zu der gestrichelten Überhöhung des Übertragungsfaktors. Als Antwort auf die in Abb. 11.20c dargestellte Anstiegsfunktion (Eingangsspannung) ergibt sich der dargestellte Ausgangsimpuls mit starken Überschwingern anstelle eines sauberen Rechteckimpulses⁶.

Die Stabilität der Schaltung lässt sich verbessern, wenn man die Phasendrehung des Rückkopplungsteilers nach höheren Frequenzen hin durch Hinzunahme des Widerstandes

R_N (Abb. 11.21a) wieder aufhebt. Bei hohen Frequenzen bewirkt der Teiler dann keine Phasendrehung mehr, da nur die ohmschen Widerstände R_f und R_N wirksam sind. Unter sonst idealen Bedingungen ($V_0 \rightarrow \infty$) erhält man für diese Schaltung den angegebenen komplexen Übertragungsfaktor \underline{A}_u . Der Frequenzgang seines Betrages wird nach Abb. 11.21b wesentlich bestimmt durch die Eckfrequenz f_1 , die kleiner als die Schnittfrequenz f_s sein muss. Bevor der kritische Frequenzbereich in der Umgebung der Schnittfrequenz erreicht wird, schwenkt die A_u -Kurve dann in die Horizontale, um sich bei höheren Frequenzen der V_0 -Kurve anzuschmiegen. Natürlich arbeitet diese Schaltung nur für Frequenzen $f < f_1$ als Differenzierer. Deshalb zeigt die Anstiegsantwort am Ausgang verschliffene Flanken. Das Überschwingen ist aber beseitigt.

Die Schaltung wurde bereits als Sonderfall des invertierenden Verstärkers besprochen, und zwar als aktiver Hochpass. Hier erkennt man, dass wegen der frequenzabhängigen Leerlaufverstärkung in Wirklichkeit ein Bandpass entsteht, dessen obere Grenzfrequenz gleich der Schnittfrequenz f_s ist und somit vom Frequenzgang der Leerlaufverstärkung abhängt.

Eine definierte Bandbegrenzung ist möglich, wenn man den Widerstand R_f mit einem Kondensator C_f überbrückt (Abb. 11.22). Bei sonst idealen Bedingungen ergibt sich dafür der angegebene komplexe Übertragungsfaktor. Bei der Betragsdarstellung erhält man eine obere Grenzfrequenz $f_2 < f_s$, wenn im gesamten interessierenden Frequenzbereich ein genügender Abstand zwischen der A_u -Kurve und der V_0 -Kurve besteht. Der Einfluss der zusätzlichen Bandbegrenzung auf die auch hier dargestellte Anstiegsantwort ist relativ gering. Unerwünschte höherfrequente Störsignale (z. B. Rauschen) können aber auf diese Weise weitgehend unterdrückt werden. Differenzierschaltungen haben ansonsten die unangenehme Eigenschaft, höherfrequente Störungen besonders hervorzuheben.

Erwähnenswert ist der Sonderfall $R_f = R_N = R$ und $C_f = C_N = C$. Wenn dazu bei einer bestimmten Frequenz $\omega CR = 1$ wird, gilt $\underline{A}_u = -1/2$. Die Ausgangsspannung ist dann gegenphasig zur Eingangsspannung bei halber Amplitude.

Differenzierschaltungen lassen sich auch mit nichtinvertierenden Verstärkern aufbauen (Abb. 11.23). Als Differenzierer wirkt dabei ein einfacher RC-Hochpass, dem ein nichtinvertierender Verstärker zur Spannungsverstärkung und Pufferung (Impedanzwandlung) nachgeschaltet wird. So entsteht ein aktiver Hochpass. Ein Stabilitätsproblem gibt es dabei in der Regel nicht, da rein ohmsche Gegenkopplung vorliegt. Die Schaltung wirkt als Differenzierer für Frequenzen $f < f_1$. Für höhere Frequenzen ist sie als Wechselspannungsverstärker einsetzbar.

⁶ Die Überhöhung des Übertragungsfaktors (Höckerbildung) im Bereich der Schnittfrequenz tritt grundsätzlich – auch bei ohmscher Gegenkopplung – bei geringer Phasenreserve auf. Sie ist ebenso wie das oszillierende Einschwingverhalten (*ringing*) ein Indiz für die Schwingneigung einer Schaltung.

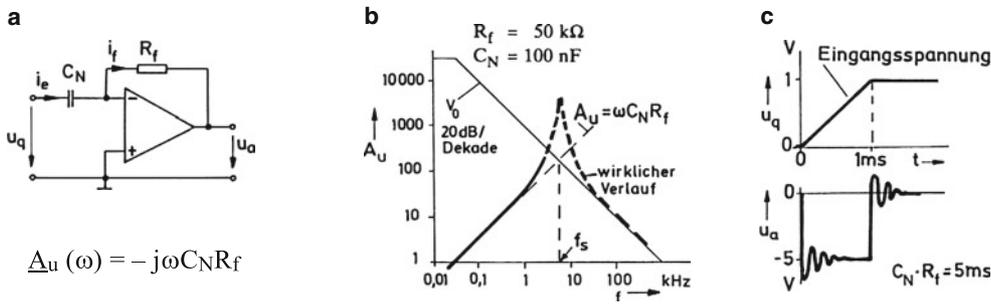


Abb. 11.20 Grundsaltung eines invertierenden Differenzierers. **a** Schaltbild, **b** Frequenzgang, **c** Anstiegsantwort

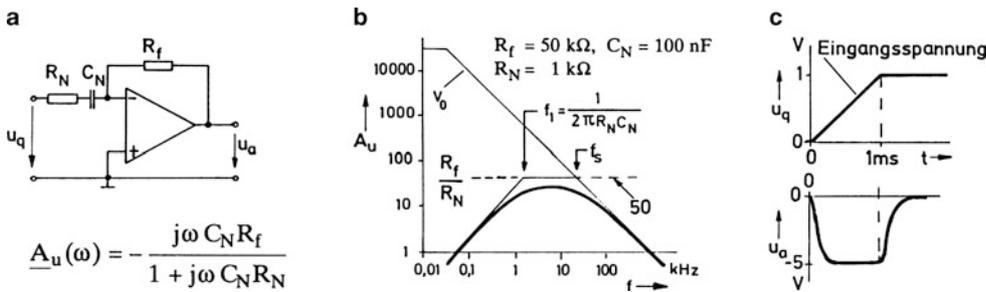


Abb. 11.21 Invertierender Differenzierer mit Frequenzgangkorrektur. **a** Schaltbild, **b** Frequenzgang, **c** Anstiegsantwort

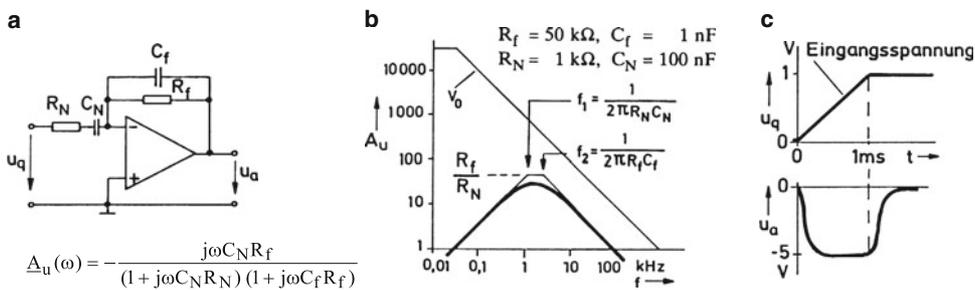


Abb. 11.22 Invertierender Differenzierer mit zusätzlicher Bandbegrenzung. **a** Schaltbild, **b** Frequenzgang, **c** Anstiegsantwort

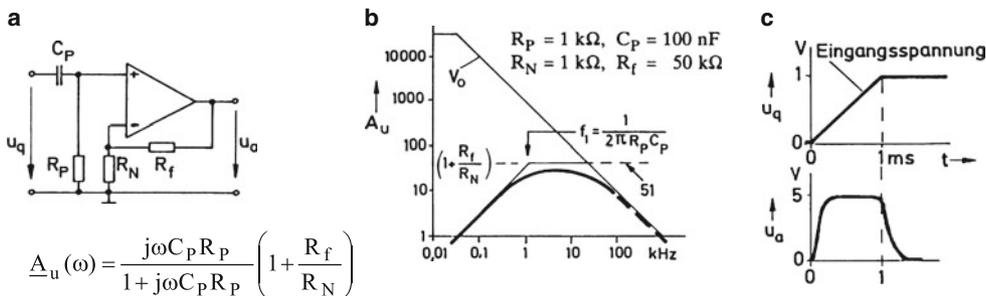


Abb. 11.23 Nichtinvertierender Differenzierer. **a** Schaltbild, **b** Frequenzgang, **c** Anstiegsantwort

11.8 Integrierschaltungen

Abb. 11.24 zeigt die Grundsaltung eines Integrierers in der Form des sog. Miller-Integrators. Mit der Vorstellung eines virtuellen Massepunktes am N-Eingang erhält man:

$$i_e = \frac{u_q}{R_N} = i_f \rightarrow u_a = -\frac{1}{C_f} \cdot \int i_f dt = -\frac{1}{T_i} \cdot \int u_q dt$$

mit $T_i = C_f \cdot R_N$.

Die Ausgangsspannung stellt also das negative Zeitintegral der Eingangsspannung dar, dividiert durch die Zeit T_i als „Integrierzeit“. Für sinusförmige Eingangsspannungen erhält man bei idealem OP:

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_q} = -\frac{\underline{Z}_f}{\underline{Z}_N} = -\frac{1}{j\omega C_f \cdot R_N}$$

mit $\underline{Z}_f = \frac{1}{j\omega C_f}$ und $\underline{Z}_N = R_N$.

Es wird:

$$A_u = |\underline{A}_u| = \frac{1}{\omega C_f \cdot R_N}.$$

Dieser mit der Frequenz fallende Übertragungsfaktor lässt sich gut realisieren, wenn man für einen genügenden Abstand zur Leerlaufverstärkung V_0 sorgt. Abb. 11.24b zeigt ein Beispiel. Bei der charakteristischen „Kennfrequenz“ f_0 wird $A_u = 1$.

Die Impulsantwort für den Integrator wird nach Abb. 11.24c dargestellt durch eine linear ansteigende Spannung, beginnend beim Wert Null, wenn zu Beginn der Integration der Kondensator C_f ungeladen ist. In diesem Fall erreicht die Ausgangsspannung u_a nach Ablauf der Integrierzeit T_i gerade die Größe der Eingangsspannung u_q . Sofern diese nicht rechtzeitig auf null zurückgeht oder die Polarität wechselt, läuft die Ausgangsspannung in die Sättigung. Im betrachteten Beispiel geht die Eingangsspannung nach der Zeit T auf null zurück, die Ausgangsspannung bleibt dann „stehen“.

Leider trifft beim realen OP das Letztere nicht zu. Die Ausgangsspannung driftet mehr oder weniger rasch weg. Schuld daran ist ein Fehlerstrom I_{IF} über den Rückführzweig mit dem Kondensator C_f . Nach Abschn. 11.4 gilt:

$$i_{IF} = \frac{U_{OS}}{R_N} - I_N = -C_f \cdot \frac{du_a}{dt}.$$

Damit wird:

$$\frac{du_a}{dt} = -\frac{1}{C_f} \cdot \left(\frac{U_{OS}}{R_N} - I_N \right) = -\frac{U_{OS}}{T_i} + \frac{I_N}{C_f}.$$

Im Hinblick auf eine geringe Driftgeschwindigkeit sollte man also einen OP mit geringer Offsetspannung und vor allem geringem Eingangsstrom I_N wählen (\rightarrow OP mit FET-Eingang). Bei vorgegebener

Integrierzeit T_i wählt man möglichst große Kapazität C_f , wobei auf Verlustarmut des Kondensators zu achten ist⁷.

Eine Proportional-Integral-Schaltung, meist bekannt als PI-Regler, zeigt Abb. 11.25. Man erhält:

$$i_e = \frac{u_q}{R_N} = i_f \rightarrow u_a = -\left(i_f \cdot R_f + \frac{1}{C_f} \int i_f dt \right)$$

$$\rightarrow u_a = -\left(\frac{R_f}{R_N} u_q + \frac{1}{T_i} \int u_q dt \right)$$

mit $T_i = C_f \cdot R_N$.

Der komplexe Übertragungsfaktor nimmt die in Abb. 11.25a angegebene Form an. Der Frequenzgang seines Betrages ist in Abb. 11.25b wiedergegeben für die dort angegebene Dimensionierung. Er wird wesentlich bestimmt durch die Eckfrequenz f_1 und nähert sich im Übrigen beim realen OP nach hohen Frequenzen dem Verlauf der Leerlaufverstärkung V_0 . Unterhalb der Eckfrequenz f_1 wirkt die Schaltung als Integrierer, für Frequenzen im Bereich des horizontalen Abschnittes dagegen als Proportionalverstärker. Die Impulsantwort zu dem in Abb. 11.24c angegebenen Rechteckimpuls am Eingang zeigt Abb. 11.25c.

Eine nichtinvertierende PI-Schaltung zeigt Abb. 11.26. Dazu erhält man wegen $u_q = i_f \cdot R_N$:

$$i_f = \frac{u_q}{R_N} \rightarrow u_a = \left(1 + \frac{R_f}{R_N} \right) \cdot u_q + \frac{1}{C_f} \int i_f dt$$

$$= \left(1 + \frac{R_f}{R_N} \right) \cdot u_q + \frac{1}{T_i} \int u_q dt$$

mit $T_i = C_f \cdot R_N$.

Offenbar bleibt im Gegensatz zur invertierenden PI-Schaltung nach Abb. 11.25 ein Proportionalanteil (P-Anteil) vom Wert 1 auch im Falle $R_f = 0$ erhalten. Der Schaltungseingang ist hochohmig (Elektrometereingang).

Die gezeigten Schaltungen sind vor allem für die Regelungstechnik bedeutsam als I-Regler und PI-Regler. Der dort immer notwendige Soll-Istwert-Vergleich (+/-) ist bei den invertierenden Schaltungen der Abb. 11.24 und 11.25 realisierbar mit einem zweiten Widerstand R_N (Summierschaltung). Bei der nichtinvertierenden Schaltung ist dazu ein Vorteiler mit zwei Widerständen geeignet (vgl. Abschn. 11.3).

Bei messtechnischen Anwendungen ist es in der Regel notwendig, den Integrator vor Beginn einer Messung auf null zu setzen, d. h. den Kondensator C_f zu entladen. Dazu genügt unter Umständen ein einfacher Tastschalter über dem Kondensator. Abb. 11.27a zeigt die entsprechende Funktion mit einem p-Kanal-JFET, der mit einer positiven Spannung u_E sperrt und bei $u_E = 0$ leitet. Für wahlweises Umschalten auf verschiedene Betriebsarten verwendet man zweckmäßig einen Analogmultiplexer entsprechend Abb. 11.27b.

⁷ Zum Aufbau besonders driftarmer Integratoren eignen sich die chopperstabilisierten OPs nach Abschn. 12.3.

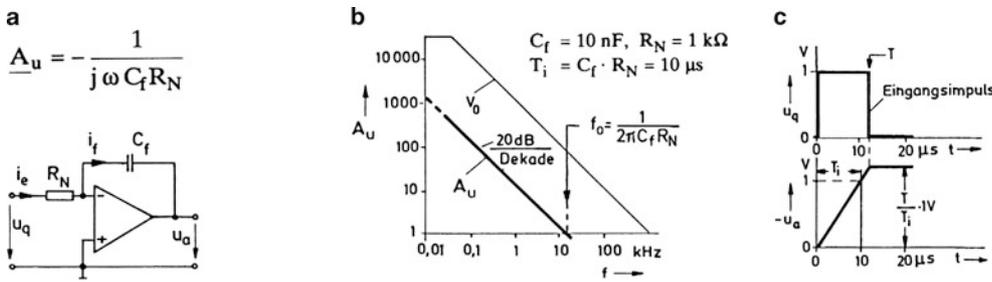


Abb. 11.24 Grundsaltung eines invertierenden Integrators. **a** Schaltbild, **b** Frequenzgang, **c** Impulsantwort

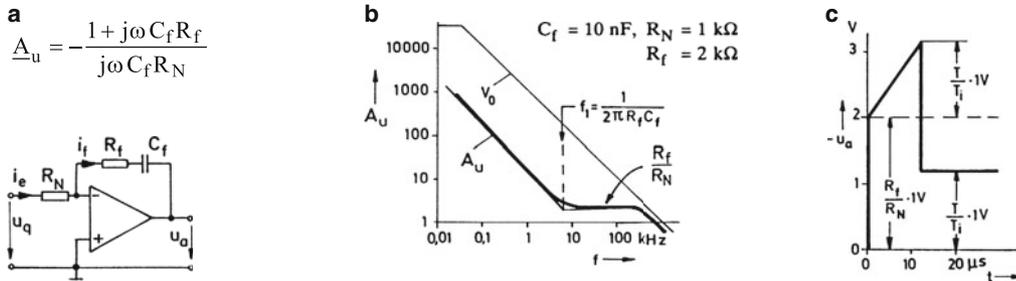


Abb. 11.25 Invertierende Proportional-Integral-Schaltung. **a** Schaltbild, **b** Frequenzgang, **c** Impulsantwort

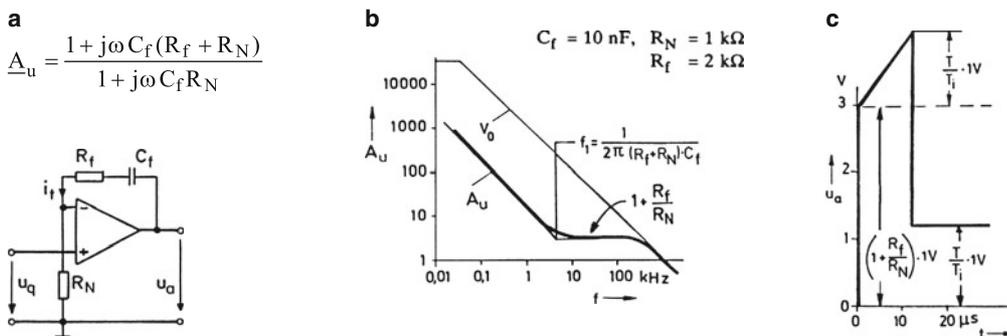


Abb. 11.26 Nichtinvertierende Proportional-Integral-Schaltung. **a** Schaltbild, **b** Frequenzgang, **c** Impulsantwort

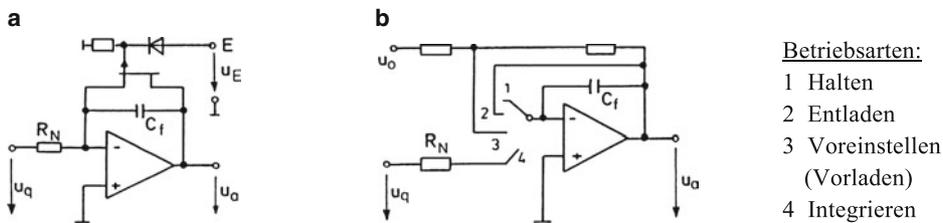


Abb. 11.27 Integratoren mit Schaltern. **a** mit einfachem JFET. Die Sperrfunktion wird nur sicher gewährleistet, wenn der Ausgang negativ bleibt, d. h. die Abschürspannung über der Gate-Drain-Diode muss erhalten bleiben, **b** mit Analogmultiplexer

11.9 Aktive RC-Filter zweiter und höherer Ordnung

Die einfachen Filterschaltungen (Tiefpass/Hochpass) mit *einer* Kondensator werden als Filter erster Ordnung bezeichnet. Filter mit zwei unabhängigen Energiespeichern, z. B. L und C, bezeichnet man als Filter zweiter Ordnung. Dazu gehören auch die im Folgenden beschriebenen aktiven Filter mit zwei unabhängig wirkenden Kondensatoren.

Abb. 11.28a zeigt einen Bandpass. Kernstück der Schaltung ist ein nichtinvertierender Verstärker, dessen Spannungsverstärkung von E' nach A zwischen den Werten $V_u = 1$ und $V_u = 3$ einstellbar ist. Über einen Widerstand R wird rückgekoppelt auf das aus einem einfachen Tief- und Hochpass gebildete Eingangsnetzwerk. Das resultierende Übertragungsverhalten wird durch den angegebenen komplexen Übertragungsfaktor \underline{A}_u beschrieben, der sich so für einen idealen OP aus einer Knotenpunkt- und Maschenbetrachtung ergibt⁸. Mit der Einführung der Filtergüte Q erhält man offenbar die gleiche Frequenzfunktion wie beim Schwingkreis im Anhang A.10 und damit die nebenstehend aufgetragene Filterkurve über der normierten Frequenz ω/ω_0 . Gestrichelt eingetragen ist in Abb. 11.28a die normierte oder relative Bandbreite, die wie beim Schwingkreis gleich dem Kehrwert der Güte Q ist.

Man spricht hier auch oft von der „Polgüte“, weil davon die besondere Ausprägung (Überhöhung) der Filterkurve abhängt. Ein echter Pol im Sinne einer Unendlichkeitsstelle bildet sich an der Stelle $\omega/\omega_0 = 1$ für $Q \rightarrow \infty$ ($V_u = 3$). Mit dieser Einstellung wird die Schaltung jedoch instabil.

In Abb. 11.28b, c werden Schaltungsvarianten mit der Eigenschaft eines Tiefpasses und eines Hochpasses dargestellt. Man arbeitet auch in diesen Fällen mit dem Begriff der Polgüte Q und der Kennfrequenz ω_0 wie beim Bandpass. Wieder stellt man für $Q \rightarrow \infty$ ($V_u = 3$) eine Unendlichkeitsstelle mit Schaltungsinstabilität fest. In der Frequenzgangdarstellung ist die Kurve für $V_u = 1,59$ ($Q \approx 0,7$) besonders erwähnenswert. Es handelt sich um die sog. Butterworth-Charakteristik, bei der die 3 dB-Grenzfrequenz mit der Kennfrequenz zusammenfällt. Im Übrigen ist der Verlauf im Durchlassbereich „maximal flach“ im Gegensatz zu der Kurve für $V_u = 1$ ($Q = 0,5$), die im Durchlassbereich bereits stärker gekrümmt ist. Über der Butterworth-Kurve ist auch eine „Tschebyscheff-Charakteristik“ aufgetragen. Diese besitzt einen steileren

Übergang zum Sperrbereich hin, weist aber eine Überhöhung (Höckerbildung) im Durchlassbereich auf, die sich mit wachsendem Q immer stärker ausprägt. Aus diesem Grund ist es beim Tief- und Hochpass nur sinnvoll, im Bereich $Q < 2$ zu arbeiten. Beim Bandpass dagegen sind auch höhere Q-Werte von Interesse, wenn eine besonders schmalbandige Filterkurve verlangt wird.

Besonders hervorzuheben bei den gezeigten Schaltungen ist die leichte Verstellbarkeit der Güte Q über die Verstärkung V_u . Als Nachteil ist jedoch die Tatsache zu werten, dass mit jeder Q-Änderung sich auch der Übertragungsfaktor im Durchlassbereich ändert. Dieser wird hier wie angegeben mit A_{BP} bzw. mit A_T und A_H bezeichnet.

Abhängig von der Güte Q ist auch das Einschwingverhalten der Schaltungen nach einem Spannungssprung am Eingang. Bei $V_u > 1$ ($Q > 0,5$) ergibt sich am Ausgang ein oszillierender Einschwingvorgang. Dieser ist umso stärker ausgeprägt, je größer Q ist. Bei einer Rücknahme der Verstärkung auf $V_u = 1$ ($Q = 0,5$) wird der Vorgang aperiodisch. Es handelt sich dabei um den Fall der „kritischen Dämpfung“ bzw. den „aperiodischen Grenzfall“ analog zum Schwingkreis⁹.

Durch Kaskadierung (Kettenschaltung) von Filterstufen erster und zweiter Ordnung gewinnt man Filter höherer Ordnung. Die Ordnungszahlen addieren sich. Das Ziel ist dabei eine Versteilerung der Filterflanke zwischen dem Durchlass- und dem Sperrbereich. Rechnerisch ergibt sich dies aus dem resultierenden Übertragungsfaktor, der sich als Produkt der einzelnen Übertragungsfaktoren darstellt. Ein Tief- oder Hochpass n-ter Ordnung erreicht eine Flankensteilheit von $n \cdot 20$ dB/Dekade ($n \cdot 6$ dB/Oktave) im Gegensatz zum Bandpass, der nur auf $n \cdot 10$ dB/Dekade kommt¹⁰.

Bandpässe mit beliebiger Bandbreite lassen sich erreichen, wenn man einen Tief- und einen Hochpass mit sich überlappenden Durchlassbereichen hintereinander schaltet. Eine Bandsperre erhält man, indem man eingangsseitig einen Hochpass und einen Tiefpass zusammenschaltet und ihre Ausgänge getrennt auf eine Addierschaltung wirken lässt. Zwischen den beiden Übertragungsfrequenzbändern muss dann eine Bandlücke bestehen entsprechend dem gewünschten Sperrintervall.

Literatur: [11-1, 11-3, 11-4].

⁹ Vgl. Abschn. 5.8.

¹⁰ Häufig kennzeichnet man Filter auch durch ihre Polzahl, wobei gilt: Polzahl = Ordnungszahl. Das überrascht, da man bei einer Frequenzgangmessung für ein Filter zweiter Ordnung nur *einen* Pol findet und für ein Filter erster Ordnung überhaupt keinen. Eine der Ordnungszahl gleiche Polzahl ergibt sich jedoch, wenn man die Untersuchung rein mathematisch für komplexe Frequenzen $s = \sigma + j\omega$ vornimmt.

⁸ Vgl. entsprechende Rechenbeispiele in [Ü1, Ü2].

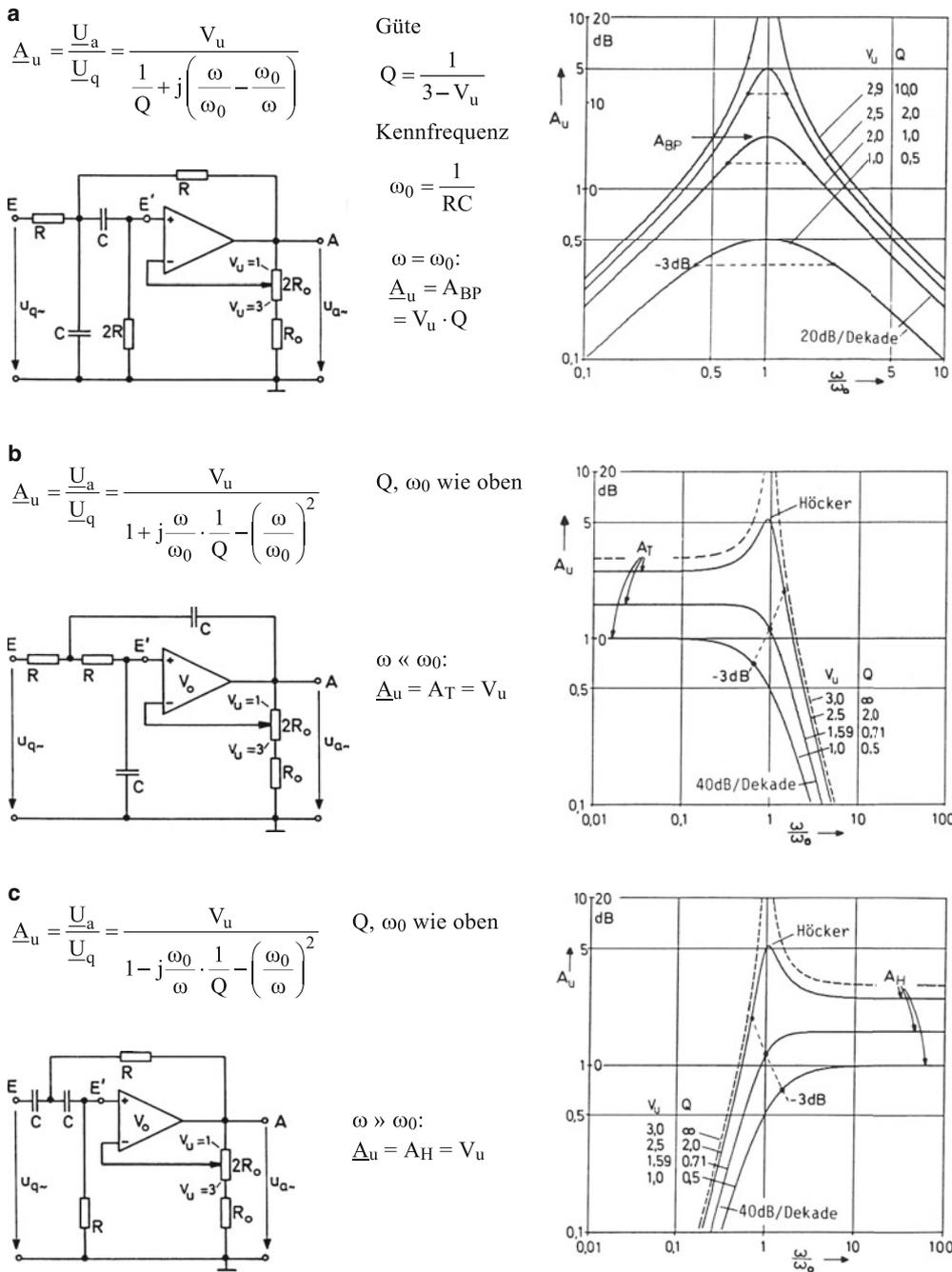


Abb. 11.28 Filterschaltungen zweiter Ordnung und ihre Übertragungsfaktoren. Die hier gezeigten Schaltungen sind vom Sallen-Key-Typ, benannt nach ihren Erfindern Sallen und Key. Weitere aktive Filter siehe im folgenden Abschnitt und im Kap. 12. Eine Simulation zum Bandpass befindet sich im Anhang C.25. **a** Bandpass, **b** Tiefpass, **c** Hochpass. Aufgrund einer Bandbreitenbegrenzung durch den OP sinken die Filterkurven bei hohen Frequenzen wieder ab. Hochpässe im strengen Sinne – mit einem Durchlassbereich für beliebig hohe Frequenzen – sind nicht realisierbar

11.10 State-Variable-Filter (SVF)

Abb. 11.29a zeigt die Grundsaltung eines sog. State-Variable-Filters (SVF), dem ein Summierer nachgeschaltet ist. Auf diese Weise gewinnt man zu dem gemeinsamen Eingang E die vier Ausgänge HP (Hochpass), BP (Bandpass), TP (Tiefpass) und über den zusätzlichen Summierer einen weiteren Ausgang BS (Bandsperrung) – jeweils gegenüber Masse. Es liegt also an der Wahl des Ausgangs, ob die Schaltung eine Hochpass-, Bandpass-, Tiefpass- oder Bandsperrfunktion ausführt. Diese überraschende Eigenschaft wird verständlich, wenn man die einzelnen Übertragungsfaktoren ermittelt. Zweckmäßig beginnt man dazu mit einer Betrachtung der Eingangsstufe, die eine Summierschaltung mit invertierendem und nichtinvertierendem Eingang darstellt. Auf den Ersteren wirken das Eingangssignal sowie das rückgekoppelte Ausgangssignal des Tiefpasses. Auf den Letzteren wirkt, abhängig von der Schleiferstellung x des Rückkopplungsteilers, das abgeschwächte Signal des Bandpass-Ausgangs. Nach dem Überlagerungssatz gilt für den idealen OP:

$$\underline{U}_{\text{HP}} = -\frac{R}{R} \cdot \underline{U}_q - \frac{R}{R} \cdot \underline{U}_{\text{TP}} + x \cdot \underline{U}_{\text{BP}} \cdot \left(1 + \frac{R}{R/2}\right).$$

Dies ist die Gl. (I) in Abb. 11.29b.

Für die beiden folgenden Stufen als invertierende Integrierer gelten die Gln. (II) und (III) mit T_i als Integrierzeit. Für den abschließenden Summierer gilt Gl. (IV). Damit ist das Übertragungsverhalten vollständig beschrieben. Es folgen die in Abb. 11.30 angegebenen komplexen Übertragungsfaktoren \underline{A}_u , die unter Benutzung der üblichen Parameter Q und ω_0 formuliert wurden und die Schaltung als Filter zweiter Ordnung ausweisen. Aufgetragen ist jeweils der Betrag $A_u = |\underline{A}_u|$ in Abhängigkeit von der normierten Frequenz Ω . Die zusätzlich gewonnene Bandsperrfunktion ist offenbar sehr schmalbandig wirksam, weshalb man auch von einem Kerbfilter (*notch-filter*) spricht.

Die Güte und die Kennfrequenz sind unabhängig voneinander einstellbar. Die Kennfrequenz verstellt man zweckmäßig stufenweise durch Umschalten der beiden Integrationskondensatoren C und stufenlos mit den Widerständen R_N , z. B. mit einem Tandempotentiometer. Für die letztere Funktion gibt es auch rein elektronische Lösungen, wenn man die Widerstände R_N durch einen OTA (*Operational Transconductance Amplifier*) oder einen DAU (Digital-Analog-Umsetzer) ersetzt¹¹. Dadurch erhält man ein spannungsgesteuertes bzw. digital gesteuertes Filter.

¹¹ Zur Realisierung von stellbaren Integratoren mit OTA siehe Abschn. 12.4 und mit DAU Abschn. 16.1.

Eine Güteeinstellung mit OTA oder DAU ist auf entsprechende Weise möglich, wenn man die Rückkopplung des Bandpass-Ausgangs zur Eingangsstufe entsprechend Abb. 11.31 über einen Inverter vornimmt. Offenbar gewinnt man dabei den invertierten Bandpass-Ausgang $\overline{\text{BP}}$, verliert aber die Bandsperrung. Zu Abb. 11.31 erhält man mit den Parametern V und Q :

$$\begin{aligned} \underline{U}_{\text{HP}} &= -\frac{R}{R_V} \cdot \underline{U}_q - \frac{R}{R} \cdot \underline{U}_{\text{TP}} + \frac{R}{R_Q} \cdot \underline{U}_{\text{BP}} \\ &= -V \cdot \underline{U}_q - \underline{U}_{\text{TP}} + \frac{1}{Q} \cdot \underline{U}_{\text{BP}}. \end{aligned} \quad (\text{I}')$$

Die Gl. (I') tritt an die Stelle von Gl. (I) in Abb. 11.29b, während die Gln. (II) und (III) erhalten bleiben. Damit wird deutlich, dass man für $V = 1$ die Übertragungsfaktoren der Abb. 11.30 übernehmen kann. Ansonsten ist die Eins im Zähler der Übertragungsfaktoren durch V unter Beibehaltung der Vorzeichen zu ersetzen. Es gilt also für den jeweiligen Durchlassbereich $A_{\text{BP}} = Q \cdot V$, $A_{\text{T}} = A_{\text{H}} = V$.

Interessant ist auch die Schaltungsvariante nach Abb. 11.32. Man erhält wieder einen Bandsperr-Ausgang BS, wenn man den Eingang E wie angegeben verlegt. Dann gilt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{\text{HP}} &= \frac{R}{R_V} \cdot \frac{R}{R_Q} \cdot \underline{U}_q - \frac{R}{R} \cdot \underline{U}_{\text{TP}} + \frac{R}{R_Q} \cdot \underline{U}_{\text{BP}} \\ &= \frac{V}{Q} \cdot \underline{U}_q - \underline{U}_{\text{TP}} + \frac{1}{Q} \cdot \underline{U}_{\text{BP}} \end{aligned} \quad (\text{I}'')$$

Die Gl. (I'') tritt wieder an die Stelle der Gl. (I) in Abb. 11.29b, während die Gln. (II) und (III) abermals erhalten bleiben. Das bedeutet, dass die drei ersten Übertragungsfaktoren der Abb. 11.30 wieder gelten, wenn man im Zähler die Eins ersetzt durch V/Q bei jeweils umgekehrtem Vorzeichen. Für den Bandpass (mit Phasenumkehr) gilt dann $A_{\text{BP}} = V$, unabhängig von der Güte Q . Diese Eigenschaft ist sehr nützlich, da sonst beim Hochstellen der Güte leicht eine Übersteuerung eintritt. Für die hier auf andere Weise gewonnene Bandsperrfunktion erhält man einen ähnlichen Übertragungsfaktor wie in Abb. 11.31. An die Stelle des Faktors j im Zähler tritt der Faktor $-j \cdot V$.

Zum Aufbau dieser Schaltungen eignen sich Vierfach-OPs wie der TL 074, dessen Betriebsspannungen unmittelbar an den Anschlüssen abzublenden sind.

Literatur: [11-1, 11-4, 11-5, 11-6].

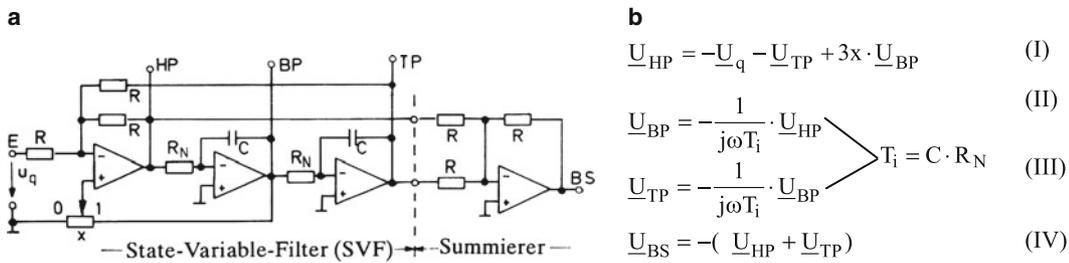


Abb. 11.29 Universalfilter mit vier Übertragungsfunktionen. **a** Schaltung, **b** Gleichungen

Gemeinsame Parameter: Polgüte $Q = \frac{1}{3x}$, Kennfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{T_i} = \frac{1}{C \cdot R_N}$, $\frac{\omega}{\omega_0} = \Omega$, normierte Frequenz

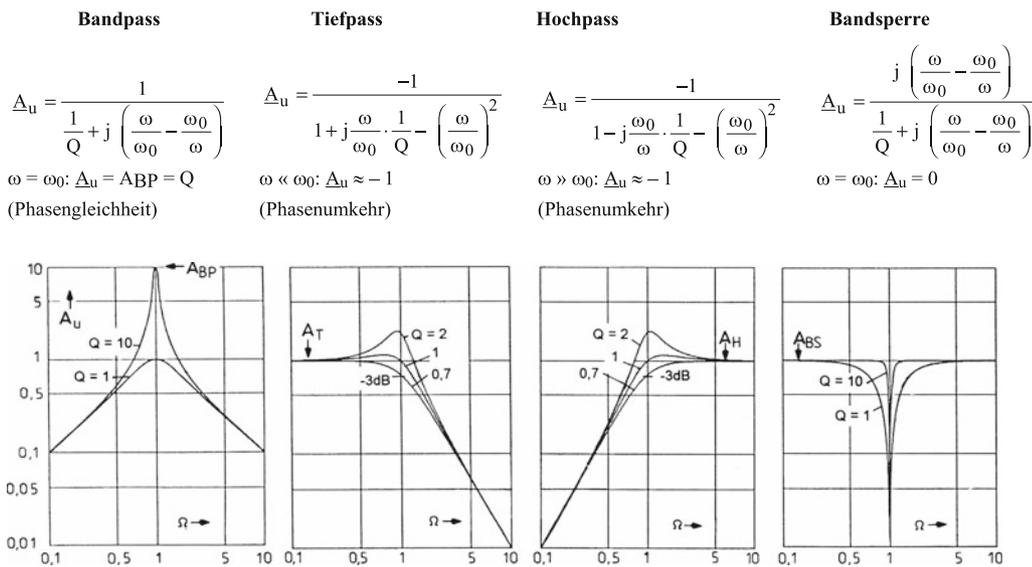


Abb. 11.30 Übertragungsfaktoren und Filterkurven $A_u = f(\Omega)$ mit Q als Parameter. Gemeinsamer Maßstab für A_u ganz links. Die im jeweiligen Durchlassbereich auftretenden Übertragungsfaktoren – häufig Durchlassverstärkung genannt – sind bezeichnet mit A_{BP} , A_T , A_H und A_{BS}

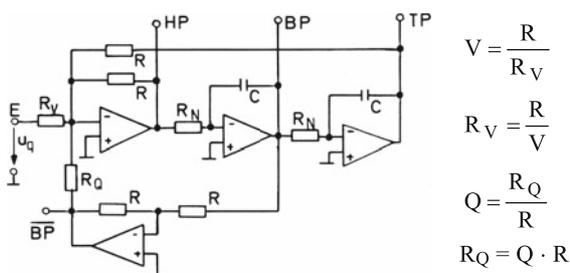


Abb. 11.31 Schaltungsvariante mit invertierendem Bandpass

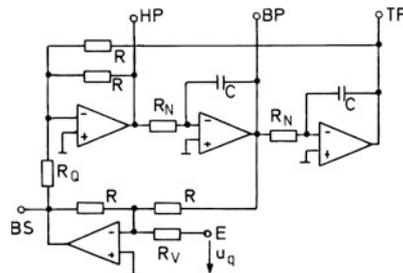


Abb. 11.32 Schaltungsvariante mit Bandsperr

11.11 Messgleichrichter

Abb. 11.33a zeigt einen Spannungsfolger mit einer Diode D in der Gegenkopplung und einem Widerstand R als Last. Wenn die Eingangsspannung u_q positiv wird, steigt die Spannung u_a soweit an, bis u'_a nahezu gleich u_q wird, wobei die Differenzspannung $u_D \approx U_{os}$ sehr klein bleibt. Die Spannung u_a wird dabei um den Betrag der Diodenflussspannung u_F größer als u_q (Abb. 11.33b, schraffierter Teil). Wird u_q negativ, so geht der Ausgang A in die negative Sättigung, da die Gegenkopplung wegen der jetzt sperrenden Diode unterbrochen ist. Der Ausgang A' bleibt auf Nullpotential.

Offensichtlich wirkt die eingerahmte Schaltung wie eine Halbleiterdiode mit verschwindend geringer Flussspannung. Mit derartigen „OP-Dioden“ kann man sehr kleine Wechselspannungen im Millivoltbereich linear gleichrichten, wenn man einen OP mit hinreichend kleiner Eingangsoffsetspannung U_{os} verwendet. Je nach Polung der Diode D erfasst man die positive oder negative Halbschwingung. Die Signalquelle wird praktisch nicht belastet.

Mehrere „OP-Dioden“ können wie einfache Halbleiterdioden mit einem Widerstand zu einem ODER-Gatter zusammenschaltet werden, das dann als lineares Höchstwertgatter arbeitet (vgl. Höchstwertgatter mit einfachen Dioden im Abschn. 15.1).

Eine interessante Schaltungsvariante ergibt sich, wenn man in Abb. 11.33 den Widerstand R durch einen hochwertigen Kondensator ersetzt. Der Letztere lädt sich auf den Höchstwert der Spannung u_q auf, ohne sich entladen zu können. Die Schaltung stellt somit einen analogen Höchstwertspeicher oder Spitzenwertgleichrichter dar, beispielsweise verwendbar als Scheitelwertmesser. Voraussetzung für diese Anwendung ist ein OP mit FET-Eingang. Der Kondensator muss dann in einer Messpause entladen werden (vgl. Integrator).

OP-Dioden haben zuweilen Probleme hinsichtlich ihrer dynamischen Eigenschaften. Nach Abb. 11.33b müsste der Ausgang A beim Nulldurchgang der Eingangsspannung in sehr kurzer Zeit aus der Sättigung zurückkehren und gleich in die andere Richtung umschwingen. Die endliche *Slew Rate* jedes realen OPs verzögert diesen Vorgang, was bei höheren Frequenzen zu erheblichen dynamischen Verzerrungen führen kann, die sich in einem verzögerten Einsatz der Anstiegsflanke des Nutzsignals zeigen. Man benötigt einen OP mit ausreichend hoher *Slew Rate*, z. B. LM 318 mit $50 \text{ V}/\mu\text{s}$ oder AD 847 mit $300 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Etwas geringere dynamische Anforderungen stellt die Schaltung nach Abb. 11.34a, die mit einem invertierenden Verstärker arbeitet und nicht in die Sättigung geht. Mit der

Vorstellung eines virtuellen Massepunktes am N-Eingang kann man den Strom i_e stets als getreues Abbild der Wechselspannung u_q ansehen. Seine positive Halbschwingung muss als Strom i'_f über den oberen Gegenkopplungsweig fließen, die negative Halbschwingung als Strom i''_f über den unteren. Somit erscheint die positive Halbschwingung der Eingangsspannung mit dem Faktor R_f/R_N verstärkt und zusätzlich invertiert am Ausgang A' (Abb. 11.34b). Der Ausgang A macht dazu die angegebene stark unsymmetrische Potentialabewegung.

Die Erweiterung der Schaltung durch einen Summierer führt zu einem Zweiweggleichrichter entsprechend Abb. 11.35a. Es sei wieder eine dreieckförmige Eingangsspannung u_q angenommen, die zu dem ebenfalls dreieckförmigen „Vollwellenstrom“ i_1 führt (Abb. 11.35b). Der Strom i_2 dagegen ist nur ein „Halbwellenstrom“ entsprechend der Spannung u'_a . Beide Ströme ergeben in der Summe den gleichgerichteten Strom i_3 . Damit dieser beide Halbschwingungen der Eingangsspannung im gleichen Maßstab abbildet, muss die Amplitude $\hat{i}_2 = 2 \cdot \hat{i}_1$ sein, bzw. es muss $R_1 = 2 R_2$ sein. Unabhängig davon ist der Widerstand R_3 . Er bestimmt lediglich die Höhe der Ausgangsspannung u_g . Mit der angegebenen Dimensionierung $R_3 = R_1$ wird $u_g = |u_q|$. Die Schaltung wirkt als Betragsbildner. In Verbindung mit einem hinreichend großen Kondensator C (gestrichelt) wird sie zum Mittelwertbildner für den Betrag, wenn die Zeitkonstante $\tau = R_3 \cdot C$ groß ist gegenüber der Dauer einer Halbschwingung.

Abb. 11.36 zeigt eine Schaltungsvariante zum Zweiweggleichrichter bzw. Betragsbildner, die mit gleichen Widerständen R arbeitet und mit einem virtuellen Massepunkt am Eingang eine Auffächerung zu einer Summierschaltung ermöglicht. Die erste Stufe mit OP1 besitzt symmetrische Rückkopplungswege und wirkt bei abgetrennter Endstufe als „Polaritätsseparator“, der die positiven und negativen Halbschwingungen der Eingangsspannung u_q voneinander getrennt und jeweils invertiert abbildet (stark ausgezogen).

Schaltet man die angegebene Endstufe nach, so verhält sich die Gesamtschaltung wieder als Betragsbildner. Es ergeben sich die gestrichelten Potentialverläufe. Bei positiver Eingangsspannung verharrt Punkt A'' wie vorher auf Nullpotential. Diode $D1$ leitet, Diode $D2$ sperrt. Punkt A' führt wieder die invertierte Eingangsspannung, und die Endstufe arbeitet als Inverter. Bei negativer Eingangsspannung leitet Diode $D2$, während Diode $D1$ sperrt. Die Endstufe arbeitet nichtinvertierend und wird über A'' angesteuert. Dabei fließt der Strom $u_g/3R$ über die oberen Rückkopplungswiderstände, so dass die Punkte A' , A'' und N wie angegeben im Potential angehoben werden.

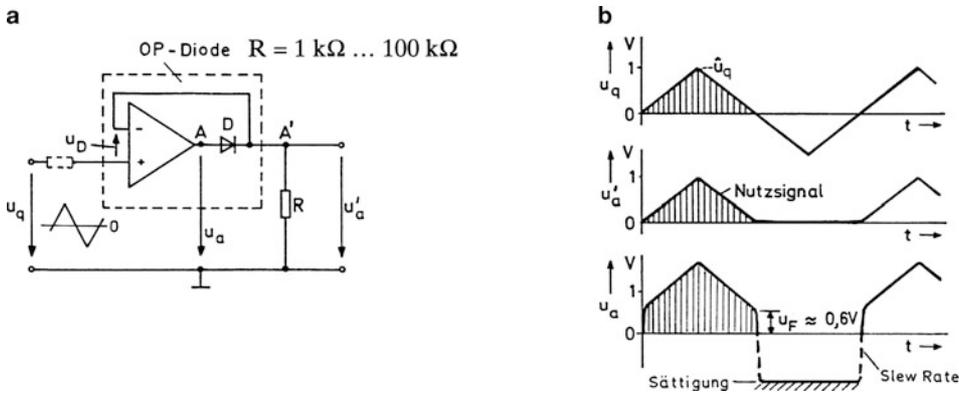


Abb. 11.33 Nichtinvertierender Einweggleichrichter. **a** Schaltung, **b** Spannungs-Zeit-Diagramm

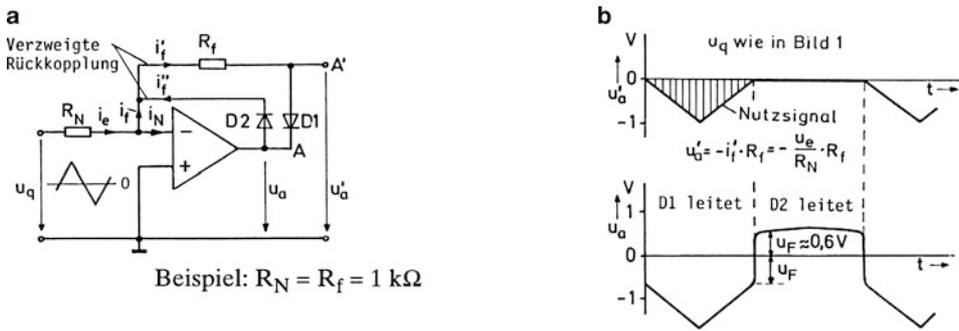


Abb. 11.34 Invertierender Einweggleichrichter. **a** Schaltung, **b** Spannungs-Zeit-Diagramm

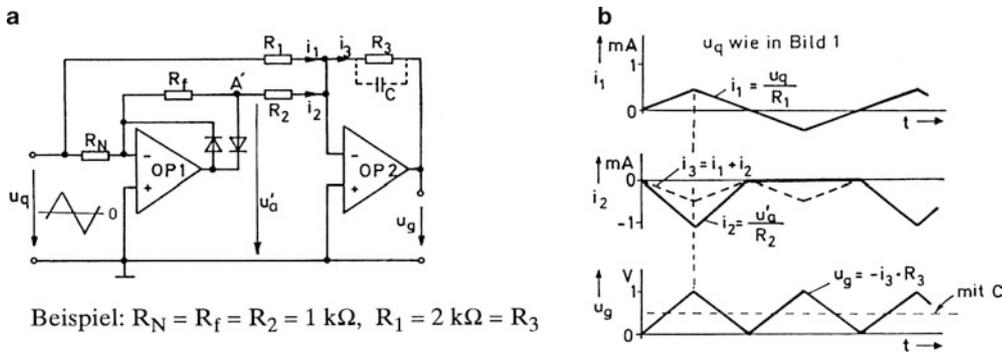


Abb. 11.35 Linearer Zweiweggleichrichter. **a** Schaltung, **b** Diagramme

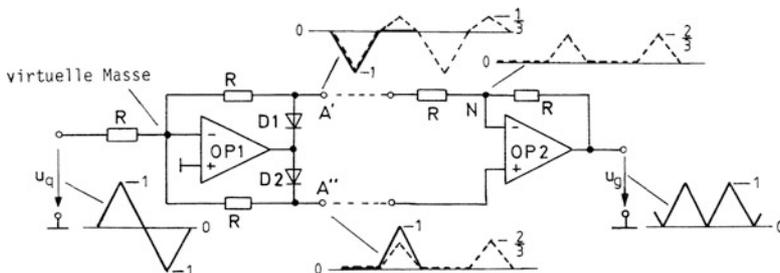


Abb. 11.36 Betragbildner mit gleichen Widerständen

11.12 Begrenzer, Amplitudenfilter und Funktionsgeber

Mit Dioden in der äußeren Beschaltung von Operationsverstärkern lassen sich mannigfaltige nichtlineare Funktionen realisieren. Die behandelten Messgleichrichter sind dafür Beispiele.

Ähnlich aufgebaut sind die in Abb. 11.37 angegebenen Begrenzungsschaltungen mit einstellbarer Begrenzungsschwelle. Der P-Eingang erhält dazu eine variable Vorspannung U_1 . Solange die Eingangsspannung $u_q < U_1$ ist, sperrt die Diode in Abb. 11.37a. Der OP befindet sich in der positiven Sättigung. Sobald die Eingangsspannung u_q die Vorspannung U_1 überschreitet, steuert er die Diode auf und hält den Ausgang A wegen $u_D \approx 0$ auf dem Wert U_1 fest. Die Ausgangsspannung wird nach ansteigenden Werten hin begrenzt. Bei der Schaltung nach Abb. 11.37b ist das Verhalten genau umgekehrt. Es tritt eine Begrenzung nach tiefen Werten hin ein, sobald die Spannung $u_q < U_1$ wird.

Die Vorspannung bzw. Schwellenspannung U_1 kann bei symmetrischer Betriebsspannung positiv oder negativ sein. Im letzteren Fall werden die Knickpunkte lediglich auf dem ansteigenden Ast der Übertragungskennlinie in den 3. Quadranten hinein verschoben. Besonders wichtig ist diese Möglichkeit für die Schaltung nach Abb. 11.37b, die damit eine zu Abb. 11.37a nullpunktsymmetrische Kennlinie erhält. Verbindet man dann jeweils die Eingänge und Ausgänge miteinander, so erhält man einen zweiseitigen Begrenzer mit unabhängig einstellbaren Schwellen. Eine Schaltung nach diesem Prinzip zeigt Abb. 11.38a. Dem Ausgang ist lediglich ein Spannungsfolger als Puffer nachgeschaltet, damit die Kennlinie lastunabhängig wird. Diese Maßnahme empfiehlt sich auch für die einfachen Schaltungen.

Abb. 11.38b zeigt die Wirkung eines derartigen zweiseitigen Begrenzers in Bezug auf eine Sinusschwingung. Man erhält eine Trapezschwingung mit unabhängig einstellbaren Amplituden. Leider treten bei höheren Frequenzen dynamische Probleme auf, wie sie bereits beim Messgleichrichter beschrieben wurden. Aufgrund der endlichen *Slew Rate* des OPs werden die Dioden etwas verzögert aufgesteuert, so dass auch die Begrenzung entsprechend verzögert einsetzt. Die Folge ist ein Überschwingen beim Übergang in die Begrenzung, wie es in Abb. 11.38b an der negativen Flanke vergrößert dargestellt ist. Eine entsprechende Störspitze ergibt sich auch an der positiven Flanke.

Abb. 11.38c zeigt die häufig verwendete Standardschaltung eines zweiseitigen Begrenzers, basierend auf einem

Inverter mit nichtlinearer Gegenkopplung. Die Begrenzung der negativen Halbschwingung übernimmt Z-Diode ZD2, die positive Halbschwingung begrenzt Z-Diode ZD1. Mit Bezug auf Abb. 11.38b gilt:

$$U_1 = U_{ZD1} + U_F \text{ und } U_2 = U_{ZD2} + U_F$$

mit $U_F \approx 0,6 \dots 0,7 \text{ V}$ (Flussspannung).

Die Begrenzungsschwellen sind nicht einstellbar und zudem temperaturempfindlich. Die Standardschaltung genügt daher nur geringen Ansprüchen. Ersetzt man eine der Z-Dioden durch eine normale Diode, so wird nur einseitig begrenzt.

Ein weiteres wichtiges Schaltungsglied zur Erzeugung nichtlinearer Funktionen ist der Messgleichrichter mit Vorstrom I_V entsprechend Abb. 11.39. Bei kleinen Spannungen u_q ist der Ausgang A aufgrund des Vorstromes positiv, der Ausgang A' liegt auf Nullpotential. Sobald der Eingangsstrom i_e größer als der Vorstrom wird, kehrt sich das Potential von A um. Es entsteht eine negative Ausgangsspannung u'_a entsprechend der Kennlinie in Abb. 11.39b mit dem eingetragenen Schwellenwert U_1 . Danach werden alle Spannungen $u_q < U_1$ unterdrückt. Eine „Überspannung“ mit Bezug auf den Schwellenwert erscheint mit dem Übertragungsfaktor -1 am Ausgang A' (Abb. 11.39c). Man kann die Schaltung offenbar als Amplitudenfilter betrachten, das nur die positiven Amplituden oberhalb einer einstellbaren Schwelle überträgt. Kehrt man die Dioden und den Vorstrom um, so ergibt sich eine nullpunktsymmetrische Kennlinie und damit ein Filter für negative Amplituden.

Führt man die gezeigte Schaltung mit unterschiedlichen Schwellenwerten mehrfach aus, so lassen sich nach Abb. 11.40 mehrfach geknickte Kennlinien erzeugen. Man erhält beispielsweise die Kurve ①, wenn man Schalter S_1 und S_2 schließt. Zwei Messgleichrichter mit Schwellen U_1 und U_2 arbeiten in diesem Fall auf einen invertierenden Summierer. Aufgrund der zweimaligen Invertierung wird die Ausgangsspannung positiv.

Schließt man zusätzlich den Schalter S_0 , so verläuft die Kennlinie mit negativer Steigung durch den Nullpunkt und wird anschließend zweimal zur U_q -Achse hin geknickt. So entsteht Kurve ②. Die Kennlinienabschnitte haben die angegebene Steigung.

Es ist offensichtlich, dass man auf diese Weise nahezu beliebige nichtlineare Funktionen realisieren kann. Die Knickpunkte (*breakpoints*) der Kennlinien sind einstellbar und unabhängig von den temperaturabhängigen Flussspannungen der Dioden.

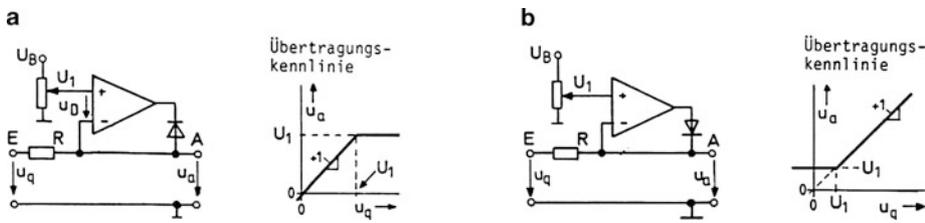


Abb. 11.37 Präzisionsbegrenzer. **a** Höchstwertbegrenzer, **b** Tiefstwertbegrenzer

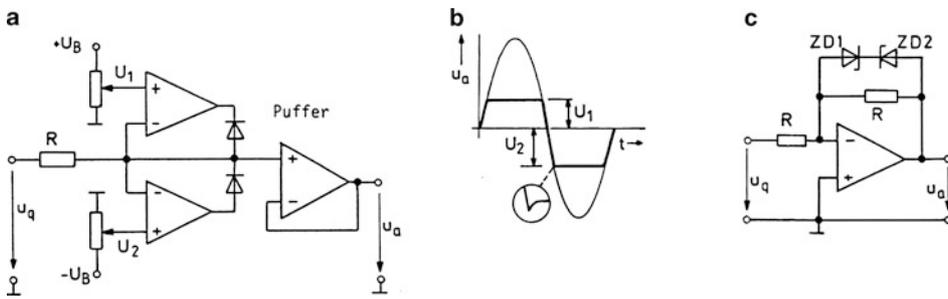


Abb. 11.38 Zweiseitiger Begrenzer. **a** Präzisionsschaltung, **b** Zeit-Diagramm, **c** Standardschaltung

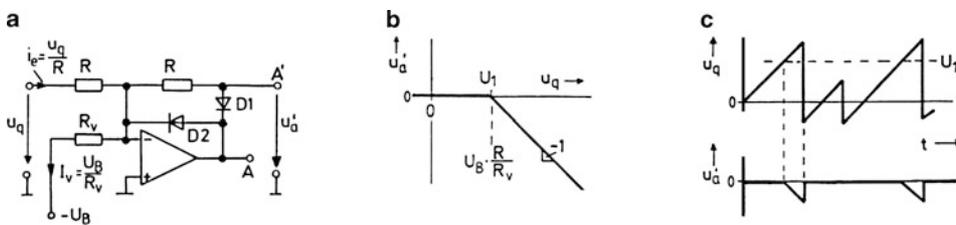


Abb. 11.39 Messgleichrichter mit Vorstrom als Amplitudenfilter. **a** Schaltung, **b** Übertragungskennlinie, **c** Spannungs-Zeit-Diagramm

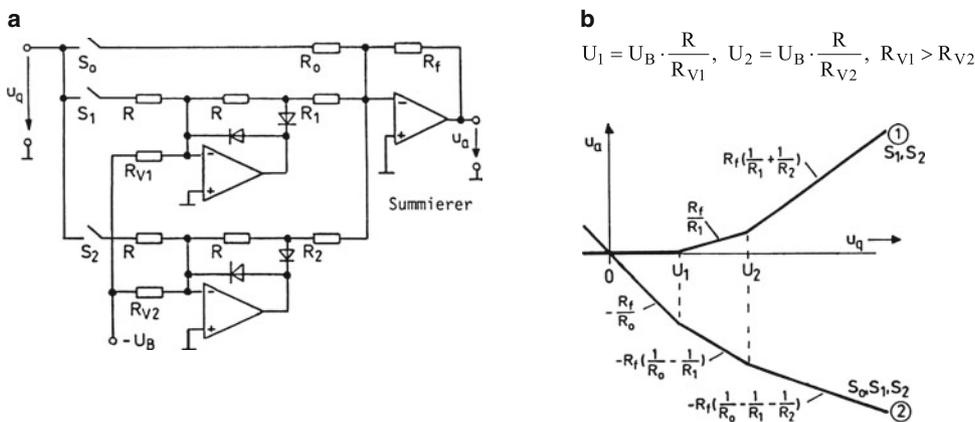


Abb. 11.40 Funktionsgeber mit zwei Amplitudenfiltern. **a** Schaltung, **b** Kennlinien

11.13 Spannungsquellen

Eine ideale Spannungsquelle erzeugt eine stabile lastunabhängige Spannung. Sie besitzt den Innenwiderstand null. Mit Hilfe von Operationsverstärkern kommt man diesem Idealfall zumindest innerhalb bestimmter Belastungsgrenzen nahe. Abb. 11.41a zeigt dazu eine Schaltung, die einen beliebigen Teil der Spannung U_Z als Spannung u_a am Ausgang des OPs niederohmig zur Verfügung stellt. Der OP ist als Spannungsfolger geschaltet.

Für höhere Ausgangsspannungen als U_Z benötigt man eine Spannungsverstärkung, die man entsprechend Abb. 11.41b erreicht. In diesem Fall ist es sinnvoll, die Z-Diode über den Widerstand R von der stabilisierten Ausgangsspannung her zu versorgen. Das hat den Vorteil, dass die Diode praktisch mit konstantem Strom betrieben wird und von daher ein besonders stabiler Betrieb gewährleistet ist. Man kann die äußere Beschaltung dann als Brückenschaltung betrachten, die vom OP automatisch abgeglichen wird.

Bei hohen Ansprüchen an die Spannungs Konstanz setzt man anstelle einer normalen Z-Diode eine temperaturkompensierte Z-Diode ein. Als Alternative kann auch die in Abb. 11.41c angegebene „BandGap-Schaltung“ verwendet werden. Mit ihr lässt sich bei geeigneter Dimensionierung aufgrund gegenläufiger – sich kompensierender – Temperatureffekte eine stabile Referenzspannung $U_{\text{Ref}} \approx 1,25 \text{ V}$ erzeugen. Da es sich dabei um die in der Halbleiterphysik bedeutsame „Bandabstands-Spannung“ handelt, hat man die Schaltung entsprechend benannt.

Sofern die Spannungsquelle einen größeren Strom liefern muss als man dem OP direkt entnehmen kann, ist die Schaltung nach Abb. 11.42 geeignet. Zweckmäßig betrachtet man dabei den OP als Regler und den „Längstransistor“ T als Stromsteller. Die Ausgangsspannung u_a stellt sich jeweils so ein, dass $u_N \approx U_Z$ wird, wenn die Schleifenverstärkung hinreichend groß und die Offsetspannung U_{os} vernachlässigbar ist. Dann ergibt sich die angegebene Ausgangsspannung.

Ein derartiger „Serienregler“ oder „Längsregler“ lässt sich mit dem monolithisch integrierten Spannungsregler vom Typ 723 realisieren (Abb. 11.43). Auf dem Halbleiterchip befinden sich eine Referenzspannungsquelle für $U_{\text{Ref}} \approx 7 \text{ V}$, ein Operationsverstärker und der Stelltransistor T . Man erkennt ferner einen zusätzlichen Transistor T_L für Zwecke der Strombegrenzung (*current limit*) und eine hier nicht beachtete Z-Diode. Die Schaltung kann eingesetzt werden zur

Erzeugung stabiler Gleichspannungen mit niedrigem TK-Wert im Bereich von 2 V bis 37 V bei Lastströmen bis über 100 mA. Die Betriebsspannung U_B muss stets mindestens um 3 V höher sein als die geforderte Ausgangsspannung (siehe Anhang B.20).

Abb. 11.44a zeigt ein Anwendungsbeispiel entsprechend der Grundschialtung nach Abb. 11.42. Zusätzlich wird jedoch eine Strombegrenzung wirksam aufgrund des Widerstandes R_S in Verbindung mit dem internen Transistor T_L . Sobald der über den „Strom-Sensor“ R_S fließende Ausgangsstrom i_a so groß wird, dass der Spannungsabfall 0,6 V übersteigt, wird Transistor T_L aufgesteuert und entzieht dem Haupttransistor T Basisstrom, was ein weiteres Ansteigen des Ausgangsstromes verhindert. Durch geeignete Wahl von R_S legt man die Einsatzschwelle fest, mit $R_S = 12 \Omega$ auf etwa 50 mA ($12 \Omega \cdot 50 \text{ mA} = 0,6 \text{ V}$).

Der 100 pF-Kondensator dient der Frequenzgangkorrektur des OPs und damit seiner Stabilität. Der Widerstand R_p beseitigt in bekannter Weise den Störeinfluss des Eingangsruhestromes am OP. Er ist bei mäßigen Stabilitätsanforderungen entbehrlich, ebenso auch der 0,1 μF -Kondensator, der nur eine Rauschunterdrückung bewirken soll.

Abb. 11.44b zeigt die äußere Beschaltung für Spannungen im Bereich unter 7 V. Dazu wird mit Hilfe des Teilers $R_1 - R_2$ die Referenzspannung herabgeteilt. R_f wird analog zu R_p dimensioniert zur Unterdrückung des Ruhestromeinflusses.

Bei Lastströmen unter 50 mA kann man vorteilhaft auch mit einem Parallelregler oder Shuntregler arbeiten. In diesem Fall wird der Stelltransistor T parallel zur Last geschaltet. Ein dazu geeigneter Baustein ist der Typ TL 431 entsprechend Abb. 11.45a. Dieser enthält eine Referenzquelle – realisiert als Band-Gap-Schaltung – mit $U_{\text{Ref}} \approx 2,5 \text{ V} = 2 \cdot 1,25 \text{ V}$ und einen Differenzverstärker, der den Stelltransistor T steuert.

Die Anwendung zeigt Abb. 11.45b. Man arbeitet mit einem festen Vorwiderstand R , der analog zum Längstransistor oben die überschüssige Spannung $U_B - U_a$ aufnimmt. Die Ausgangsspannung U_a steuert über den Regelanschluss R den internen Transistor T so, dass im stationären Betrieb $U_R = U_{\text{Ref}} \approx 2,5 \text{ V}$ wird. Dazu gelten die Gleichungen nach Abb. 11.45c. Der Parallelregler TL 431 verhält sich also wie eine einstellbare Z-Diode. Da er über einen bemerkenswert niedrigen Temperaturkoeffizienten verfügt, kann er auch als Referenzbaustein eingesetzt werden (siehe Anhang B.11).

Literatur: [11-1, 11-4]

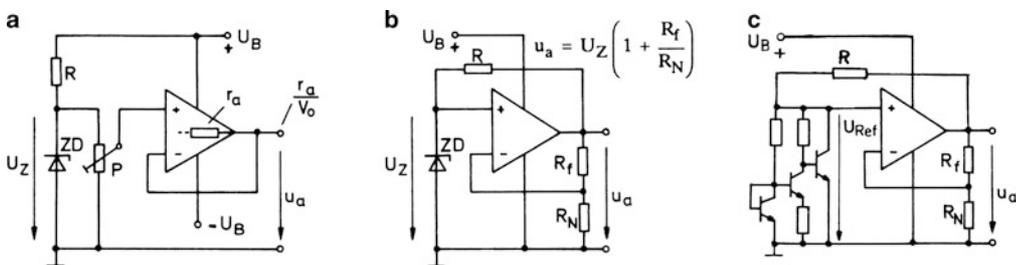


Abb. 11.41 Grundsaltungen für Spannungsquellen. **a** variable Quelle, **b** Festspannungsquelle, **c** Referenzspannungsquelle

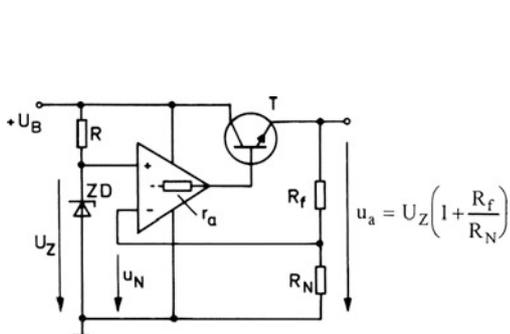


Abb. 11.42 Längsregler

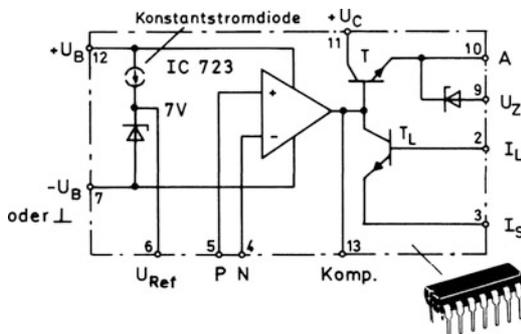


Abb. 11.43 Reglerbaustein 723

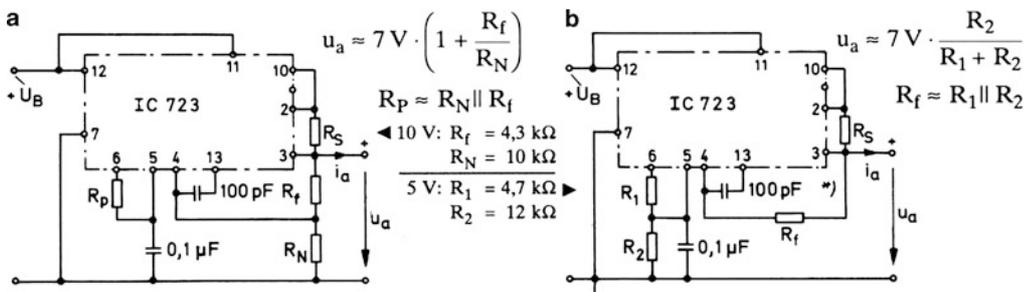


Abb. 11.44 „Universalspannungsregler“ 723 mit äußerer Beschaltung. **a** als 10 V-Quelle ($u_a > U_{Ref}$), **b** als 5 V-Quelle ($u_a < U_{Ref}$), eventuell vergrößern, falls Schwingungen auftreten. Im Übrigen Betriebsspannung U_B abblocken!

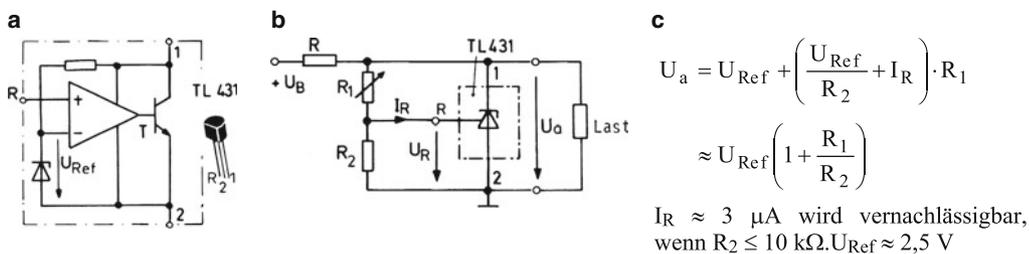


Abb. 11.45 Parallelregler TL 431 als stellbare Z-Diode. **a** Funktionsbild, **b** Anwendung, **c** Gleichungen

11.14 Stromquellen

Eine Stromquelle (Konstantstromschaltung) hat stets die Aufgabe, einen festen eingepprägten Strom für eine meistens variable Last zu erzeugen. Ihr Innenwiderstand bzw. Ausgangswiderstand ist im Idealfall unendlich groß. Diese Eigenschaft wurde bereits diskutiert bei der Stromquelle mit einem FET (Abschn. 9.3) und mit einfachem Bipolartransistor (Abschn. 10.10).

Je nach Stromrichtung in Bezug auf das stromsteuernde Element kann man zwischen einer Stromquelle (*current source*) und einer Stromsenke (*current sink*) unterscheiden¹². Da es jedoch keinen grundsätzlichen Unterschied gibt, wird hier nur der Oberbegriff „Stromquelle“ verwendet. Im Folgenden werden zunächst spannungsgesteuerte Stromquellen besprochen, die man auch als Spannungs-Strom-Umformer ansehen kann.

Sofern die Last potentialfrei ist, kann man diese entsprechend Abb. 11.46a in den Rückkopplungspfad eines nichtinvertierenden Operationsverstärkers schalten. Bei idealem OP mit $u_D = 0$ stellt sich der Laststrom i_L so ein, dass die Spannung über dem Widerstand R_N gleich der Steuerspannung u_1 wird. Somit folgt die eingetragene Steuergleichung für den Laststrom i_L unabhängig vom Lastwiderstand R_L . Sie gilt nur für einen idealen OP. Die Abweichung bei nichtidealem OP wurde bereits als Fehlerstrom im Abschn. 11.4 berechnet. Als Ausgangswiderstand erhält man $r_a = V_0 \cdot R_N$.

Schließt man die Last über einen Brückengleichrichter an (Abb. 11.46b), so fließt der Strom stets in der eingetragenen Richtung durch die Last, unabhängig von der Polarität der Eingangsspannung. Die Schaltung kann so als hochohmiger Wechselspannungsmesser dienen mit einem Drehspulinstrument als Last. Sie lässt sich im Übrigen unter Zuhilfenahme eines zusätzlichen Transistors in verschiedener Weise abwandeln, vor allem im Hinblick auf größere Lastströme (siehe Abschn. 18.4).

Eine Schaltungsvariante mit invertierendem OP zeigt Abb. 11.46c. Nachteilig ist hier, dass die eingangsseitige Steuerquelle den Laststrom aufbringen muss. Die Anwendung bleibt daher auf kleine Ströme beschränkt. Auch diese Schaltung arbeitet nur mit einer potentialfreien oder „schwimmenden“ Last, wobei aber über den virtuellen Massepunkt einseitig nahezu Massepotential hergestellt wird.

Wenn die Last einseitig mit Masse verbunden ist und nur relativ kleine Ströme ($< 5 \text{ mA}$) verlangt werden, kann man die Schaltungen nach Abb. 11.47 verwenden. Bei Einhaltung der eingerahmten Bemessungsvorschrift für die Widerstände liefern sie einen eingepprägten Laststrom i_L , dessen Richtung

wieder mit der Polarität der steuernden Eingangsspannung wechseln kann. Beide Schaltungen besitzen einen endlichen Eingangswiderstand, der bei Variante a) auch negativ werden kann, d. h. es findet dann eine Rückspeisung von der Schaltung zur Steuerquelle statt¹³.

Beide Schaltungen nach Abb. 11.47 besitzen sowohl eine Gegenkopplung (über $R_{FN} - R_N$) als auch eine Mitkopplung (über $R_{FP} - R_p$). Bei der vorgeschriebenen Bemessung wird die Mitkopplung durch die Gegenkopplung kompensiert. Normalerweise sind die Schaltungen dann stabil. Dennoch kann man zur Verbesserung der Stabilität parallel zu R_{FN} einen kleinen Kondensator schalten, der die Gegenkopplung dynamisch erhöht und somit stabilisierend wirkt.

Für höhere Stromstärken – bis zu einigen Ampere in Verbindung mit einem Leistungs-OP – verwendet man zweckmäßig die modifizierten Schaltungen nach Abb. 11.48. Im Allgemeinen wählt man die Rückkopplungswiderstände alle gleich und hochohmig gegenüber dem „Sensorwiderstand“ R_S . Dann findet man für den P- und N-Eingang am OP zu Abb. 11.48a:

$$u_p = u_1 \cdot \frac{1}{2} + i_L \cdot R_L \cdot \frac{1}{2} \quad \text{und} \quad u_N \approx (i_L \cdot R_L + i_L \cdot R_S) \cdot \frac{1}{2}.$$

Wegen $u_p = u_N$ folgt:

$$i_L \approx \frac{u_1}{R_S}.$$

Eine entsprechende Überlegung zu Abb. 11.48b führt auf die gleiche Beziehung mit einem Minuszeichen. Mit einem Trimmer T gleicht man beide Schaltungen auf größtmögliche Stromkonstanz ab.

Einstellbare Stromquellen für messtechnische Anwendungen erhält man mit den Schaltungen nach Abb. 11.49a, b. Mit einem Präzisions-Operationsverstärker (z. B. OP 07) wird die Differenzspannung am OP-Eingang vernachlässigbar klein bei gleichzeitig vernachlässigbaren Eingangsströmen. Damit ergeben sich die eingetragenen Beziehungen für den Strom I_L einer masseverbundenen Last. Der kleine Kondensator (100 pF) in Abb. 11.49a dient der dynamischen Stabilisierung, der größere Kondensator (0,01 μF) in Abb. 11.49b dient der Rauschunterdrückung.

Besonders einfache Schaltungen – auch für große Ströme – ergeben sich mit dreipoligen Spannungsreglern, wie sie noch besprochen werden. Abb. 11.49c zeigt den bemerkenswert geringen Schaltungsaufwand, bestehend aus dem Reglerbaustein und einem einzigen Widerstand. Derartige Schaltungen sind jedoch weniger temperaturstabil (s. Schaltungsbeispiel mit LM 317 im Anhang B.20).

Literatur: [11-1, 11-4]

¹² Zur Unterscheidung siehe Abschn. 9.9.

¹³ Ausführliche Betrachtung in [Ü1, Ü2], vgl. auch Abschn. 11.15.

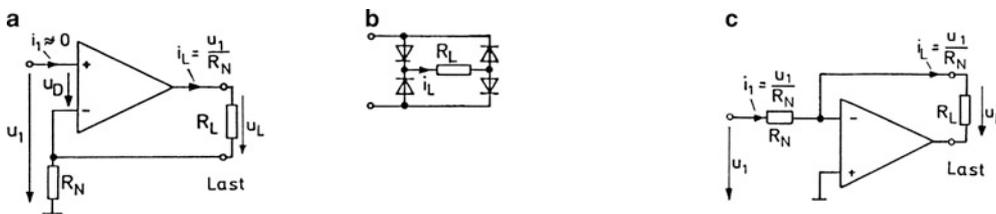


Abb. 11.46 Stromquellen für potentialfreie Last. **a** mit nichtinvertierendem OP, **b** Gleichrichter, **c** mit invertierendem OP

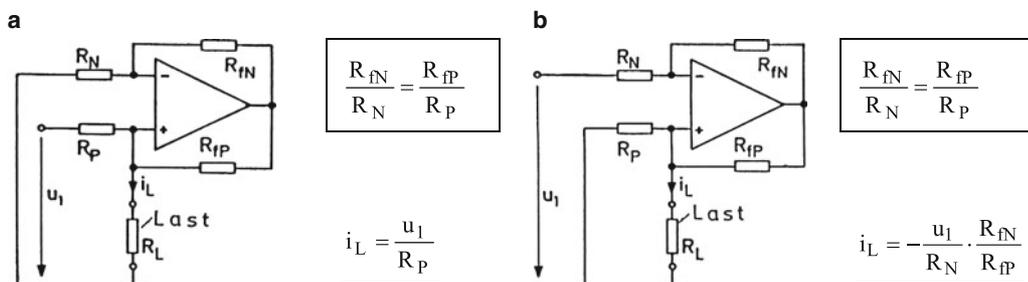


Abb. 11.47 Stromquellen nach Howland. Beide Schaltungen lassen sich kombinieren zu einer „Differenzstromquelle“, indem man die Masseverbindung eingangsseitig löst und dann mit einer zweiten Spannung ansteuert (Überlagerungsmethode). **a** Schaltung mit nichtinvertierendem OP, **b** Schaltung mit invertierendem OP

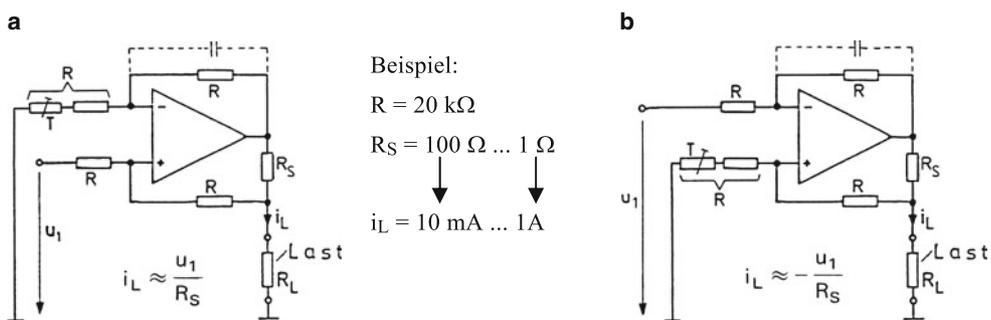


Abb. 11.48 Stromquelle mit Operationsverstärker für beliebige Lastströme. Beide Schaltungen lassen sich kombinieren zu einer „Differenzstromquelle“, indem man die Masseverbindung eingangsseitig löst und dann mit einer zweiten Spannung ansteuert (Überlagerungsmethode). **a** mit nichtinvertierendem OP, **b** mit invertierendem OP

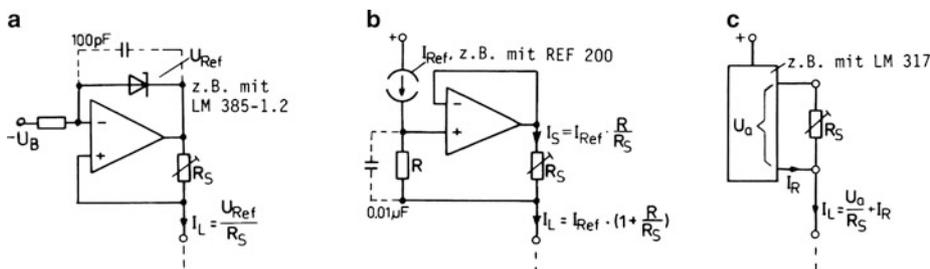


Abb. 11.49 Einstellbare Stromquellen. Zu den angegebenen Referenzbausteinen siehe Anhang B.10 und B.11. **a** mit Referenzspannung, **b** mit Referenzstrom, **c** mit Spannungsregler

11.15 Transformationsschaltungen

Mit Hilfe von Operationsverstärkern lassen sich Zweipole mit und ohne Quellen in ihren Eigenschaften verändern (transformieren). Gezeigt werde dies zunächst am Beispiel der Schaltung nach Abb. 11.50a, die ähnlich der Howland-Schaltung aufgebaut ist mit Gegenkopplung und Mitkopplung¹⁴.

Erfüllt man die angegebene Stabilitätsbedingung, so ist die Gegenkopplung stärker als die entstabilisierende Mitkopplung. Bei einer Ansteuerung mit einer positiven Spannung u_1 liefert der OP einen Strom i_a , der sich auf den Mitkopplungs-zweig mit Widerstand R und den Gegenkopplungs-zweig mit Widerstand $R(x) = R \cdot x$ verteilt. Für die steuernde Spannungsquelle mit Innenwiderstand R_i gilt Gl. (I), und für den beschalteten (idealen) OP mit $u_D = 0$ gelten die Gln. (II) und (III). Damit folgt formal die Gl. (IV). Diese besagt, dass im Leerlauf ($R_L \rightarrow \infty$, $i_2 = 0$) an den Ausgangsklemmen die Spannung $u_2 = u_q$ auftritt. Bei Belastung wird diese Klemmenspannung nach Gl. (IV) entgegen dem üblichen Verhalten nicht kleiner sondern größer. Die steuernde Quelle vom Eingang erscheint also hier als transformierte Quelle mit einem negativen Innenwiderstand $R'_i = -x \cdot R_i$.

Eine weitere Transformation ergibt sich vom Ausgang zum Eingang. Dort wird:

$$R_1 = \frac{u_1}{i_1}.$$

Mit den Gln. (II) und (III) folgt:

$$R_1 = \frac{u_2}{-i_2 \cdot x} = -\frac{1}{x} \cdot R_L.$$

Der Lastwiderstand wird also mit dem Faktor $-1/x$ auf die Eingangsklemmen transformiert. Für $x = 1$ wird $R_1 = -R_L$. Die Schaltung arbeitet als „Negativ-Impedanz-Konverter“ (NIK). Zu einer positiven Spannung u_1 gehört ein negativer Strom i_1 (entgegengesetzt zum Zählpfeil!)

Eine einwandfreie Funktion setzt voraus, dass der Strom i_a und die Spannung u_a den linearen Arbeitsbereich nicht überschreiten. Zur Überprüfung:

$$i_a = -i_1 + i_2 = -\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_L} = u_1 \cdot \frac{x+1}{R_L} \text{ und}$$

$$u_a = u_2 + i_2 \cdot R \cdot x = u_2 + \frac{u_2}{R_L} \cdot R \cdot x = u_1 \left(1 + x \cdot \frac{R}{R_L} \right).$$

Die Schaltungsvariante nach Abb. 11.50b eignet sich als Strominverter für eine Stromquelle. Ein eingangsseitig eingespeister Strom $i_1 \approx i_q$ bewirkt einen ausgangsseitig entgegengesetzt fließenden (negativen) Strom i_2 . Es gelten wieder die Gln. (II) und (III) von Abb. 11.50a. Damit folgt:

$$i_2 = -i_1 \cdot \frac{R}{R \cdot x} = -i_1 \cdot \frac{1}{x}$$

und erneut

$$R_1 = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{-i_2 \cdot x} = -\frac{1}{x} \cdot R_L.$$

Wieder liegt NIK-Verhalten vor. Bei positivem Eingangsstrom wird die Eingangsspannung negativ.

Abb. 11.51 zeigt die Möglichkeit zur Transformation einer Kapazität C auf den Wert C' mit Hilfe eines zweistufigen Verstärkers. Dieser besteht aus dem Spannungsfolger OP1 mit extrem hochohmigem Eingang und einem nachgeschalteten Verstärker mit variabler Verstärkung V_u . Für ideale OPs gilt:

$$i_1 = i_c = C \cdot \frac{du_c}{dt} = C \cdot \frac{d}{dt}(u_1 - u_2)$$

$$= C \cdot \frac{d}{dt}(u_1 - V_u \cdot u_1) = C' \cdot \frac{du_1}{dt}$$

mit $C' = C \cdot (1 - V_u)$.

Der Eingang verhält sich offenbar rein kapazitiv entsprechend der Kapazität C' , die durch die Beschaltung des zweiten Operationsverstärkers und der sich daraus ergebenden Spannungsverstärkung V_u bestimmt wird¹⁵. Für den Spezialfall ($R = R$) sind die Ergebnisse in Abb. 11.51a angedeutet. Mit der Schaltungsvariante nach Abb. 11.51b lässt sich auch eine variable negative Kapazität C' erzielen, die man zur Kompensation einer unerwünschten Lastkapazität nutzen kann. Einschränkend sei hinzugefügt, dass für $C' \rightarrow 0$ beide Schaltungen zum Schwingen neigen.

Abb. 11.52a zeigt die Transformation einer Kapazität C in eine Induktivität $L = CR_1 \cdot R_2$ mit den Verlustwiderständen R_1 und R_2 . Verlustwiderstände werden vermieden bei der Schaltung nach Abb. 11.52b. Diese arbeitet mit zwei Operationsverstärkern und einem komplexen Spannungsteiler. Die OPs bewirken, dass an den Punkten x , y und z jeweils die Spannung u_1 gegenüber Masse auftritt. Für die Ströme gilt dann:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_2}{R_4} \quad (\text{I})$$

sowie

$$(U_2 - U_1) \cdot j\omega C = \frac{U_1 - U_3}{R_3} \quad (\text{II})$$

und

$$\frac{U_3 - U_1}{R_2} = \frac{U_1}{R_1} \quad (\text{III})$$

Damit folgt: $I_1 = U_1 \cdot R_2 / j \omega C R_1 R_3 R_4$. Man erhält so die angegebene Induktivität.

Literatur: [11-1, 11-4, 11-6]

¹⁴ Vgl. Abschn. 11.14.

¹⁵ Man kann C' als Millerkapazität auffassen, siehe dazu Abschn. 9.5.

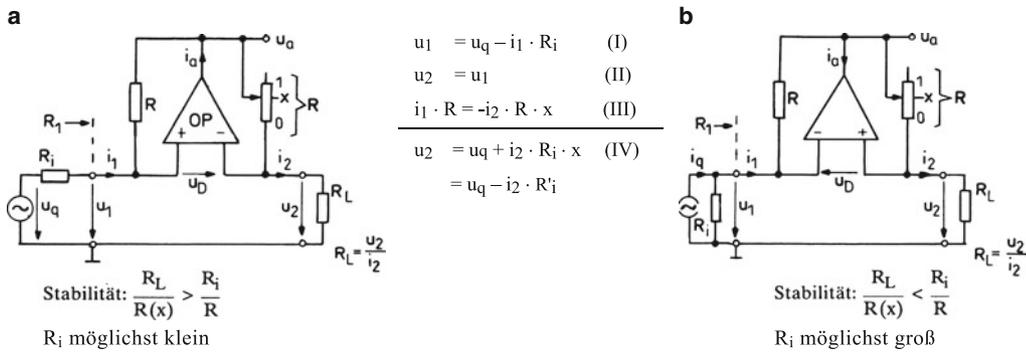


Abb. 11.50 Transformationsschaltungen mit zweifach rückgekoppeltem Verstärker. **a** für Spannungsquelle und Widerstand, **b** für Stromquelle und Widerstand. Dieser Schaltung kann man ohne Gefahr für die Stabilität beliebige Widerstände am Eingang vorschalten. Man erhält dann: $R_1 = R_{vor} - R_L/x$. Auf diese Weise ergibt sich mit $R_{vor} > R_L$ ein Stellbereich mit positiven und negativen Werten

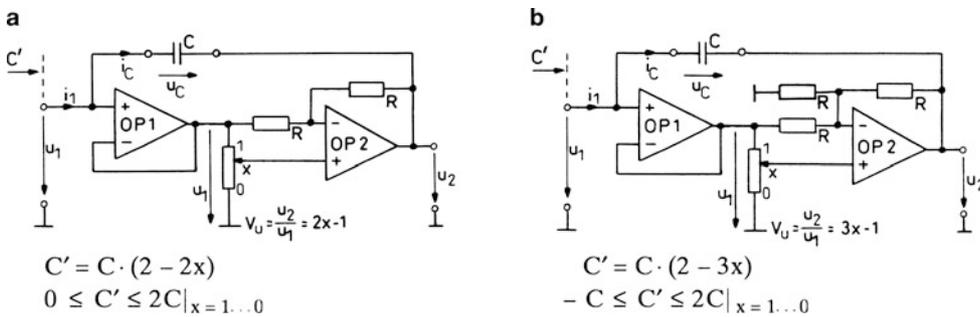


Abb. 11.51 Transformationsschaltungen für eine Kapazität. **a** Variable positive Kapazität, **b** Kapazität mit wechselndem Vorzeichen

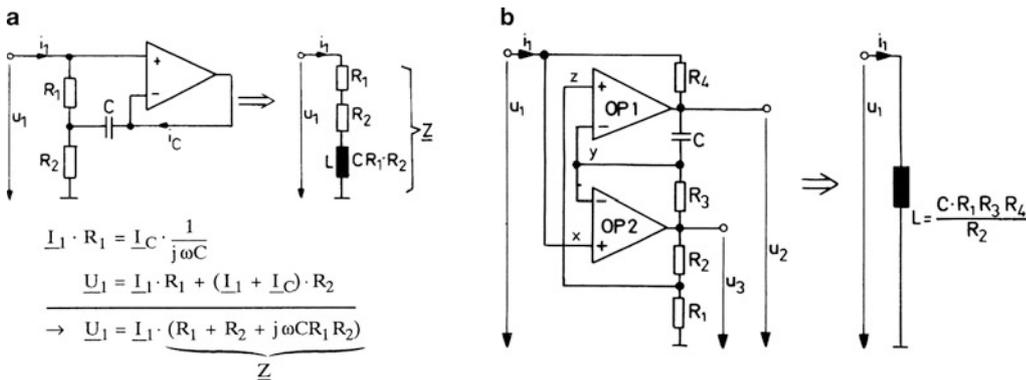


Abb. 11.52 Spulensimulation (Erzeugung einer Induktivität). **a** mit einem Operationsverstärker, **b** mit zwei Operationsverstärkern. Durch Parallelschalten einer Kapazität ergibt sich ein Schwingkreis und durch zusätzliches Vorschalten eines Widerstandes die Funktion eines Bandpasses (vgl. Abschn. 12.7)

12.1 Standard-Operationsverstärker LM 741 und TL081

Ein einfacher und vielseitig nutzbarer Operationsverstärker ist der bekannte Typ 741. Abb. 12.1 stellt die Schaltung vor, ausgelegt für symmetrische Betriebsspannung mit $\pm U_B \geq 18\text{ V}$ (siehe Anhang B11 und B12). Sie besteht im Grunde nur aus einem Eingangs-Differenzverstärker (T1 – T2 – T3 – T4), einem Zwischenverstärker (T15 – T16) und einer Endstufe (Gegentaktendstufe) mit den Transistoren T20 – T21. Transistor T14 dient als „ U_{BE} -Vervielfacher“ zur Einstellung des Ruhestromes für die Endstufe¹. Die Transistoren T18, T19 und T17 sind normalerweise gesperrt. Sie dienen der Strombegrenzung bei übermäßiger Ausgangsbelastung ($> 20\text{ mA}$). T18 wirkt dann unmittelbar auf die Basis des Endtransistors T20, T19 dagegen greift indirekt ein über T17 auf die Basis von T15². T15 in Darlingtonschaltung mit T16 bildet den Zwischenverstärker, der von T13 als Stromquelle mit Gleichstrom versorgt wird. T13 seinerseits bildet einen Stromspiegel mit T12, der gemeinsam mit T11 den Referenzstrom I_{Ref} führt. Von diesem Referenzstrom leitet sich auch der kleinere Strom I_{C10} ab, der über den Stromspiegel T8 – T9 die Gleichstromversorgung der Eingangsstufe bestimmt. Darin arbeiten T1 und T2 als Emitterfolger, T3 und T4 als unmittelbar anschließende Basisschaltung mit dem modifizierten Stromspiegel T5 – T6 als hochohmige (aktive) Last. Transistor T7 kompensiert die zusätzliche Belastung durch Transistor T15, an dem die Kapazität C_c eine interne Frequenzgangkorrektur vornimmt.

In der Sonderausführung mit der Typenbezeichnung 748 wird auf die Frequenzgangkorrektur verzichtet. Der somit schnellere Typ 748 muss – abgesehen von der Anwendung als Komparator – extern korrigiert werden. Bei nur schwacher Korrektur ($C_c < 30\text{ pF}$) hat dieser eine größere Kleinsignalbandbreite als der Typ 741³.

Abb. 12.2 zeigt die Schaltung des beliebten und vielseitig einsetzbaren Operationsverstärkers vom Typ TL081, der auch als Mehrfachoperationsverstärker (zweifach = TL082 oder vierfach = TL084) angeboten wird. Die Schaltung besteht im Grunde wieder aus einem Eingangs-Differenzverstärker (T1 – T2), einem Zwischenverstärker (T6 – T7) und einer Endstufe in Gegentakt mit den Transis-

toren T8 und T9. Der Eingangs-Differenzverstärker ist mit JFETs aufgebaut. Damit hat der OP einen hohen Eingangswiderstand und kleine Eingangsströme. Die Lastelemente des Differenzverstärkers werden durch die Transistoren T3 und T4 realisiert. Sie bilden eine Stromspiegelschaltung, mit der das verstärkte Differenz-Eingangssignal in ein massebezogenes Signal für den Zwischenverstärker (T6 – T7) umgewandelt wird. Um die Stromspiegelschaltung nicht unnötig zu belasten, bekommen die Transistoren T3 und T4 ihren Basisstrom über eine Emitterfolgerschaltung mit dem Transistor T5. Der Zwischenverstärker besteht zunächst aus einem Emitterfolger mit dem Transistor T6, damit der Knoten ① hochohmig bleibt (Stromverstärkung). Die Spannungsverstärkung geschieht mit Transistor T7. Als Lastelement für T7 fungiert die Stromquelle mit T13. Die Transistoren T10 und T11 dienen zur Einstellung des Ruhestroms der Endstufentransistoren T8 und T9. Durch Widerstände von $64\ \Omega$ in den Emitterleitungen von T8 und T9 wird der Ruhestrom thermisch stabilisiert. Zusammen mit dem Widerstand von $128\ \Omega$ zum Ausgangsknoten ist der Operationsverstärker dauerkurzschlussfest, wenn die zulässige Verlustleistung nicht überschritten wird. Die Transistoren T15 und T16 erzeugen einen von der Versorgungsspannung unabhängigen Referenzstrom, der über T14 die beiden Stromquellen T13 und T12 versorgt. Der Kondensator C1 dient zur internen Frequenzgangkompensation. Zur Offsetkompensation sind beim TL081 die Emitteranschlüsse von T3 und T4 herausgeführt.

Die Möglichkeit einer Offsetkompensation haben die Mehrfachoperationsverstärker TL082 und TL084 nicht. Falls bei diesen ein Nullabgleich dennoch erforderlich ist, kann eine der Schaltungen nach Abb. 12.3 verwendet werden. Im Grunde handelt es sich dabei um die bekannten Summier- und Subtrahierschaltungen nach Abschn. 11.3, die speziell für die Anwendung mit Offsettrimmer P dimensioniert werden. Voraussetzung ist eine gut stabilisierte positive und negative Betriebsspannung. Ist diese Bedingung nicht hinreichend erfüllt, so ist ein Trimmer mit einem Mittelabgriff hilfreich, wie er in Abb. 12.3c gestrichelt eingetragen ist⁴. Für übliche Schleifereinstellungen im Mittenbereich wirkt ein auf Masse festgehaltener Mittelpunkt stabilisierend gegenüber Schwankungen von $+U_B$ oder $-U_B$.

Literatur: [12-1, 12-2, 12-3, 12-4, 12-12]

¹ Siehe dazu Abschn. 18.9.

² Vgl. Strombegrenzung im Abschn. 11.13.

³ Siehe Abschn. 11.6.

⁴ Z. B. Offsettrimmer OT1 der Fa. Bourns.

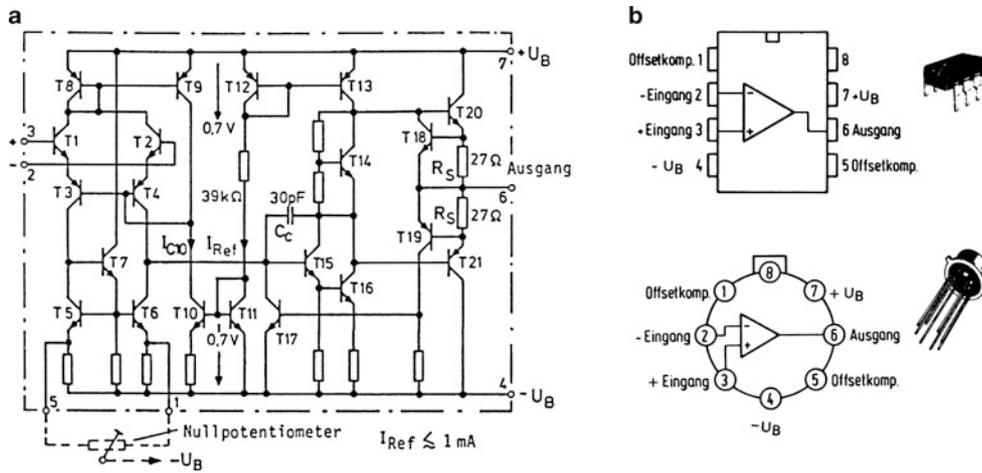


Abb. 12.1 Operationsverstärker 741. **a** Schaltbild. Anschlussbezeichnungen für DIL-Gehäuse, **b** Gehäuseformen und Anschlussbilder

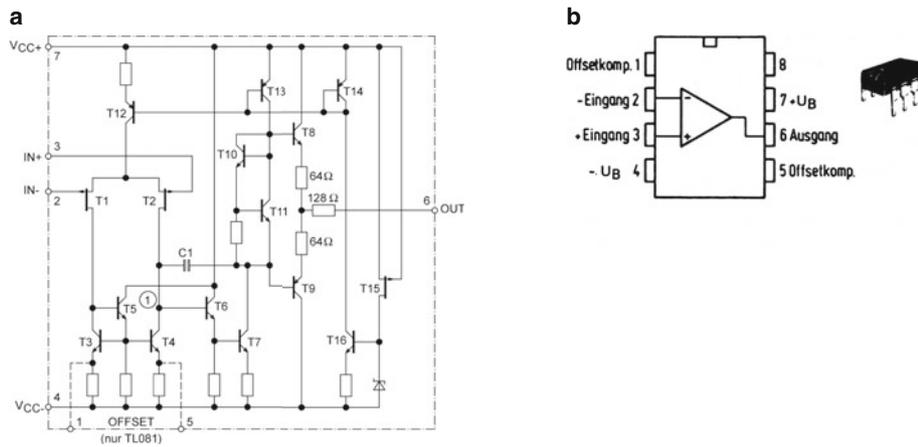
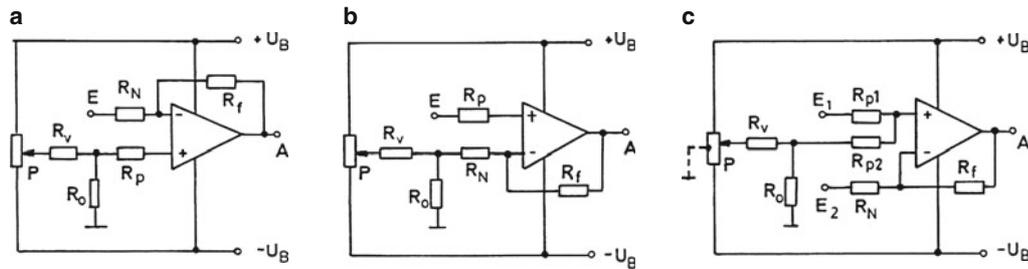


Abb. 12.2 Operationsverstärker TL081. **a** Schaltbild. Anschlussbezeichnungen für DIL-Gehäuse, **b** Gehäuseformen und Anschlussbilder



d
 $P = 10 \dots 50 \text{ k}\Omega$, $R_v = 100 \text{ k}\Omega$, $R_0 = 10 \dots 50 \Omega$, $R_p = R_n \parallel R_f$ bzw. $R_{p1} \parallel R_{p2} = R_n \parallel R_f$

Abb. 12.3 Verstärkerschaltungen mit Offsetkorrektur (Nullabgleich). Zum Nullabgleich Eingänge E mit Masse verbinden. **a** invertierender OP, **b** nichtinvertierender OP, **c** Differenzverstärker, **d** Dimensionierung

12.2 Mehrfachverstärker und ihre Anwendung

Die vielseitigen Einsatzmöglichkeiten von Operationsverstärkern haben zum Bau von Zweifach- und Vierfachversionen geführt. Im Anhang B.11 und B.12 dieses Buches sind mehrere Typen aufgeführt, die die gleichen Daten aufweisen wie die zugehörigen Einfachversionen. Die Betriebsspannung wird über gemeinsame Plus- und Minus-Pins zugeführt. Anschlüsse für eine Offsetkorrektur fehlen. Notfalls kann man diese aber mit den im vorigen Abschnitt beschriebenen Schaltungen durchführen.

Als Beispiel für die Anwendung eines Zweifach-OPs zeigt Abb. 12.4 einen mit Hallgenerator gesteuerten Schaltverstärker. Mit dem 10kΩ-Potentiometer stellt man den OP1 im Ruhezustand ausgangsseitig auf „Lowpotential“ ein (ca. 0 V). Die Annäherung eines Magneten erzeugt eine Hallspannung U_H , die den nichtgegekoppelten OP1 durchsteuert. Auf „halbem Wege“ wird dann der folgende OP2 – als nichtinvertierender Trigger – umgeschaltet (siehe dazu Abschn. 14.4).

Als weiteres Beispiel dient ein Differenzverstärker mit hochohmigen Eingängen nach Abb. 12.5. Diese Schaltung wird häufig als Messverstärker eingesetzt, um die Diagonalspannung u_D einer Brückenschaltung um den Faktor V_D zu verstärken und gleichzeitig in eine massebezogene Spannung u_a umzusetzen. Sie geht hervor aus der einfachen Subtrahierschaltung mit P- und N-Steuerung nach Abschn. 11.3, wenn man dem N-Eingang des OP1 den nichtinvertierenden OP2 vorschaltet. Dadurch werden beide Eingänge E1 und E2 hochohmig. Mit den Widerständen R_1 und R_2 wie angegeben – ohne R – erhält man nach dem Überlagerungssatz:

$$\begin{aligned} u_a &= u_1 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + u_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(-\frac{R_1}{R_2}\right) \\ &= (u_1 - u_2) \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = u_D \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = u_D \cdot V_D. \end{aligned}$$

Diese Übertragungsgleichung kann von der Schaltung mit Einfachversorgung ($+U_B$) nur erfüllt werden für $u_1 > u_2$, d. h. für eine positive Ausgangsspannung. Ohne diese Einschränkung ist eine symmetrische Speisung mit $\pm U_B$ nötig.

Für beide Schaltungen mit „Single-Supply-Betrieb“ ist es nützlich, wenn der lineare Steuerbereich bezüglich der Eingänge E1 und E2 bei Massepotential beginnt. Diese Eigenschaft besitzen Operationsverstärker mit einer pnp-Eingangsstufe entsprechend Abb. 12.6a, deren Gleichtaktsteuerbereich (*common mode range*) das negative Betriebspotential – hier 0 V – umfasst. Das Letztere gilt auch für alle OPs nach Abb. 12.6b. Bezüglich ihrer Ausgänge verhalten sich diese unterschiedlich. Bei nicht zu großem Laststrom I_A

können sie jedoch alle bis auf fast 0 V herunterschwingen. In der Schaltung nach Abb. 12.4 ergäbe sich damit ein TTL-kompatibler Ausgang⁵.

Die in der Typenliste aufgeführten BIMOS- und CMOS-Typen arbeiten mit besonders niedrigen Eingangsströmen I_0 , die letzteren zusätzlich mit sehr geringen Betriebsströmen I_B (programmierbar). Alle genannten Typen eignen sich auch für den normalen Betrieb mit zweifacher Betriebsspannung. Der LM 358/324 ist dazu jedoch weniger zu empfehlen, weil sich aufgrund der B-Endstufe Übernahmeverzerrungen beim Nulldurchgang einstellen. Für symmetrische Versorgung besser geeignet sind die Standard-Typen LM 1458/LM 348, TL 072/TL 074 und bei höheren Ansprüchen die Typen AD 712/AD 713⁶.

Abb. 12.7a zeigt eine weitere Schaltung eines Messverstärkers, die jedoch drei Operationsverstärker benötigt und mit dem Widerstand R_V eine Verstärkungseinstellung gestattet. Im Schaltungsbeispiel wird die Anwendung in einer Strommessung mit Sensorwiderstand R_S gezeigt. Dem Strom I proportional ist die Spannung u_D , die bei idealen OPs auch über dem Widerstand R_V austritt. Damit wird:

$$i_V = \frac{u_D}{R_V} \rightarrow u'_D = u_D + \frac{u_D}{R_V} \cdot 2R = u_D \cdot \left(1 + 2\frac{R}{R_V}\right) = -u_a.$$

Also:⁷

$$u_a = (u_2 - u_1) \cdot \left(1 + 2\frac{R}{R_V}\right).$$

Offenbar handelt es sich wieder um einen Differenzverstärker. Eine Pegelverschiebung oder Offsetkorrektur lässt sich erreichen, wenn man die Masseverbindung des Widerstandes R_{p2} (Strichelung) löst und diesen stattdessen an eine variable Spannungsquelle anschließt. Abb. 12.7b zeigt dazu die Realisierung mit einem zusätzlichen Spannungsfolger und die sich insgesamt ergebende Steuergleichung. Die Schaltung mit zusätzlicher Pegeleinstellung lässt sich mit einem Vierfach-Verstärker aufbauen.

Verstärker der beschriebenen Art werden häufig in der Messtechnik eingesetzt und unter der Bezeichnung Instrumentenverstärker als fertige Bausteine angeboten. Als Beispiel für die Zwei-Verstärker-Schaltung nach Abb. 12.5 sei genannt der Typ LT 1101/1102 von Linear Technology. Nach dem Drei-Verstärker-Konzept arbeitet der AD 620 von Analog Devices im 8-Pin-DIP. Mit einem externen Widerstand ist die Verstärkung zwischen 1 und 1000 einstellbar. Maxim bietet mit der Baureihe MAX 4194-MAX 4197 neue Typen mit Rail-to-Rail-Ausgang in SMD-Gehäusen.

Literatur: [12-5, 12-6]

⁵ TTL-Schaltungen verlangen Ansteuerspannungen $< 0,8 \text{ V}$ und $> 2 \text{ V}$ (siehe Abschn. 15.4).

⁶ Siehe dazu Bauteile-Katalog, Anhang B.11 und B.12.

⁷ Zum Endverstärker siehe Abschn. 11.3.

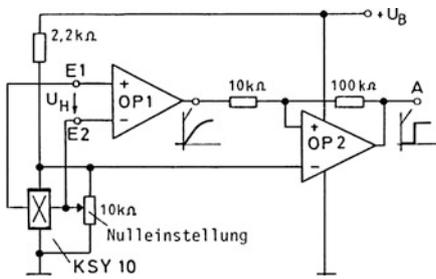


Abb. 12.4 Hallschalter mit einfacher Betriebsspannung

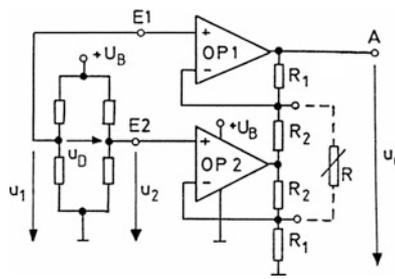


Abb. 12.5 Differenzverstärker mit einfacher Betriebsspannung. Mit dem zusätzlichen Widerstand R (gestrichelt) wird: $V_D = 1 + R_1/R_2 + 2R_1/R$

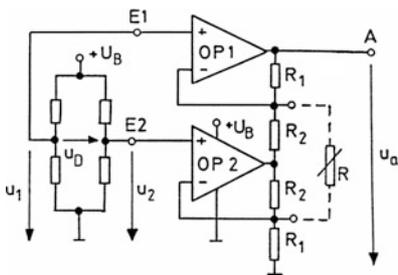
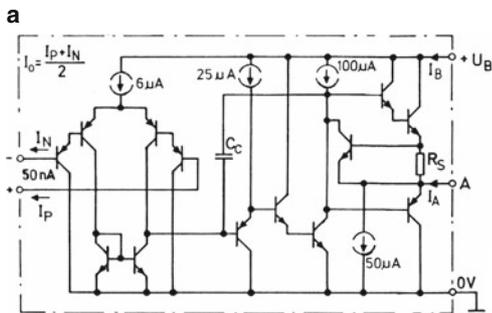


Abb. 12.6 Operationsverstärker mit erweitertem Gleichtaktbereich. **a** Verstärkereinheit LM 358/LM 324. Die im Schaltbild eingezeichneten Strom-Zweipole stellen Stromquellen dar, die mit Stromspiegeln realisiert werden. Die damit eingestellten Ruhestrome sind so gering, dass der Betriebsstrom I_B insgesamt unter 1 mA liegt. Für besonders kleinen Ruhestrom gibt es zum LM 324 die Low-Power-Ausführung LP 324, **b** Typenliste. Diese Liste kann ergänzt werden durch die neuen Rail-to-Rail-Verstärker



b

| Technologie | ein-fach | zwei-fach | vier-fach | Bemerkung |
|-------------|----------|-----------|-----------|-------------|
| Bipolar | – | LM 358 | ... 324 | Standard |
| Bipolar | – | LT 1013 | ... 1014 | Präzision |
| Bipolar | TAE 1453 | ... 2453 | ... 4453 | I_A groß |
| BIMOS | CA 3140 | ... 3240 | – | I_0 klein |
| CMOS | TLC 251 | ... 252 | ... 254 | U_B klein |
| CMOS | TLC 271 | ... 272 | ... 274 | I_B klein |

Abb. 12.7 Messverstärker mit drei Operationsverstärkern. **a** Grundschialtung, **b** Zusatzschaltung zur Pegelverschiebung

12.3 Präzisions-Operationsverstärker

Messtechnische Aufgaben erfordern zuweilen neben einer sehr hohen Leerlaufverstärkung und Gleichtaktunterdrückung eine besonders kleine Eingangs-Offsetspannung U_{os} und sehr kleine Eingangsströme. Erfüllt werden diese Forderungen von sog. Präzisions-OPs. Als klassischer Vertreter dieser Gruppe gilt der Typ OP 07, ein bipolarer OP. Seine Eingangsströme werden mit Hilfe einer internen Ruhestromkompensation entsprechend Abb. 12.8a auf wenige Nanoampere reduziert. Die Offsetspannung wird in einem automatischen Abgleichverfahren während der Fertigung auf Werte unter $100 \mu\text{V}$ gedrückt. Dies geschieht nach der Methode des „Zener-Zapping“. Dabei werden einzelne Z-Dioden, die normalerweise nichtleitend sind, in der Eingangsstufe nach Abb. 12.8a gezielt „durchgebrannt“, so dass sie anschließend den parallel liegenden Widerstand kurzschließen. Der OP wird im üblichen 8-Pin-DIP hergestellt. Lediglich die Anschlüsse für ein Offsetpotentiometer – meist nicht erforderlich – sind nach Abb. 12.8b anders als beim Standard-OP 741.

Der OP 07 verfügt über eine Reihe von Nachfahren entsprechend Abb. 12.8c. Dual steht für Zweifach-OP und Quad für Vierfach-OP. Diese Mehrfach-OPs haben die gleiche Pinbelegung wie die entsprechenden Standard-Typen LM 1458 sowie LM 348 und können diese unmittelbar ersetzen.

Üblicherweise wird die Forderung nach kleinen Eingangsströmen am Besten von BIMOS- oder CMOS-OPs erfüllt. Das Erreichen einer kleinen Offsetspannung, insbesondere einer kleinen Offsetspannungsdrift, bereitet dabei jedoch Schwierigkeiten. Eine Lösung dieses Problems ist die Chopperstabilisierung, wie sie beispielsweise bei dem CMOS-OP 7650 angewandt wird. Der Chopper ist ein Umschalter – ebenfalls in CMOS-Technik realisiert –, mit dem man in kurzen Zeitabständen einen automatischen Nullabgleich (Auto-Zero-Abgleich) durchführt. Man hält damit die Offsetspannung ständig im unteren Mikrovoltbereich. Nacheinander ist das mit dem ständigen Umschalten verbundene Schalterrauschen sowie eine relativ lange Erholzeit nach jeder Übersteuerung.

Abb. 12.9a zeigt das Funktionsprinzip. Die Schaltung besteht aus dem Hauptverstärker A und einem Hilfsverstärker B. In der gezeichneten Schalterstellung lädt Verstärker B den Korrekturkondensator C2 in der Weise auf, dass er damit seine eigene Offsetspannung kompensiert. Beim nächsten Takt des Generators G werden die Schalter umgelegt. Verstärker B tastet dann den Eingang des Hauptverstärkers ab und erzeugt eine Korrekturspannung auf Kondensator C1, mit der die Offsetspannung des Hauptverstärkers korrigiert wird.

Das Umschalten geschieht mit der Taktfrequenz (*Chopping Frequency*) von etwa 200 Hz des internen Generators G.

Auch dieser OP wird in einem 8-Pin-DIP hergestellt, zu dem Abb. 12.9b die Anschlüsse zeigt sowie die beiden extern anzuschließenden Kondensatoren C1 und C2 ($0.1 \mu\text{F}$). Bei einer ebenfalls verfügbaren 14 Pin-Version ist es möglich, die Takterzeugung von einem externen Generator aus vorzunehmen.

Leider kann man den OP 7650 nur mit relativ niedriger Betriebsspannung betreiben, und zwar bis zu $\pm 8 \text{V}$. Abb. 12.9c nennt vier neuere Typen, bei denen diese Einschränkung nicht mehr besteht. Besonders hinzuweisen ist auf die Ausführungen mit integrierten Korrekturkondensatoren C1/C2. Beispielhaft dafür sind die Typen TSC 911 und LTC 1050. Diese können einen 741 oder OP 07 bei eingeschränkter Betriebsspannung unmittelbar ersetzen und eignen sich zudem für Single-Supply-Betrieb. Die Typen TSC 913 und TSC 914 sind Mehrfachausführungen des TSC 911 und haben die gleichen Anschlüsse wie die entsprechenden Standard-OPs LM 1458 und LM 348.

Abb. 12.10 zeigt typische Anwendungen für Präzisionsverstärker. Der Thermospannungs-Verstärker nach Abb. 12.10a liefert mit einer Spannungsverstärkung $|V_u| = 200$ und einem Fühler Typ J (Eisen-Konstantan mit $50 \mu\text{V/K}$) eine Ausgangsempfindlichkeit von 10mV/K . Aufgrund der extrem kleinen Offsetspannung und auch entsprechend kleiner Driftwerte empfiehlt sich besonders ein chopperstabilisierter OP. Mit dem Kondensator C_f lässt sich auf Kosten der Messdynamik – Temperaturen ändern sich ohnehin relativ langsam – das Rauschen reduzieren. Ein Vorstrom I_0 ermöglicht eine beliebige Nulleinstellung.

Bei längeren Ausgleichsleitungen ist es zweckmäßig, die eingefangenen Störsignale bereits vor dem Verstärker zu unterdrücken. Dazu kann man den Widerstand R_N als Reihenschaltung aus zwei Widerständen ausbilden und von dem Verbindungspunkt der Teilwiderstände einen Kondensator nach Masse schalten (Tiefpass).

Abb. 12.10b zeigt den Einsatz als Strom-Spannungs-Umformer zur Anzeige sehr kleiner Fotoströme, beispielsweise für ein Luxmeter. Bei idealem OP fließt der Fotostrom I_p vollständig über den Rückkopplungswiderstand R_f und erzeugt so eine Ausgangsspannung $U_a = R_f \cdot I_p$. Die eingetragene Kapazität C_f dient der dynamischen Stabilisierung, da aufgrund der Sperrschichtkapazität C_s der Fotodiode Schwingneigung besteht. Den Ausgangsfehler zum nicht-idealen OP erhält man für beide Schaltungen mit den allgemeinen Fehlerformeln nach Abschn. 11.4.

Literatur: [12-5, 12-7]

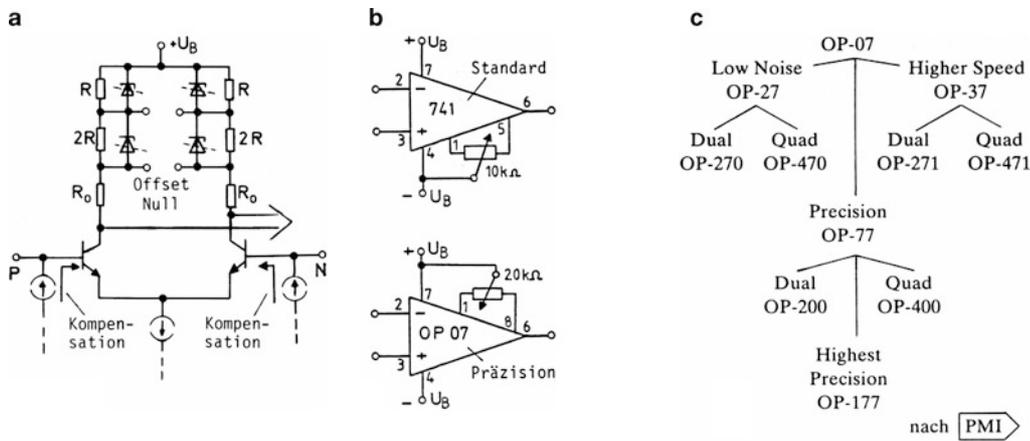


Abb. 12.8 Bipolare Präzisionsverstärker. **a** Eingangsstufe, **b** Anschlussbilder, **c** OP 07-Familie. Zu den Daten des OP07 siehe Anhang B.11 und B.12 (Bauteile-Katalog). Die Typen OP77 und OP177 sind verbessert in Bezug auf Leerlaufverstärkung, Offsetspannung und Offsetspannungsdrift. Die Typen OP27 und OP37 weisen geringeres Rauschen auf (→ Low Noise) und sind beide schneller als der OP07 (→ High Speed). Der OP27 besitzt eine Slew Rate von etwa 2 V/μs, der OP37 von 15 V/μs. Der Unterschied ergibt sich aus der schwächeren Frequenzgangkorrektur des OP37, der damit nur stabil ist für $V_u > 5$

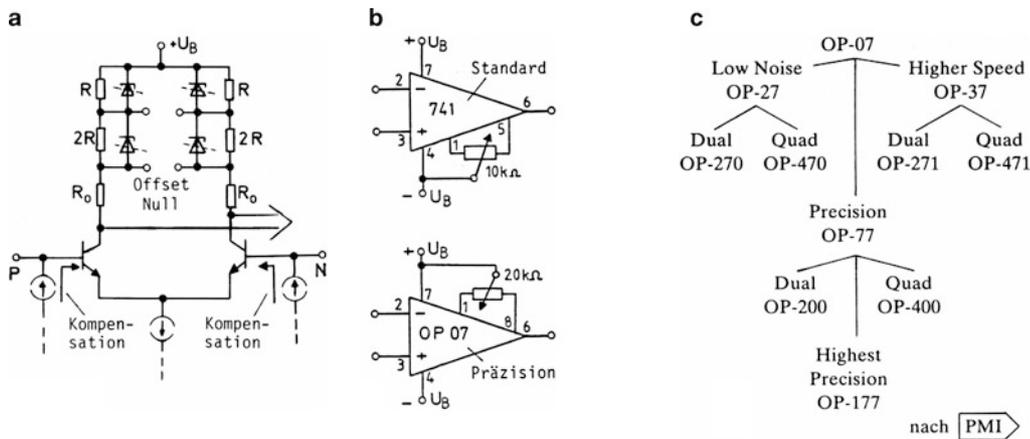


Abb. 12.9 CMOS-Chopper-Verstärker mit Auto-Zero-Abgleich. **a** Prinzipbild, **b** Anschlussbild zum 7650, **c** Typenliste

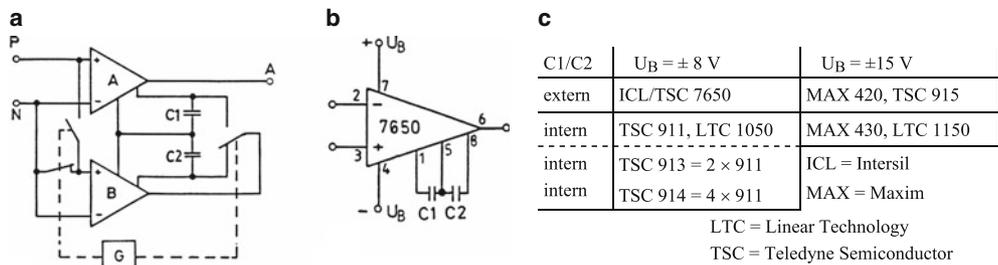


Abb. 12.10 Anwendungsbeispiele für Präzisionsverstärker. **a** Thermospannungs-Verstärker, **b** Fotostrom-Verstärker. Man bezeichnet diese Verstärker-Art mit einem Strom-Eingang und einem Spannungs-Ausgang als Transimpedanz-Verstärker. Der Übertragungsfaktor als Verhältnis der Ausgangsspannung zum Eingangsstrom ist ein Widerstand R_f – und wird Transimpedanz (Übertragungswiderstand) genannt

12.4 Steilheits-Operationsverstärker CA 3080 und LM 13600

Steilheits-Operationsverstärker sind verbreitet unter der Kurzbezeichnung OTA (*Operational Transconductance Amplifier*). Entsprechend Abb. 12.11a besitzen sie wie normale Operationsverstärker eine Differenzeingangsstufe mit den Transistoren T1 und T2, deren Arbeitspunkt und damit die Steilheit über den Summenstrom I_0 einstellbar ist⁸. Dazu dient in Abb. 12.11a der Stromspiegel S_0 in Verbindung mit einem externen Stellwiderstand R_0 . Drei weitere Stromspiegel übertragen die Ströme i_1 und i_2 auf den Ausgang A, wo die Differenz dieser Ströme den Ausgangsstrom i_a bildet. Die Kollektoren der beiden Ausgangstransistoren bilden einen hochohmigen Ausgang (Strom-Ausgang), so dass der Strom i_a dem Lastwiderstand R_L eingepreßt wird. Im Gegensatz zu einem normalen OP liegt also ausgangsseitig das Verhalten einer Stromquelle vor, deren Steuerung sich einfach durch die einstellbare Steilheit s der Eingangsstufe beschreiben lässt:⁹

$$i_a = i_2 - i_1 = s \cdot u_D$$

$$\text{mit } s = \frac{I_0}{2 \cdot U_T} \approx \frac{I_0}{52 \text{ mV}} \approx 20 \cdot \frac{I_0}{V} = 20 \frac{\text{mA}}{V} \cdot \frac{I_0}{\text{mA}}.$$

Über die Steilheit werden also die Eingangsspannung u_D und der Summenstrom I_0 multiplikativ verknüpft (Steilheitsmultiplizierer). Leider gilt diese einfache Beziehung nur, wenn man die Spannung u_D auf einen Bereich von $\pm 30 \text{ mV}$ beschränkt. Bei stärkerer Aussteuerung nimmt die Steilheit ab, d. h. die Übertragungskennlinie wird stark nichtlinear¹⁰.

Abb. 12.11b zeigt den oben beschriebenen OTA CA 3080 in einer Integrierschaltung mit einstellbarer Integrierzeit T_i . Dem Signaleingang ist ein Spannungsteiler $R_1 - R_2$ vorgeschaltet, der die Differenzspannung u_D auf den (fast) linearen Steuerbereich von $\pm 30 \text{ mV}$ beschränken soll. Aus Symmetriegründen sieht man diesen Teiler zweckmäßig beidseitig vor und erhält so die Möglichkeit, auch über die N-Seite zu steuern. Zu Abb. 12.11b findet man:¹¹

$$u_D = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_q = \frac{i_a}{s} \text{ und}$$

$$u_a = -\frac{1}{C} \int i_a dt = -\frac{1}{T_i} \int u_q dt$$

$$\text{mit } T_i = C \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_2 \cdot s}.$$

Abb. 12.12a zeigt eine Schaltungsmaßnahme zur Erweiterung des linearen Steuerbereichs. Zwei gegeneinander in

Reihe geschaltete Dioden übernehmen bei $u_q = 0$ je zur Hälfte den eingepreßten Strom $I_D \approx 1 \text{ mA}$, der über die symmetrisch angeordneten Widerstände $R_1 \parallel R_2$ nach Masse fließt. Dabei wird $u_D = 0$. Die „vorgestromten“ Dioden erzeugen einen relativ niedrigen differentiellen Eingangswiderstand $r_D = 4 U_T / I_D$. Wird $r_D \ll (R_1 \parallel R_2)$, so gilt bei Kleinsignalsteuerung im Bereich $i_{D\sim} \ll I_D/2$:

$$i_{D\sim} \approx \frac{u_{q\sim}}{R_1} \cdot \frac{1}{2}.$$

Damit folgt:

$$i_{a\sim} = s \cdot u_{D\sim} = s \cdot r_D \cdot i_{D\sim}$$

$$\approx \frac{I_0}{2U_T} \cdot \frac{4U_T}{I_D} \cdot \frac{u_{q\sim}}{R_1} \cdot \frac{1}{2} = \frac{u_{q\sim}}{R_1} \cdot \frac{I_0}{I_D}.$$

So ergibt sich ein recht großer (fast) linearer Steuerbereich für die Spannung $u_{q\sim}$, weil die Nichtlinearität der Dioden der oben beschriebenen Steilheitsabnahme entgegenwirkt.

Abb. 12.12b zeigt den Baustein LM (XR) 13600, der zwei OTAs enthält mit bereits integrierten Linearisierungsdioden. Außerdem stehen noch zwei Darlington-Schaltungen zur Verfügung, mit denen leicht – als Emitterfolger geschaltet – ein Spannungsausgang ohne zusätzlichen OP realisiert werden kann.

Abb. 12.12c zeigt einen Vorschlag für eine etwas vereinfachte Eingangsschaltung. Mit dem Potentiometer P anstelle fester Widerstände kann die „Vorstromung“ für die Eingangsdioden etwas ungleich eingestellt und so ein Offset-Abgleich durchgeführt werden. Diese Möglichkeit fehlt in den Schaltungen der Abb. 12.11.

Abb. 12.13 zeigt typische Anwendungen. Bei dem Amplitudenmodulator wird über die Steuerspannung u_s bzw. den hier veränderlichen Strom i_0 die Steilheit und damit der Übertragungsfaktor variiert. Eine Signalspannung $u_{1\sim}$ erscheint dadurch entsprechend der schwankenden Steuerspannung amplitudenmoduliert am Ausgang.

Abb. 12.13b stellt einen Spannungsfolger dar, der durch die Lastkapazität C eine Zeitkonstante τ erhält und damit zu einem Tiefpass erster Ordnung wird. Die Zeitkonstante ist gleich der oben berechneten Integrierzeit und somit durch den Strom i_0 bzw. die Spannung u_s einstellbar. Die Grenzfrequenz ω_g des Tiefpasses ist gleich dem Kehrwert der Zeitkonstante.

Im letzten Beispiel wird auf die Anwendung der Linearisierungsdioden verzichtet. Stattdessen wird die Eingangsspannung stark herabgeteilt und anschließend die Abschwächung durch eine genau so große Verstärkung ($1 + 500$) wieder aufgehoben. Diese Methode kann jedoch nicht generell empfohlen werden, da sie das Signal-Rauschverhältnis verschlechtert.

Literatur: [12-7]

⁸ Siehe Abschn. 10.13.

⁹ Siehe Abschn. 10.13.

¹⁰ Siehe Abschn. 10.13.

¹¹ Vgl. Abschn. 11.8, der OTA übernimmt die Funktion des Widerstandes R_N .

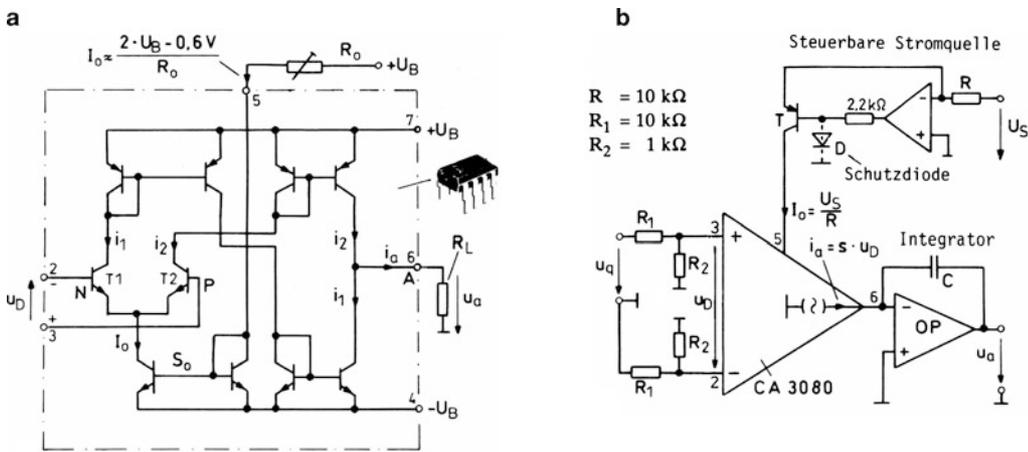


Abb. 12.11 Steilheits-Operationsverstärker (OTA) CA 3080. **a** Grundschtung, **b** steuerbare Integrierschaltung. Die Schaltung wird zum spannungsgesteuerten Verstärker (VCA, Voltage Controlled Amplifier), wenn man C durch R ersetzt

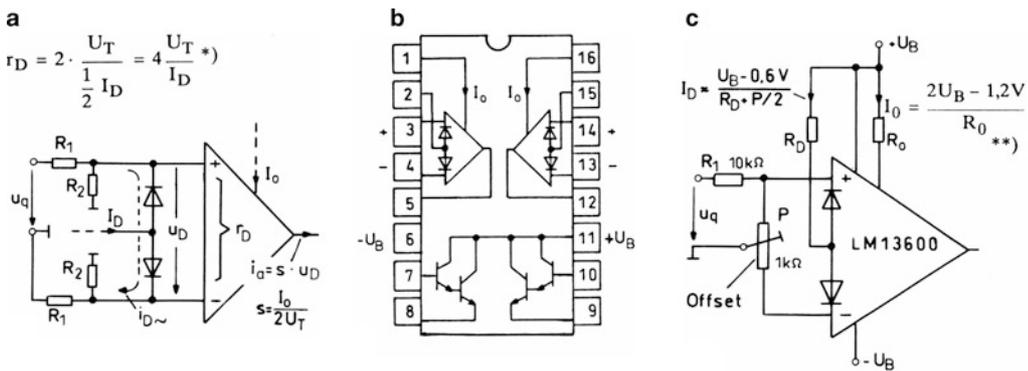


Abb. 12.12 OTA mit Linearisierungsdioden. **a** Grundschtung. *) Vgl. Abschn. 10.6, **b** LM 13600 (\cong NE 5517), **c** übliche Eingangsbeschaltung. **) Gültig für Wilson-Stromspiegel (siehe Abschn. 10.14)

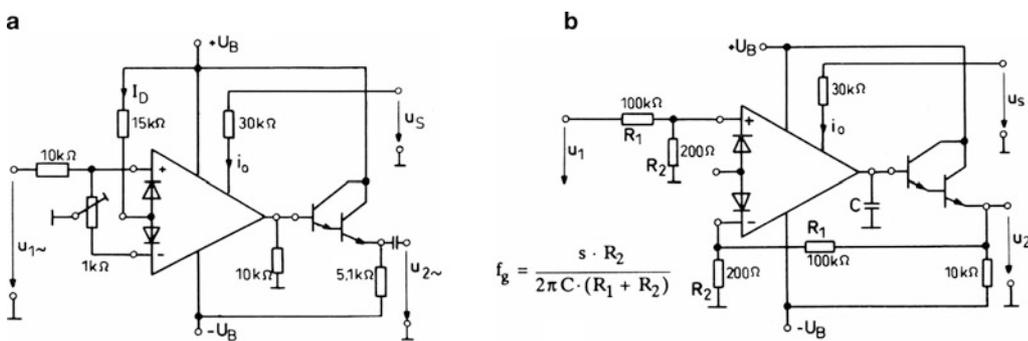


Abb. 12.13 Typische Anwendungen des Bausteins LM 13600. **a** Amplitudenmodulator, **b** steuerbarer Tiefpass

12.5 Logarithmierschaltungen

Logarithmierschaltungen sind Funktionsgeber besonderer Art. Sie werden oft benötigt für Dezibelanzeigen und für logarithmische Frequenzgangdarstellungen. Da sich der natürliche Logarithmus und der dekadische Logarithmus entsprechend Abb. 12.14a nur um den konstanten Faktor 2,3 bzw. 0,434 unterscheiden, lassen sich beide Funktionen mit der gleichen Schaltung realisieren. Abb. 12.14b zeigt noch einmal den dekadischen Logarithmus mit logarithmischer (dekadischer) Teilung der x-Achse. Es ergibt sich die ausgezogene Gerade.

Eine praktisch erprobte Logarithmierschaltung zeigt Abb. 12.15. Sie arbeitet mit zwei invertierenden Operationsverstärkern OP1 und OP2 sowie einem emittergekoppelten Transistorpaar T1 und T2. Alle gestrichelt eingetragenen Elemente seien zunächst weggelassen. Bei positiven Eingangsspannungen U_1 und U_2 fließen dann die Ströme

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} = I_{C1}, \quad (\text{I})$$

$$I_2 = \frac{U_2}{R_2} = I_{C2}, \quad (\text{II})$$

wobei $I_{C1}/I_{C2} = e^{U_D/U_T}$ gemäß Abschn. 10.13.

Dazu werden ideale Operationsverstärker mit einem virtuellen Massepunkt am N-Eingang unterstellt. Offenbar muss bei Stromgleichheit die Differenzspannung U_D zwischen den Basen zu Null werden. Bei hinreichend niederohmigem Spannungsteiler $R_a - R_b$ ergibt sich der Zusammenhang:

$$U_D = -U_a \cdot \frac{R_b}{R_a + R_b} = U_T \cdot \ln(I_{C1}/I_{C2}).$$

Damit wird

$$U_a = -U_T \cdot \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) \cdot \ln\left(\frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{R_2}{U_2}\right).$$

Dies ist die allgemeine Übertragungsfunktion. Mit $U_T \approx 26 \text{ mV}$ für $T = 25^\circ \text{C}$ und $R_a/R_b = 15,7$ wird speziell:

$$\begin{aligned} U_a &= -1 \text{ V} \cdot \lg\left(\frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) = 1 \text{ V} \cdot \lg\left(\frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{R_1}{R_2}\right) \\ &= 1 \text{ V} \cdot \left(\lg \frac{U_2}{U_1} + \lg \frac{R_1}{R_2}\right) = 1 \text{ V} \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} \Big|_{R_1=R_2}. \end{aligned}$$

Offenbar gibt bei $R_1 = R_2$ die Ausgangsspannung U_a das logarithmierte Spannungsverhältnis U_2/U_1 an. Setzt man dieses gleich x , so stellt die in Abb. 12.14b ausgezogene Gerade die entsprechende Übertragungsfunktion dar. Bei $R_1 \gtrless R_2$ wird diese um einen konstanten Betrag erhöht oder abgesenkt, wobei sich der Nulldurchgang nach links oder rechts

verschiebt (gestrichelt). Sofern man $x = U_1/U_2$ setzt, ergibt sich eine Drehung der Kennlinie um die angegebenen Punkte wie angedeutet. Ihre Steigung beträgt dann -1 V/Dekade gegenüber $+1 \text{ V/Dekade}$ vor der Drehung.

Die Schaltung benötigt eine positive und negative Betriebsspannung. Die Transistoren T1 und T2 müssen möglichst übereinstimmen, weshalb man ein integriertes Paar auf einem Chip verwendet. Es sind Operationsverstärker mit möglichst geringer Eingangs-Offsetspannung und geringen Eingangsruhestromen zu verwenden, damit die Stromgleichungen (I) und (II) auch wirklich erfüllt werden. Sofern dies nicht hinreichend gegeben ist, kann man kleine Korrekturstrome über die Widerstände R_{OS} einprägen. Da die Schaltung zum Schwingen neigt, sind Stabilisierungskondensatoren C_1 und C_2 erforderlich. Der Stabilisierung dient auch der Widerstand R_E , der jedoch mit Rücksicht auf die Stromsumme $I_{C1} + I_{C2} \approx 1 \text{ mA} \dots 2 \text{ mA}$ nicht zu groß werden darf.

Bei der Inbetriebnahme sind 3 Abgleiche erforderlich:

1. Nullabgleich. Die Ausgangsspannung wird auf null gestellt. Bei $R_1 = R_2$ ist dieser Zustand für $U_1 = U_2$ zu erwarten, bei $R_1 = 10 R_2$ für $U_2 = 0,1 U_1$. Im Falle einer Abweichung ist R_1 oder R_2 zu trimmen. Zweckmäßig wählt man für diesen Abgleich U_1 bzw. U_2 in der Größenordnung 1 V.
2. Empfindlichkeitsabgleich. Bei einer Änderung von U_1 oder U_2 um eine Dekade stellt man mit dem Potentiometer R_a die gewünschte Empfindlichkeit ein, z. B. 1 V/Dekade.
3. Eingangsoffsetabgleich. Man fährt die Eingangsspannung U_1 oder U_2 auf etwa 10 mV herunter und speist dann auf der betreffenden Seite einen Korrekturstrom so ein, dass die Ausgangsspannung ihren Sollwert laut Kennlinie erreicht. Es genügt ein einseitiger Abgleich, wenn auf der anderen Seite ein fester Referenzwert anliegt.

Abb. 12.16 zeigt einen integrierten Logarithmierbaustein, der nahezu alle Funktionselemente enthält. Zum Aufbau der Schaltung sind im Wesentlichen nur die Widerstände R_1 , R_2 , R_a und R_b hinzuzufügen sowie Stabilisierungs- und Abblockkondensatoren. Mit der eingebauten 5 V-Referenz kann man die Spannung U_1 oder U_2 auf 5 V setzen und damit wiederum je nach Widerstand R_1 oder R_2 einen festen Referenzstrom I_1 oder I_2 erzeugen. Die negative Betriebsspannung wird auf 7 V stabilisiert. Ein eingebauter Temperaturregler hält den Halbleiterchip auf etwa 60°C , unabhängig von der jeweiligen Umgebungstemperatur. Dadurch erhält man eine temperaturunabhängige Übertragungsfunktion mit $U_T \approx 29 \text{ mV}$ zu 60°C .

Anmerkung

Logarithmierschaltungen mit einem einfachen Bipolar-Transistor in der Rückkopplung, wie sie in Lehrbüchern oft zu finden sind, sind wegen der Streuung der Transistorparameter und ihrer Temperaturabhängigkeit für die Praxis meistens unbrauchbar.

Literatur: [12-5, 12-7]

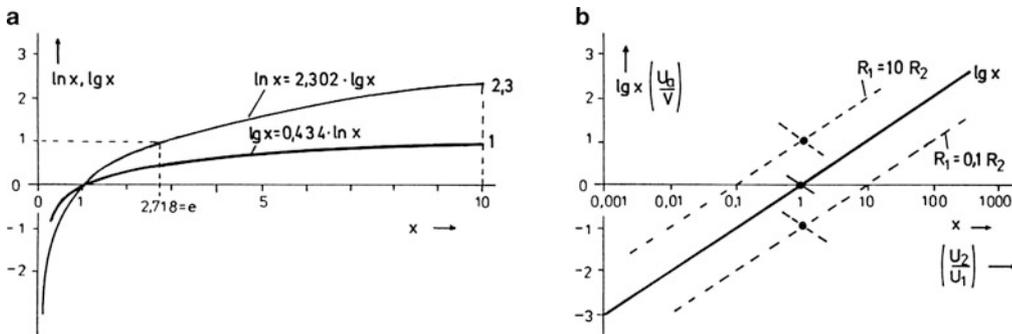


Abb. 12.14 Logarithmusfunktionen. **a** mit linearer Achsenteilung, **b** mit halblogarithmischer Achsenteilung

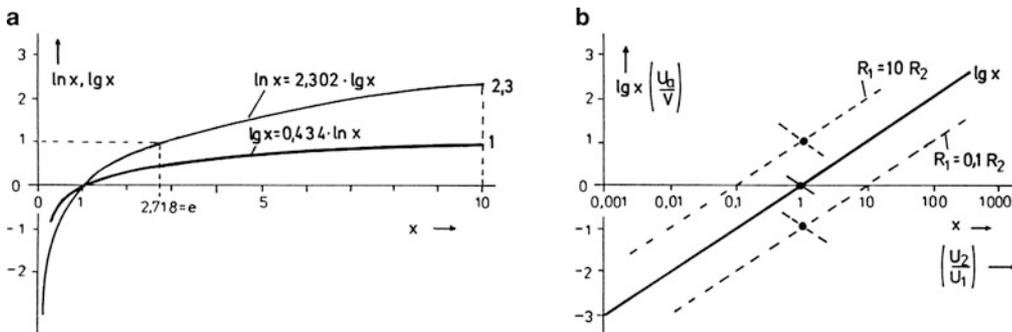


Abb. 12.15 Logarithmierschaltung für diskreten Aufbau. **a** Schaltbild, **b** Dimensionierungsvorschlag.

*) Klemmdiode EK schützt die Transistoremitter vor einer überhöhten Sperrspannung. Ein Transistor des Bausteins CA 3046 nach Anhang B.10 kann dazu als Diode geschaltet werden (Kollektor mit Basis verbunden)

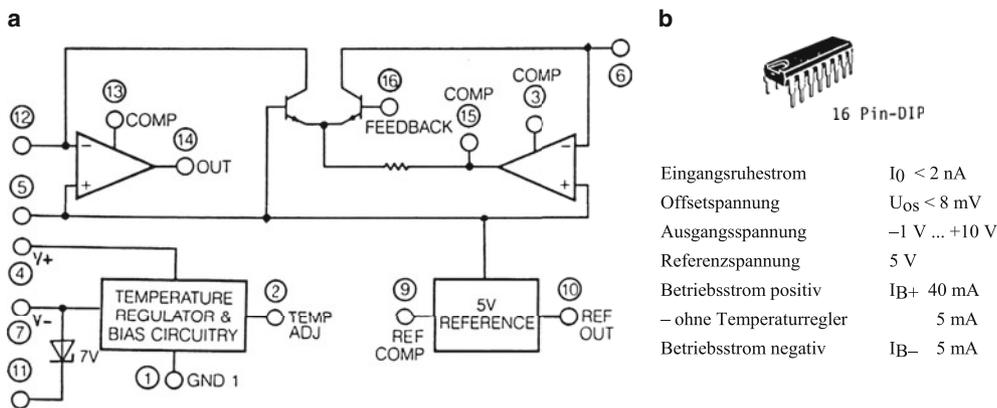


Abb. 12.16 Monolithischer Logarithmierer SSM 2100 (SSM = *S*olid *S*tate *M*icro *T*echnology). SSM ist eine Tochterfirma von PMI. Der Baustein kann auch als „Antilogarithmierschaltung“ betrieben werden, d. h. als Exponentialfunktionsgeber. Entsprechende Bausteine von Harris: ICL 8048/8049, von Texas Instruments: LOG 101, LOG 102, LOG 104. **a** Schaltung, **b** Gehäuse und Daten

12.6 Multiplizierbaustein AD 534

Der Baustein AD 534 gehört zur Gruppe der Analog-Multiplizierer. Moderne Ausführungen arbeiten nach dem Prinzip des Steilheits-Multiplizierers (*transconductance multiplier*). Dabei wird die Produktbildung über die Steilheitsvariation in einem Differenzverstärker erzeugt. In ihrer Grundform nach Abb. 12.17a verfügen diese Multiplizierer über zwei Spannungseingänge (X und Y) und einen Ausgang A. Die Eingangsspannungen u_x und u_y werden entsprechend der Steuergleichung in Verbindung mit einem Skalenfaktor S multiplikativ verknüpft und ergeben dann die Ausgangsspannung u_a . Mit $S = 1/10 \text{ V}$ und $u_x = u_y = 10 \text{ V}$ wird auch $u_a = 10 \text{ V}$.

Sofern die Multiplikation auch in Bezug auf das Vorzeichen richtig durchgeführt wird bei beliebiger Polarität der Eingangsspannungen, spricht man von einem Vierquadranten-Multiplizierer. Ein solcher ist der Baustein AD 534, dessen Aufbau in Abb. 12.17b dargestellt wird. Dieser monolithisch integrierte Baustein in einem 14 Pin-DIP verfügt über drei hochohmige Differenzeingänge X, Y und Z. Der eigentliche Multiplizierer ist der innere quadratische Block. Aus Gründen der Flexibilität führt man seinen Ausgang zusammen mit einem unabhängigen Differenzkanal, dem Z-Kanal, auf einen hochverstärkenden Operationsverstärker OP. Diesen betreibt man je nach gewünschter Funktion mit einer Gegenkopplung, die über den Z-Kanal oder über den Multiplizierer geführt wird. Innerhalb des aktiven Arbeitsbereiches bleibt dann die Differenzspannung u_D verschwindend gering, so dass gilt $u_P = u_N$. Damit folgt:

$$S \cdot u_x \cdot u_y = u_{z1} - u_{z2}.$$

Ist beispielsweise $u_{z1} = u_a$, so wird:

$$u_a = S \cdot u_x \cdot u_y + u_{z2}.$$

Dies ist die Übertragungsgleichung für die Multiplizier-Addierschaltung nach Abb. 12.18a. Hier wird die Gegenkopplung über den Z-Kanal geführt mit der Bedingung $u_{z1} = u_a$. Bei offenem Anschluss S hat die „Skalierspannung“ den eingesetzten Wert von 10 V. Mit dem gestrichelten Widerstand lässt sie sich gegebenenfalls verstellen. Das additive Glied kann zur Erzeugung oder zur Beseitigung einer Ausgangs-Offsetspannung dienen und verschwindet bei einer Masseverbindung der Klemme Z2. Löst man andererseits die Masseverbindungen von X2 und Y2, so stehen dort potentialfreie Differenzeingänge zur Verfügung.

Schaltet man die Eingänge zusammen, so arbeitet der Multiplizierer als Quadrierer. Bei sinusförmiger Ansteuerung gilt:

$$\begin{aligned} u_x &= u_y = \hat{u} \cdot \sin \omega t \text{ und} \\ u_a &= S \cdot \hat{u}^2 \cdot \sin 2\omega t = \frac{1}{2} S \cdot \hat{u}^2 - \frac{1}{2} S \cdot \hat{u}^2 \cdot \cos 2\omega t. \end{aligned}$$

Offenbar tritt dann am Ausgang neben einer Gleichspannung eine Schwingung mit der zweifachen Eingangsfrequenz auf. Der Quadrierer wirkt als Frequenzverdoppler.

Sind bei getrennter Ansteuerung die Spannungen u_x und u_y gegeneinander um den Phasenwinkel φ verschoben, so erhält man:

$$\begin{aligned} u_a &= S \cdot \hat{u}_x \sin \omega t \cdot \hat{u}_y \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ &= \frac{1}{2} S \cdot \hat{u}_x \cdot \hat{u}_y \cdot \cos \varphi - \frac{1}{2} S \cdot \hat{u}_x \cdot \hat{u}_y \cdot (\cos 2\omega t + \varphi). \end{aligned}$$

Das Gleichspannungsglied mit dem Faktor $\cos \varphi$ stellt offenbar ein Maß für die Phasenverschiebung dar. Es kann zur Phasenwinkelmessung dienen. Andererseits kann es eine Wirkleistung darstellen, wenn eine der Eingangsspannungen die Abbildung eines entsprechenden Stromes ist.

Abb. 12.18b, c zeigt eine Dividier- und eine Radizierschaltung. Die Übertragungsgleichung findet man analog zum Multiplizierer. Damit beim Dividierer die Gegenkopplung nicht in eine Mitkopplung umschlägt, muss die Spannung u_x stets positiv sein ($u_{x1} > u_{x2}$). Das Gleiche gilt für die Eingangsspannung u_{z2} beim Radizierer. Die Diode schützt vor Latch-up-Effekten bei falscher Polarität. Um sie aufzusteuern, muss der Ausgang etwas belastet werden.

Abb. 12.19a zeigt die Schaltung des Multiplizierers mit Stromausgang für einen großen Bereich des Lastwiderstandes R_L . Dabei wird das Rückführsignal über den Z-Kanal aus dem Laststrom i_L und dem Sensorwiderstand R_S gebildet: $u_N = u_{z1} - u_{z2} = i_L \cdot R_S$. Mit $u_N = u_P$ folgt wieder die angegebene Steuergleichung.

Ersetzt man den Lastwiderstand durch eine Kapazität C entsprechend Abb. 12.19b, so wird:

$$\begin{aligned} u'_a &= \frac{1}{C} \int i_L dt = \frac{1}{C} \int \frac{u_x \cdot u_y}{10 \text{ V}} \cdot \frac{1}{R_S} dt = \frac{1}{T_i} \int u_y dt \\ \text{mit } T_i &= \frac{10 \text{ V} \cdot C \cdot R_S}{u_x}. \end{aligned}$$

Man gewinnt so einen nichtinvertierenden Integrator mit steuerbarer Integrierzeit T_i . Mit einer zusätzlichen Spannungsrückkopplung nach Abb. 12.19c wird daraus ein Tiefpass erster Ordnung mit der Zeitkonstante T_i und damit variabler Grenzfrequenz ω_g . Da der neue Ausgang A' nur schwach belastbar ist, muss in der Regel ein Pufferverstärker nachgeschaltet werden.

Literatur: [12-5, 12-6, 12-7, 12-8, 12-9]

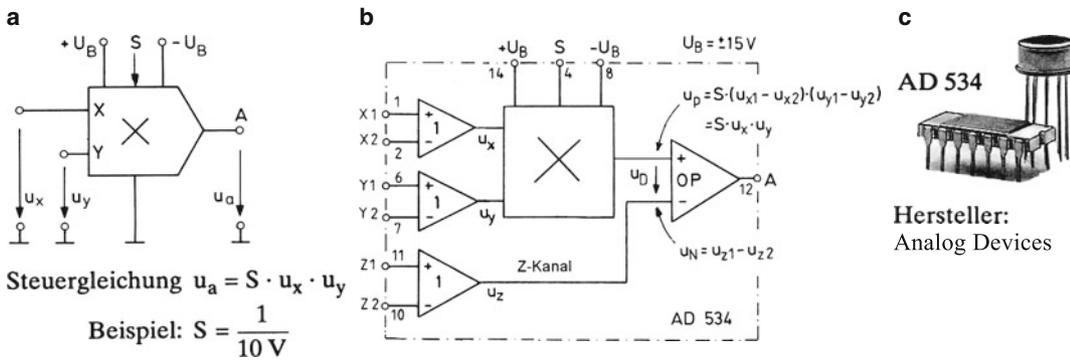


Abb. 12.17 Analogmultiplizierer. **a** Grundform, **b** Baustein AD 534. Pin- und funktionskompatibel sind der MPY534 und der sehr preiswerte MPY634 von Burr Brown. Der Letztere ist in der billigen DIP-Version weniger genau (Fehler 2 %), dafür aber besonders schnell (Bandbreite 10 MHz), **c** Gehäuseformen

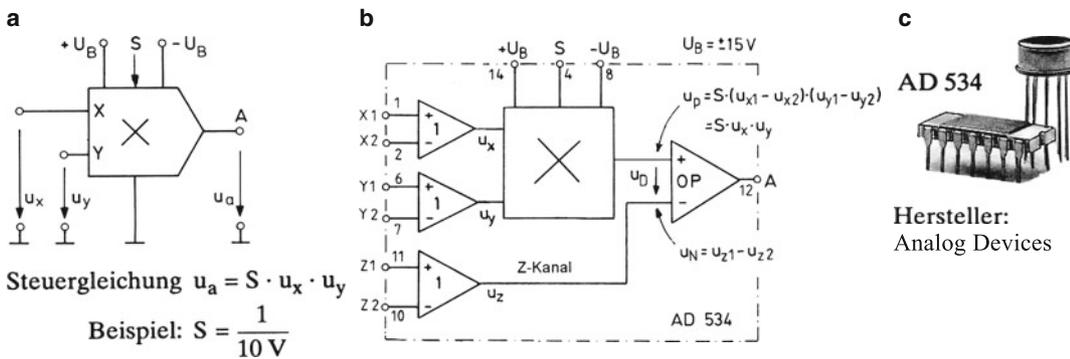


Abb. 12.18 Schaltungen für elementare Rechenoperationen. **a** Multiplizierer-Addierer, **b** Dividierer, **c** Radizierer

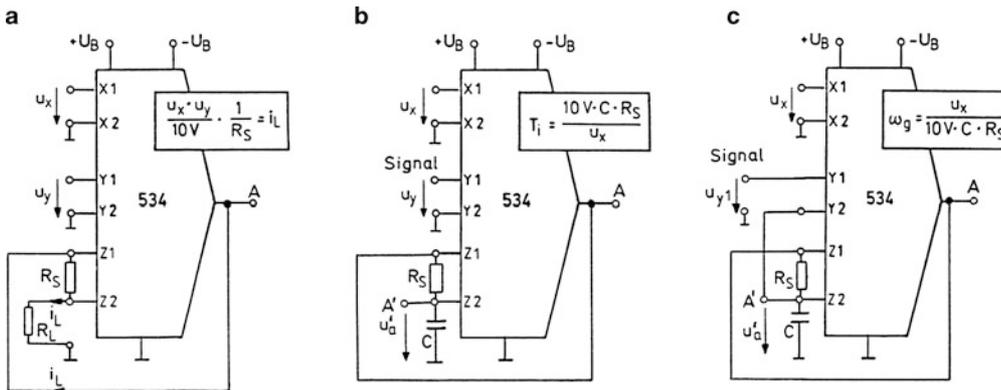


Abb. 12.19 Schaltungsvarianten mit Stromrückkopplung. **a** Stromquelle, **b** steuerbarer Integrator, vgl. Abschn. 12.4, **c** steuerbarer Tiefpass, vgl. Abschn. 12.4

12.7 Filterbaustein HY 3105 als Universalfilter¹²

Der Baustein HY 3105 ist eine Hybridschaltung, bestehend aus einem Keramikplättchen mit einer Dickschichtschaltung und teilweise aufgelöteten Bauelementen. Sie enthält einen Doppel-Operationsverstärker, zwei gleiche Kondensatoren und einige integrierte Dickschichtwiderstände. Abb. 12.20 zeigt den äußeren Aufbau als Single-In-Line-IC. Innerhalb eines Frequenzbandes von wenigen Hertz bis zu 100 kHz lassen sich mit Hilfe einiger Drahtbrücken und 3 externer Widerstände Filter zweiter Ordnung herstellen, und zwar als Tiefpass, Hochpass, Bandpass und Bandsperre. Der Ausgang ist niederohmig und kurzschlussfest. Er kann mit 12 mA (Sineeffektivwert) belastet werden. Die Stromaufnahme des Bausteins beträgt etwa 10 mA bei einer Betriebsspannung im Bereich von ± 5 V bis ± 15 V.

Die grundsätzliche Funktionsweise soll anhand der Grundschaltung nach Abb. 12.21 erklärt werden. Diese besteht aus einem komplexen Spannungsteiler, beschaltet mit zwei idealen Operationsverstärkern. Alle Kondensatoren und Widerstände seien der Einfachheit halber gleich. Die Operationsverstärker erzwingen mit der Bedingung $u_D = 0$ an den Knotenpunkten 1, 3 und 5 gleiches Potential. Folglich gilt die Spannungsgleichung (I) in Abb. 12.21b. Wegen der Bedingung $i = 0$ gilt auch Gl. (II). Entsprechend Gl. (III) ergibt sich der Strom i_{54} im Zweig 5-4 als Differenz der Ströme i_{65} und i_{50} . Für den Zweigstrom i_{34} gilt Gl. (IV). Mit den auf diese Weise ausgedrückten Zweigströmen i_{34} und i_{54} kann man die Spannungsbeziehung (I) entsprechend Gl. (V) neu formulieren und erhält so unmittelbar den Übertragungsfaktor \underline{A}_u .

Offensichtlich handelt es sich um eine Bandpassschaltung zweiter Ordnung mit der Polgüte $Q = 1$ ¹³. Für $\omega = \omega_0$ gilt stets $\underline{A}_u = 2$. Durch Variation der RC-Beschaltung lassen sich wie bei der entsprechenden Schaltung nach Sallen und Key die Kennfrequenz ω_0 und auch die Güte Q variieren. Ebenso ist es möglich, Tiefpass- und Hochpassverhalten zu erzielen.

Abb. 12.22 zeigt die notwendigen Beschaltungen für die drei genannten Funktionen mit den zugehörigen Übertragungsfaktoren. Mit der gewünschten Kennfrequenz ω_0 und

der internen festen Kapazität $C_F = 10$ nF kann man den notwendigen Widerstand R_F bestimmen und nach Vorgabe der Güte Q auch den Widerstand R_Q . Offensichtlich hat der Übertragungsfaktor im Durchlassbereich stets den Wert 2, unabhängig von der Güte Q . Mit den früheren Bezeichnungen für die Durchlassverstärkung gilt also: $A_{BP} = A_T = A_H = 2$.

Wegen des frequenzabhängigen Eingangswiderstandes ist es empfehlenswert, eine Pufferstufe mit Spannungsverstärkung oder -abschwächung vorzuschalten. Eine Kaskadierung einzelner Filterstufen ist dann direkt ohne Zwischenschaltung weiterer Puffer möglich. Jede zusätzliche Filterstufe erhöht die Ordnungszahl des Gesamtfilters um 2. Ist die Pufferstufe selbst als Filter erster Ordnung ausgebildet, so erhöht sich die Ordnungszahl dadurch um 1. Auf diese Weise lassen sich also auch Tiefpässe und Hochpässe mit ungeradzahlgiger Ordnung realisieren.

Bei der Kaskadierung ist es in der Regel nicht zweckmäßig, die einzelnen Stufen für die gleiche Kennfrequenz ω_0 auszulegen. Durch einen geringen Frequenzversatz erhält man beim Bandpass beispielsweise eine abgeflachte Filterkurve als „Butterworth-Charakteristik“. Bei einem stärkeren Frequenzversatz erhält man je nach der Stufenzahl eine zwei- oder mehrhöckerige Filterkurve als „Tschebyscheff-Charakteristik“. Dem Nachteil der Welligkeit, auch *Ripple* genannt, steht hier der Vorteil eines steileren Übergangs zum Sperrbereich gegenüber.

Abb. 12.23 zeigt als Beispiel sechs verschiedene Filterkurven, wie sie sich bei zweistufigen Filtern (Filter 4. Ordnung) ergeben. Die Schaltungsbemessung geschieht einfach anhand eines mitgelieferten Filterkochbuchs. Nach Festlegung der Ordnungszahl und des Filtertyps – „B“ oder „T“ – benötigt man lediglich die eingetragenen Parameter, um anhand von Tabellen die notwendige Widerstandsbeschaltung zu bestimmen. Die einzelnen Widerstandswerte ergeben sich daraus als Vielfache eines „Normierungswiderstandes“, den man aus der gewünschten Bandmittenfrequenz f_m bzw. der Grenzfrequenz f_g berechnet. Die Letztere wird hier für den Butterworth-Typ wie üblich als „3 dB-Frequenz“ definiert, für den Tschebyscheff-Typ als diejenige Frequenz, bei der die Filterkurve das „Rippleband“ mit der Welligkeit w verlässt. Die stets vorgeschaltete Pufferstufe mit einem externen Operationsverstärker wird so ausgelegt, dass sie im Durchlassbereich jeweils den Übertragungsfaktor A_u auf den Wert $1 \hat{=} 0$ dB bringt.

Das Filterkochbuch gestattet auch die Dimensionierung von Allpässen, Bandsperren und sog. Bewertungsfiltern, beispielsweise bekannt als „Ohrkurvenfilter“ in Lautstärkemessgeräten.

Literatur: [12-7, 12-10]

¹² Hergestellt von der Fa. Vitrohm nach einem Patent von N. Fliege. Der Baustein eignet sich auch für sog. Abzweigfilter, die eine Alternative zu Kaskadenfiltern darstellen. Abzweigfilter besitzen eine geringere Empfindlichkeit gegenüber Toleranzen der einzelnen Bauelemente, was besonders wichtig bei Filtern höherer Ordnung ist.

¹³ Vgl. Bandpass nach Sallen und Key im Abschn. 11.9 und auch Abschn. 11.10.

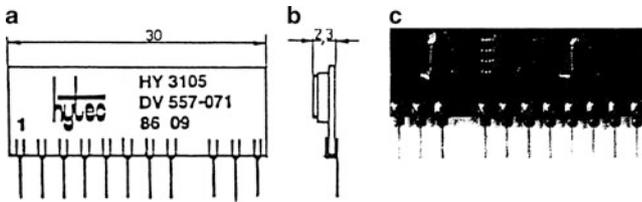


Abb. 12.20 Baustein HY 3105. a Frontseite, b Seitenansicht, c Rückseite (Bestückungsseite)

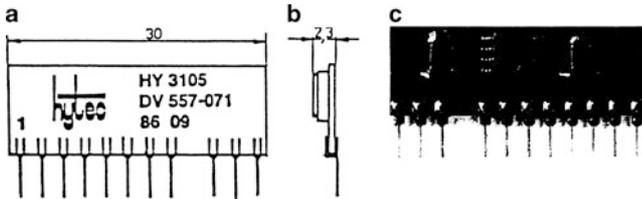


Abb. 12.21 Bandpassschaltung mit zwei Operationsverstärkern. a Grundschiung, b Gleichungen

a

$$\underline{A}_u = \frac{2/Q}{\frac{1}{Q} + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

b

$$\underline{A}_u = \frac{2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

c

$$\underline{A}_u = \frac{2}{1 - j \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}$$

d

| | | | |
|-----------|--|---|---|
| E Eingang | R _F frequenzbestimmende Widerstände | } | → R _F = $\frac{1}{\omega_0 C_F}$ → R _Q = Q · R _F |
| A Ausgang | R _Q gütebestimmender Widerstand | | |

Abb. 12.22 Äußere Beschaltung und Übertragungsfaktoren zum Baustein HY 3105. a Bandpass, b Tiefpass, c Hochpass, d Erklärungen

a

$$\underline{A}_u = \frac{2/Q}{\frac{1}{Q} + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

b

$$\underline{A}_u = \frac{2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

c

$$\underline{A}_u = \frac{2}{1 - j \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}$$

d

| | | | |
|-----------|--|---|---|
| E Eingang | R _F frequenzbestimmende Widerstände | } | → R _F = $\frac{1}{\omega_0 C_F}$ → R _Q = Q · R _F |
| A Ausgang | R _Q gütebestimmender Widerstand | | |

Abb. 12.23 Filterkurven und Kennwerte („B“: Butterworth, „T“: Tschebyscheff). a Bandpass, b Tiefpass, c Hochpass

12.8 Schalter-Kondensator-Filter (Switched Capacitor Filter, SC-Filter)

SC-Filter sind Filterschaltungen, deren wesentliches Element ein SC-Integrator ist. Dieser existiert in den beiden Grundformen nach Abb. 12.24. Er arbeitet wie der herkömmliche Miller-Integrator mit einem invertierenden Operationsverstärker, beschaltet mit einer Rückkopplungskapazität C_f ¹⁴. Der übliche Widerstand R_N wird ersetzt durch eine Schalter-Kondensator-Anordnung. Im Abb. 12.24a bestehen die Schalter aus einfachen Schließern, die jeweils wechselseitig mit einer Schaltfrequenz f_s betätigt werden. Zu Beginn jeder Periode T_s nimmt der Kondensator C_N die Ladung $Q_N = C_N \cdot u_q$ auf, um sie nach dem Schaltwechsel mit Hilfe des OPs auf den Kondensator C_f umzuladen. Bei konstanter positiver Spannung u_q steigt dann die Ausgangsspannung treppenförmig an mit der Stufenspannung ΔU entsprechend Abb. 12.24b. Dabei fließt ein pulsierender Strom i_s mit dem Mittelwert

$$\bar{i}_s = \frac{Q_N}{T_s} = C_N \cdot u_q \cdot f_s.$$

Dazu folgt:

$$\frac{u_q}{\bar{i}_s} = \frac{1}{C_N \cdot f_s} = R_N \text{ und } T_i = C_f \cdot R_N = \frac{C_f}{C_N} \cdot \frac{1}{f_s}.$$

Offenbar verhält sich das Schalter-Kondensator-Netzwerk hier wie ein echter Widerstand R_N , der mit der Schaltfrequenz f_s einstellbar ist und somit auch eine einstellbare Integrierzeit T_i ergibt. Diese wird im Übrigen bestimmt durch das Verhältnis zweier Kapazitäten, die sich leicht zusammen mit den Schaltern in MOS-Technik integrieren lassen.

Verwendet man eine Schalteranordnung mit Wechselbetrieb nach Abb. 12.24c, so fließt der Umladestrom i_s in umgekehrter Richtung, womit die Spannung u_a – anders als in Abb. 12.24b – in positiver Richtung ansteigt. Man erhält so einen nichtinvertierenden SC-Integrator.

Es liegt damit nahe, Filter vom State-Variable-Typ mit Integratoren in SC-Technik auszuführen¹⁵. Ein Beispiel dafür ist der CMOS-Baustein MF5, der in Abb. 12.25a in einer Anwendung dargestellt wird. Der Baustein ist in einem 14 Pin-DIP untergebracht und für einen Betrieb an ± 5 V ausgelegt. Er enthält als wesentliche Elemente einen invertierenden Summierer und zwei nichtinvertierende SC-Integratoren SCI. In der angegebenen Beschaltung mit vier externen Widerständen ergibt sich ein Filter mit den Ausgängen HP (Hochpass), BP (Bandpass) und TP (Tiefpass).

Es gelten analog zum konventionellen Typ die Gleichungen:

$$\underline{U}_{HP} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \underline{U}_q - \frac{R_2}{R_4} \cdot \underline{U}_{TP} - \frac{R_2}{R_3} \cdot \underline{U}_{BP} \text{ und}$$

$$\underline{U}_{BP} = \frac{1}{j\omega T_i} \cdot \underline{U}_{HP} \text{ sowie } \underline{U}_{TP} = \frac{1}{j\omega T_i} \cdot \underline{U}_{BP}.$$

Damit gewinnt man wieder die Übertragungsfaktoren und die bekannten Filterkurven. Die zugehörigen Kennwerte sind in Abb. 12.25b angeschrieben.

Nach Abb. 12.25b wird die Kennfrequenz ω_0 bzw. f_0 bestimmt durch das Widerstandsverhältnis R_2/R_4 und die Integrierzeit T_i . Das darin enthaltene Kapazitätsverhältnis C_N/C_f kann über Pin 9 von etwa 1/8 auf etwa 1/16 umgeschaltet werden, so dass sich die Beziehungen (I) und (II) ergeben. Im Allgemeinen arbeitet man mit Beziehung (II), weil das kleinere Kapazitätsverhältnis auch eine kleinere Stufenspannung und damit eine glattere Ausgangsspannung ergibt.

Abb. 12.26 beschreibt ein Dimensionierungsbeispiel für einen Tiefpass mit einer über die Taktfrequenz einstellbaren Grenzfrequenz. Dazu garantieren die Hersteller eine Einstellgenauigkeit von etwa 1 %. Da nur 4 Widerstände benötigt werden – keine Kondensatoren –, wird der Aufbau bemerkenswert einfach. Einziger Nachteil: Keine glatte Ausgangsspannung, wie der Bildausschnitt zeigt.

Bisher unerwähnt blieb die durch ein Kreissymbol dargestellte Summierstelle mit zwei hier nicht genutzten invertierenden Eingängen für den ersten Integrator. Diese dienen der Herstellung weiterer Schaltungsvarianten, die *Modes* genannt werden. Schaltet man z. B. den Mode-Pin 5 von $-U_B$ auf $+U_B$, so wird der interne Schalter S umgelegt. Die dann vom Ausgang des zweiten Integrators auf den Eingang des ersten Integrators eingeführte Rückkopplung bewirkt, dass der bisherige Ausgang HP zu einem Bandsperren-Ausgang wird. Die übrigen Ausgänge behalten ihre Funktion mit allerdings geänderten Daten.

Der beschriebene Baustein MF5 enthält noch einen frei verfügbaren OP, der hier aus Gründen der Übersichtlichkeit weggelassen wurde und als Puffer vor- oder nachgeschaltet werden kann. Der Baustein ist einsetzbar im Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 30 kHz, ebenso die Zweifach-Version MF 10 im 20 Pin-DIP. Inzwischen gibt es eine Reihe von weiteren SC-Filterbausteinen mit erweiterten Daten. Einige können über integrierte Widerstände einfach durch externe Pin-Verbindungen programmiert werden, teilweise auch mit einem Digitalwort (Bitmuster) über eingebaute DA-Umsetzer (z. B. Serie MAX 260 von MAXIM). In diesem Falle werden alle Widerstände durch interne SC-Netzwerke simuliert.

¹⁴ Siehe Abschn. 11.8.

¹⁵ Siehe Abschn. 11.10.

Literatur: [12-5, 12-7, 12-11]

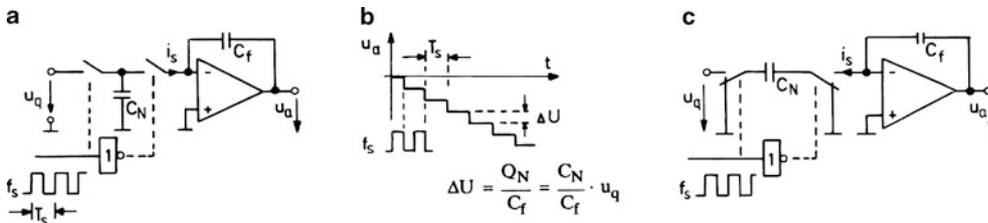


Abb. 12.24 Integratoren in SC-Technik. **a** Invertierender Integrator, **b** Spannungs-Zeit-Verlauf. Wegen der unvermeidlichen Durchgangswiderstände der Schalter sind die Treppentufen etwas verschliffen, was durchaus erwünscht ist, **c** Nichtinvertierender Integrator

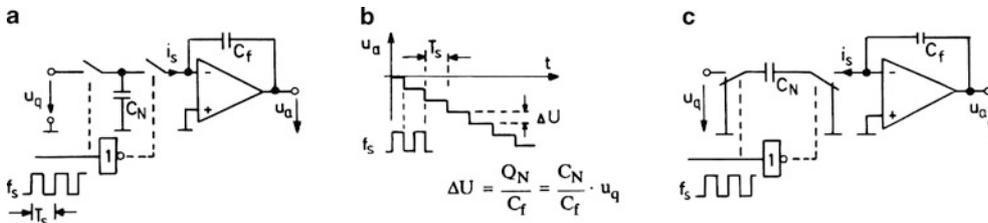


Abb. 12.25 Universalfilter vom State-Variable-Typ mit Baustein MF5 bzw. LTC 1059. Hersteller: MF5/MF10 (National Semiconductor), LTC1059 (Linear Technology). **a** Schaltung. *) Mit dem „Level-Pin“ 7 auf Masse wird der Triggerpegel für das Taktsignal auf etwa 2 V festgelegt, **b** Filterkennwerte

Forderung:

Tiefpass mit Durchlassverstärkung $A_T = 1$, $Q = 0,707$ (Butterworth)
 Grenzfrequenz $f_0 = 1 \text{ kHz} \dots 5 \text{ kHz}$, steuerbar mit Taktfrequenz $f_s = 50 \text{ kHz} \dots 250 \text{ kHz}$.

Lösung mit der Schaltung nach Abb. 12.25:

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, beliebige Wahl (R_1 wird Eingangswiderstand des Filters).

$R_4 = A_T \cdot R_1 = 1 \cdot R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

$R_2 = 10^4 \cdot \left(\frac{f_0}{f_s}\right)^2 \cdot R_4 = 10^4 \cdot \left(\frac{1}{50}\right)^2 \cdot R_4 = 4R_4 = 40 \text{ k}\Omega$ nach Gl. (II).

$R_3 = Q \cdot \sqrt{R_2 \cdot R_4} = 0,707 \cdot \sqrt{40 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ k}\Omega} \approx 14 \text{ k}\Omega$.

+ U_B und - U_B sind abzublocken mit jeweils $0,1 \mu\text{F}$.

Typ. Ausgangsschwingung



Abb. 12.26 Dimensionierung eines Butterworth-Tiefpasses mit variabler Grenzfrequenz

12.9 Abtast-Halte-Glieder

Abtast-Halte-Glieder haben die Aufgabe, bestimmte Augenblickswerte einer zeitlich veränderlichen Spannung für eine anschließende Signalverarbeitung zu speichern. Eine praktische Lösung stellt Abb. 12.27a dar: Über einen Spannungsfolger OP1 wird bei geschlossenem Schalter Sch der Kondensator C_H auf die Spannung u_x aufgeladen. Nach dem Öffnen des Schalters hält der Kondensator diese Spannung, und der Ausgangsverstärker OP2 stellt sie als Spannungsfolger niederohmig zur Verfügung. Nach diesem Prinzip arbeitet beispielsweise der Abtast-Halte-Baustein SMP 11. Alle Elemente einschließlich des Analogschalters Sch sind integriert. Lediglich der Speicherkondensator C_H muss extern zugeschaltet werden¹⁶.

Entsprechend Abb. 12.27 unterscheidet man zwei verschiedene Betriebsweisen. Beim Track-and-Hold-Modus wird über eine relativ lange Track-Zeit T die Ausgangsspannung u_a der Eingangsspannung u_x nachgeführt, bevor auf den Haltemodus H umgeschaltet wird. Beim Sample-and-Hold-Modus dagegen steht nur eine kurze Sample-Zeit S zur Verfügung. Der Übergang zwischen beiden Betriebsarten ist fließend, weshalb man im praktischen Sprachgebrauch auch nicht streng unterscheidet.

Es ist klar, dass die Lösung dieser an sich einfachen Aufgabe nur befriedigend gelingen kann mit einem hochwertigen Speicher- oder Haltekondensator C_H , einem schnellen und gleichzeitig hochsperrenden Schalter Sch und zwei schnellen und offsetarmen Operationsverstärkern. Der OP2 darf zudem während der Haltephase keinen Strom aus dem Speicherkondensator entnehmen. Er sollte also einen MOSFET-Eingang besitzen.

Abb. 12.28 macht deutlich, welche Probleme im Einzelnen auftreten. Die Ausgangsspannung u_a und die Eingangsspannung u_x (gestrichelt) werden in Zeitlupe zu einem Sample-Hold-Zyklus dargestellt. Während der Haltephase tritt aufgrund unvermeidlicher Leckströme eine gewisse Halte-Drift ① (*Droop*) auf. Der Übergang zum Sample-Modus vollzieht sich stets mit einer gewissen Zeitverzögerung ②. Die anschließende Übernahme eines neuen Signalwertes wird verlangsamt durch die endliche *Slew Rate* ③. Unter Berücksichtigung eines gewissen Einschwingvorgangs ④ (*Overshoot*) wird dazu die Einstellzeit ⑤ (*Acquisition time*) benötigt. In der noch verbleibenden Sample-Zeit folgt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung (*Tracking*). Das

Umschalten auf die Halte-Phase geschieht wieder mit einer Zeitverzögerung ⑥ (*Aperture delay*), wobei sich durch eine unerwünschte Ladungseinkopplung beim Schaltvorgang ein kleiner Spannungssprung ⑦ (*Hold-Step*) ergibt. Während der anschließenden Halte-Phase können starke Schwankungen der Eingangsspannung auf den Ausgang übersprechen ⑧ (*Feedthrough*).

Diese nichtidealen Eigenschaften eines realen Abtast-Halte-Systems werden im Datenblatt angegeben, und zwar mit Bezug auf einen empfohlenen Haltekondensator C_H , der das dynamische Verhalten wesentlich mitbestimmt. So erhöht sich z. B. die Einstellzeit mit der Kapazität, der Haltesprung und die Halte-Drift dagegen werden kleiner. Einen wesentlichen Einfluss hat auch das Dielektrikum des Kondensators. Besonders empfohlen werden Kunststofffolien-Kondensatoren aus Polypropylen oder Polystyrol, da dieses Material die geringsten Nachwirkungseffekte zeigt. Darunter versteht man die normalerweise unbeachtete Erscheinung, dass sich von einem früheren Ladungszustand im Dielektrikum zurückgehaltene (verborgene) Restladungen störend auswirken. Es handelt sich also um eine Art Memory-Effekt, der in der Literatur als dielektrische Absorption beschrieben ist.

Ebenfalls nicht beachtet wurde bisher der stets vorhandene Offsetfehler. In der Schaltung nach Abb. 12.27a addieren sich bei gleichem Vorzeichen die Offsetspannungen der beiden Spannungsfolger. Die Datenblätter geben dazu einen resultierenden Maximalwert an. Integrierte Sample-Hold-Verstärker besitzen in der Regel wie einfache Operationsverstärker eine Abgleichmöglichkeit über ein externes Potentiometer. Um den Offsetfehler von vornherein klein zu halten, wendet man das Prinzip der „Über-alles-Gegenkopplung“ an, vorzugsweise in den beiden Varianten nach Abb. 12.29. Dabei genügt es, dass nur der erste Verstärker OP1 offsetarm ist. Im Idealfall wird dann bei geschlossenem Schalter Sch $u_D = 0$, d. h. $u_a = u_x$. Die Dioden in Abb. 12.29a verhindern, dass der OP1 in die Sättigung geht, insbesondere während der Halte-Phase, wenn Schalter Sch offen ist. Sie stellen dann eine direkte Gegenkopplung her. Im stationären Betrieb sind sie gesperrt.

Die Schaltung mit Miller-Integrator nach Abb. 12.29b verwendet einen OTA (*Operational Transconductance Amplifier*) als Vorverstärker OP1, der den Ladestrom für den Speicherkondensator liefert. Vorteilhaft ist in dieser Schaltung das feste Potential für den Schalter Sch (virtuelle Masse), womit sich der als Hold-Step beschriebene dynamische Offsetfehler gering halten lässt.

¹⁶ Siehe Anhang B.11 und B.12.

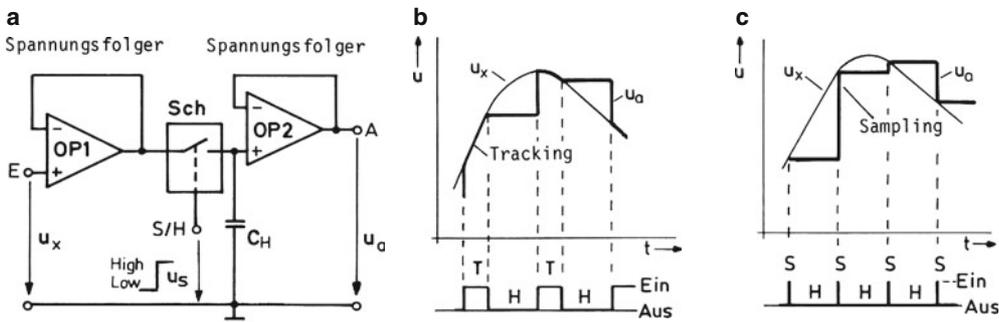


Abb. 12.27 Abtast-Halte-Schaltung und ihre Betriebsarten. **a** Schaltung, **b** Track-and-Hold-Modus, **c** Sample-and-Hold-Modus

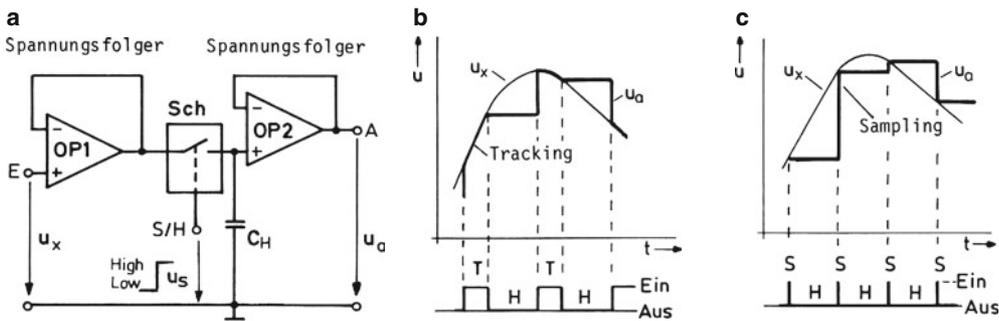


Abb. 12.28 Dynamisches Verhalten mit Kenngrößen. Ein weiteres Problem ist zuweilen der bei hoher zeitlicher Auflösung beobachtbare Apertur-Jitter. Darunter versteht man eine unregelmäßige Änderung der Apertur-Zeit (Aperture delay), die bei periodischer Abtastung zu einem Zittern des Bildes führt

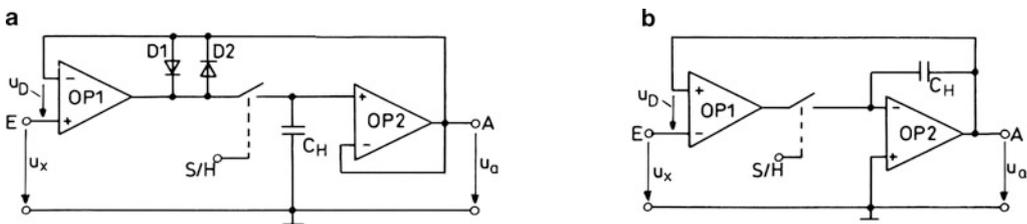


Abb. 12.29 Abtast-Halte-Schaltungen mit „Über-alles-Gegenkopplung“. **a** mit geerdetem Kondensator. Realisiert als integrierter Baustein SHC 298 (s. Anhang B.11 und B.12), **b** mit Miller-Integrator. Realisiert als integrierter Baustein SHC 5320 (s. Anhang B.11 und B.12)

13.1 Einfache RC-Oszillatoren

Eine elementare Schaltung zur Schwingungserzeugung zeigt Abb. 13.1a. Sie besteht aus einer dreigliedrigen RC-Kette, einem Spannungsfolger (OP1) und einem nachgeschalteten invertierenden Verstärker (OP2), dessen Ausgang auf den Eingang der RC-Kette rückgekoppelt wird. Trennt man diese „Ringschaltung“ an der gestrichelten Stelle auf, so erhält man für den offenen Ring die „Schleifenverstärkung“:

$$\underline{V}_s = \frac{U_2}{U_1} = \underline{A}_u \cdot 1 \cdot (-R_f/R_N)$$

und speziell

$$\underline{V}_s = -\frac{1}{29} \cdot 1 \cdot (-R_f/R_N) \text{ für } \Omega = \frac{1}{\sqrt{6}} \text{ bzw. } \omega = \frac{1}{\sqrt{6}RC}.$$

Offenbar wird bei dieser speziellen Kreis-Frequenz die Schleifenverstärkung $\underline{V}_s = 1$, wenn $R_f = 29 \cdot R_N$ wird. Ein Testsignal am Eingang kommt also amplituden- und phasengleich wieder an die Trennstelle zurück. Schließt man diese, so ist eine Schwingung mit der Frequenz f_s möglich aufgrund der dann bestehenden „Mitkopplung“. Bei $\underline{V}_s > 1$ ($R_f > 29R_N$) tritt eine Schwingungsanfachung (Selbsterregung) aus dem Rauschen heraus auf, bis eine Amplitudenbegrenzung durch die Sättigung der OPs eintritt, wobei eine gewisse Schwingungsverzerrung unvermeidlich ist. Diese wird umso stärker, je größer die Schleifenverstärkung des offenen Kreises ist.

Eine verbesserte Schaltung zeigt Abb. 13.1b. Der letzte Widerstand der RC-Kette ist gleichzeitig Widerstand R_N des unmittelbar folgenden invertierenden Verstärkers. Ein Spannungsfolger zur Lastentkopplung ist dann nicht nötig oder kann wie im Beispiel als Ausgangspuffer dienen, um die Schaltung weitgehend lastunabhängig zu machen. Der angegebene Hilfszweig kann einer Amplitudenbegrenzung vor Erreichen der Sättigungsgrenze dienen, wie an einem ähnlichen Beispiel noch gezeigt wird.

Abb. 13.2 zeigt einen einfachen Wien-Oszillator. Mit einer Trennung an der gestrichelten Stelle erkennt man wieder die Ringstruktur, bestehend aus einem nichtinvertierenden Verstärker und dem auf den P-Eingang rückführenden Wien-Teiler¹. Für die Schleifenverstärkung erhält man:

$$\underline{V}_s = \frac{U'_2}{U_1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_N}\right) \cdot \frac{1}{3} \text{ für } \omega = \omega_0$$

¹ Siehe dazu Abschn. 4.5.

und als Schwingbedingung wieder:

$$\underline{V}_s = 1 \text{ bzw. } R_f = 2R_N.$$

Zur Schwingungsanfachung muss $R_f > 2 R_N$ sein. Die Schwingfrequenz f_s ist gleich der Kennfrequenz f_0 .

Zum besseren Verständnis kann man tatsächlich die Schaltung nach Abb. 13.2a an der markierten Trennstelle öffnen und mit einer Spannung $u_{1\sim}$ bei $f = f_0$ den OP ansteuern. Man misst dann bei offenem Schalter S und einer Betriebsspannung $U_B = \pm 10 \text{ V}$ die obere Übertragungskennlinie nach Abb. 13.2b. Der Schnitt mit der Geraden für $\underline{V}_s = 1$ liefert die Amplitude für den Oszillatorbetrieb: $\hat{u}_2 = 3 \cdot \hat{u}'_2 = 9 \text{ V}$.

Die untere Übertragungskennlinie in Abb. 13.2b ergibt sich analog bei geschlossenem Schalter S. Sie führt zu einer Amplitude $\hat{u}_2 \approx 7 \text{ V}$. Die Kennlinienkrümmung setzt ein beim Durchsteuern der Z-Dioden, wodurch die Gegenkopplung erhöht wird. Der Vorwiderstand $R_{fz} \approx 5 \cdot R_f$ dient einem „weichen“ Einsatz der Gegenkopplung über den nichtlinearen Hilfszweig mit Z-Dioden und damit geringen Klirrvverzerrungen. Der Hilfszweig stabilisiert auch die Oszillatoramplitude gegenüber Schwankungen der Betriebsspannung.

Abb. 13.3a zeigt eine Schaltungsvariante, in welcher der nichtlineare Hilfszweig mit normalen Dioden ausgeführt ist. Die Amplitude ist einstellbar. Sie wächst soweit an, bis $R_f = 2 R_N$ wird entsprechend $\underline{V}_s = 1$. Damit bleibt sie weitgehend unabhängig von Änderungen der Betriebsspannung.

Geringfügig abgeändert ist die Schaltung nach Abb. 13.3b. Sie kommt mit *einer* Betriebsspannung aus durch die Schaffung eines Mittelpunktes M mit dem Teiler $2R - 2R$. Dieser erhält mit seinem Innenwiderstand $R = 2R \parallel 2R$ die Funktion des Wien-Teilers unverändert aufrecht. Die Ausgangsspannung schwingt symmetrisch um das Mittenpotential, wenn man den Kondensator C_N einfügt ($1/\omega C_N \gg R_N$). Damit überträgt sich das Mittenpotential mit der Verstärkung eins (Spannungsfolger) zum Ausgang.

Abb. 13.3c gibt eine Schaltung an, die zusätzlich eine Frequenzverstimmung mit einem einzigen Widerstand $\alpha \cdot R$ ermöglicht, wobei α sich beispielsweise zwischen 0,1 und 10 ändern kann. Die dadurch bedingte Änderung der Rückkopplung zum P-Eingang hat keinen Einfluss auf die Schleifenverstärkung. Dafür sorgt ein zweiter Mitkopplungspfad über den Verstärker OP2, der Abschwächungen oder Verstärkungen der Rückkopplung zum P-Eingang des OP1 jeweils ausgleicht. Die Schwingfrequenz ist f_s .

Literatur: [13-1, 13-2, 13-3, 13-4]

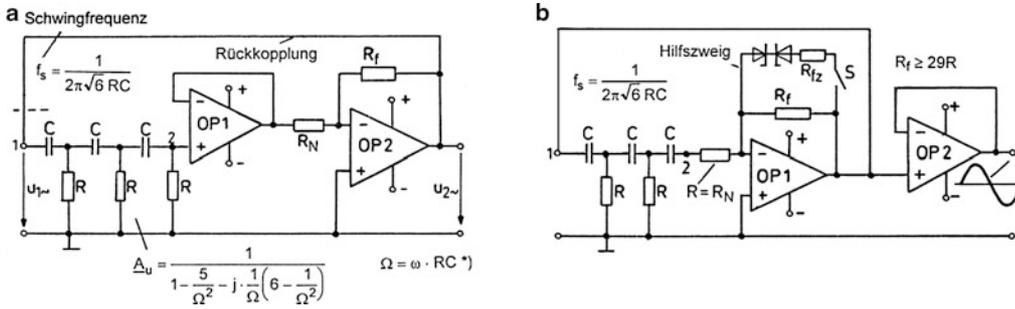


Abb. 13.1 RC-Oszillatoren mit RC-Hochpass (Phasenschieber-Oszillator). **a** mit Zwischenpuffer. \underline{A}_{11} ist der komplexe Übertragungsfaktor der unbelasteten RC-Kettenschaltung in normierter Darstellung [Ü1, Ü2]. Für $\Omega^2 = 1/6$ wird $\underline{A}_{11} = -1/29$. Das Minuszeichen bedeutet, dass bei dieser Frequenz eine Phasendrehung um 180° erfolgt, **b** mit Ausgangspuffer

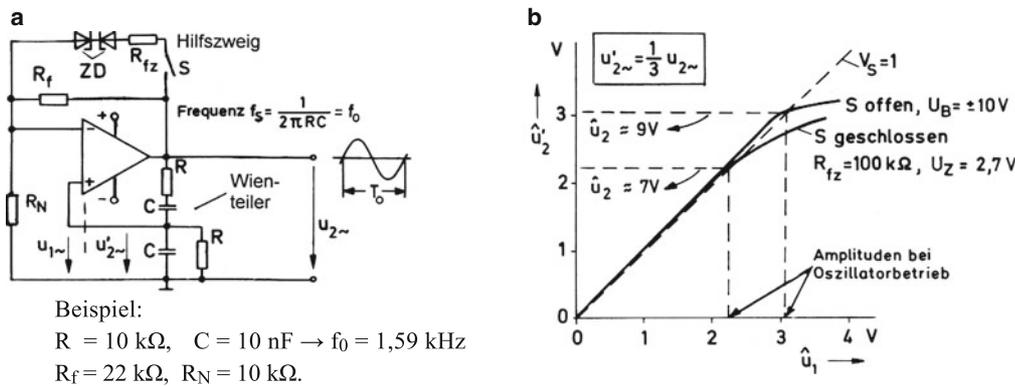


Abb. 13.2 Wien-Oszillator. Da der Wien-Spannungsteiler (Mitkopplung) und der Rückkopplungsteiler $R_f - R_N$ (Gegenkopplung) eine Brückenschaltung bilden, spricht man auch von einem Wien-Brücken-Oszillator. **a** Schaltung, **b** Übertragungskennlinien des „aufgeschnittenen“ Oszillators

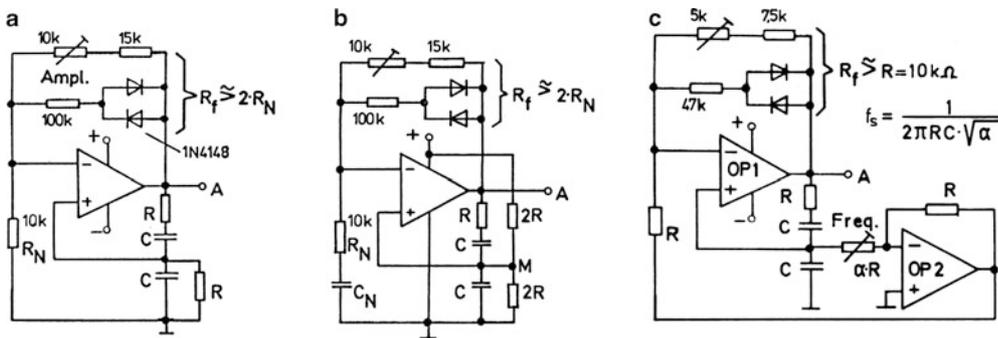


Abb. 13.3 Wien-Brücken-Oszillatoren mit einstellbarer Amplitude. **a** Grundsaltung. Eine Simulation zur Grundsaltung befindet sich im Anhang C.24. **b** für einfache Versorgung, **c** für variable Frequenz

13.2 RC-Oszillatoren mit Amplitudenregelung

Eine stabile Amplitude bei kleinstmöglichen Verzerrungen setzt eine Amplitudenregelung voraus. Seit langem bekannt ist beim Wien-Oszillator die Regelung mit einem Kaltleiter oder einem Heißeiter im Gegenkopplungsweig. Im Abb. 13.4a ist die Schaltung für einen Kaltleiter angegeben, wozu üblicherweise eine kleine Glühlampe verwendet wird, die als Widerstand R_N wirkt. Zum Anschwingen muss gelten $R_N < \frac{1}{2}R_f$ (Schleifenverstärkung $V_s > 1$). Mit zunehmender Schwingamplitude wird der Kaltleiter erwärmt, wodurch sich der Widerstand erhöht. Die dynamische IU-Kennlinie des Kaltleiters dreht sich dabei nach rechts, bis sich ein stabiler Betriebspunkt A auf der stationären Kennlinie ergibt, der die Bedingung $R_N = \frac{1}{2}R_f$ ($V_s = 1$) erfüllt. Damit ist auch gleichzeitig die stationäre Schwingamplitude bestimmt. Bewährt hat sich die im Schaltbild eingetragene Kombination. Mit einem veränderlichen Widerstand R_f lässt sich die Amplitude in Grenzen verstellen. Von der Betriebsspannung ist sie praktisch unabhängig, sofern mindestens $\pm 10\text{ V}$ zur Verfügung stehen.

Ein Heißeiter kann entsprechend Abb. 13.4b als veränderlicher Widerstand R_f eingesetzt werden, der zum Anschwingen $> 2R_N$ sein muss, um dann bis auf den Wert $2R_N$ zu sinken. Damit der Heißeiter auch genügend aufgeheizt wird, muss die mögliche Schwingamplitude des Oszillators deutlich größer sein als der Wert U_{\max} des Heißeiters.

Häufig nutzt man auch einen JFET als veränderlichen Widerstand (VCR)². Abb. 13.5a zeigt diese Möglichkeit beim Wien-Oszillator. In diesem Schaltungsbeispiel wird der Widerstand R_N gebildet durch die parallelen Teilwiderstände R_{N1} und R_{N2} . Im Ruhezustand ist der FET niederohmig, wobei mit $R_N \approx (56\text{ k}\Omega \parallel 11\text{ k}\Omega) < \frac{1}{2}R_f$ die Schaltung anschwingt. Überschreitet die negative Ausgangsamplitude die Summe der beiden Diodenspannungen $U_F + U_Z$, so wird der Elko über der Gate-Source-Strecke des FETs zunehmend negativ geladen, wodurch der FET-Kanal eingeschnürt und hochohmiger wird. Wenn schließlich die Bedingung $R_N = R_{N1} \parallel R_{N2} = \frac{1}{2}R_f$ erfüllt ist, stellt sich ein stationärer Zustand ein mit einer Amplitude, die wegen der notwendigen Gate-Source-Spannung noch um 1 V bis 2 V größer ist als die Summenspannung $U_F + U_Z$.

Im Abb. 13.5b ist ein aktiver RC-Bandpass (OP1) mit Wien-Rückkopplungsteiler als frequenzbestimmendes Glied eingesetzt³. Bei der Frequenz f_0 dreht dieser die Phase

um 180° und „verstärkt“ um den Faktor $1/2$. Es muss also ein invertierender Verstärker (OP2) mit der Verstärkung $\gtrsim 2$ folgen, um die Schleifenverstärkung $V_s = 1$ zu erreichen. Im Ruhezustand (FET niederohmig) ist dies mit der angegebenen Dimensionierung gewährleistet. Nach dem Anschwingen vollzieht sich ein ähnlicher Regelmechanismus wie in der nebenstehenden Schaltung, wobei die Amplitude mit dem Potentiometer einstellbar ist.

Man kann diese Art der Erzeugung einer negativen Regelspannung für den JFET auch in der linken Schaltung anwenden. Umgekehrt ist bei einem Verzicht auf die Einstellbarkeit der Amplitude auch die Methode mit Z-Diode und Parallel-RC-Glied in der rechten Schaltung möglich. Wesentlich ist in jedem Fall, dass die Entladezeitkonstante für den Elko je nach gewünschter Regeldynamik etwa $10 \dots 30$ mal größer ist als die Periodendauer der erzeugten Schwingung. Eine zu kleine Zeitkonstante führt zu einer Welligkeit der Regelspannung und damit zu Verzerrungen der Sinusschwingung.

Ein RC-Oszillator mit drei Sinusausgängen gleicher Amplitude und einer Phasenverschiebung von jeweils 90° ist der sog. Quadraturoszillator nach Abb. 13.6. Er geht aus einem *State-Variable-Filter* (SVF) hervor, wenn man mit $x = 0$ die Polgüte unendlich groß macht. In diesem Fall ist die Rückkopplung vom Bandpass-Ausgang unwirksam. Es bleibt nur eine Schleife mit der angeschriebenen Verstärkung V_s über den Inverter und die beiden folgenden Integrierer.

Sofern man vom Bandpass-Ausgang über Schalter S eine Rückkopplung auf den N-Eingang des Inverters herstellt (gestrichelt), kann die Schaltung bereits bei $x > 0$ schwingen. Man nutzt diese Möglichkeit zur Amplitudenregelung, wobei man die Widerstandseinstellung wie in Abb. 13.6b automatisch über einen JET ausführen lässt. Dieser ist hier zur Linearisierung mit den Widerständen $R_1 - R_2$ beschaltet⁴. Er wird gesteuert von einem als PI-Regler geschalteten Operationsverstärker, der zur Unterdrückung der Welligkeit am Ausgang zusätzlich mit einem $1\text{ }\mu\text{F}$ -Kondensator beschaltet ist⁵. Die parallel liegende Diode verhindert ein Umschwingen in die positive Sättigung. Im stationären Schwingbetrieb ist der Mittelwert des über die Dioden D1 und D2 zufließenden Stromes gleich dem vom Sollwertpotentiometer abgezogenen Strom. Diode D3 dient lediglich zur Temperaturkompensation gegenüber D1 und D2. Die Amplitudeneinstellung ist damit weitgehend temperaturunabhängig.

Literatur: [13-1, 13-2, 13-3]

² Siehe Abschn. 9.2.

³ Siehe Abschn. 11.7.

⁴ Siehe Abschn. 9.2.

⁵ Siehe Abschn. 11.8.

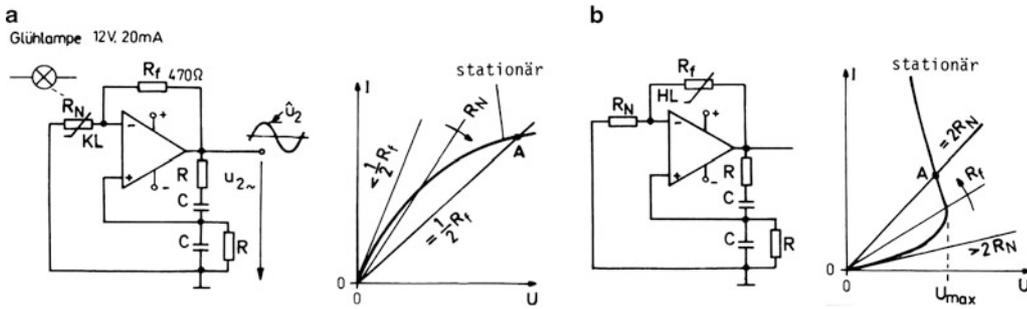


Abb. 13.4 Wien-Oszillator mit PTC- und NTC-Regelung. Betriebsspannungsquellen (+ und -) bei allen Oszillatorschaltungen mit jeweils 100 nF abblocken. **a** mit Kaltleiter (PTC), **b** mit Heißleiter (NTC)

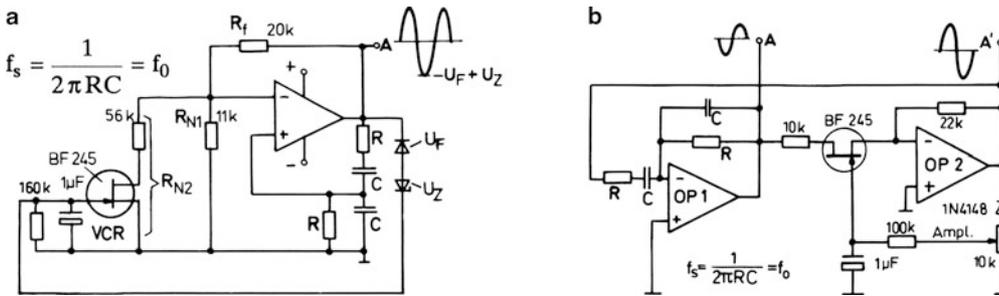


Abb. 13.5 Wien-Oszillator mit stellbarem FET. **a** mit einem Sinusausgang, **b** mit zwei Sinusausgängen. Ausgang A' weist die doppelte Amplitude auf gegenüber Ausgang A bei gleichzeitiger Phasenumkehr

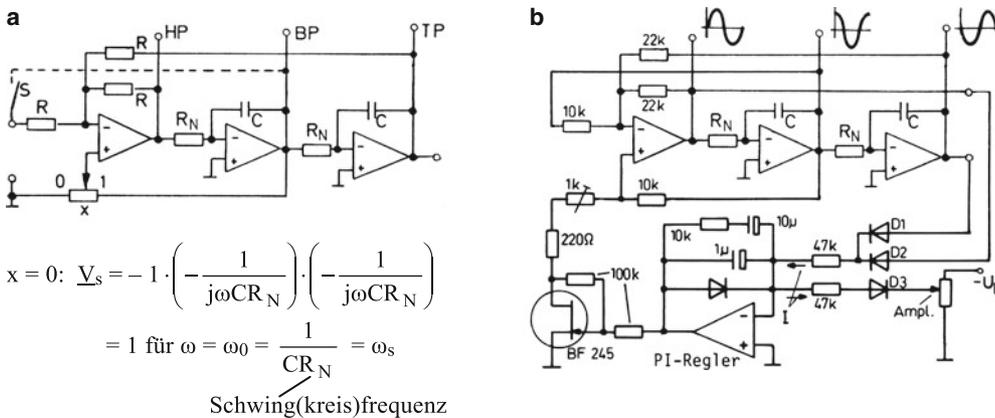


Abb. 13.6 Quadraturoszillator. **a** Grundschtung, **b** Schaltungsbeispiel mit Amplitudenregelung

13.3 LC-Oszillatoren mit der Basisschaltung

Der übliche Sinus-Oszillator besteht aus einem Verstärker in Verbindung mit einer frequenzabhängigen Rückkopplung. Beim LC-Oszillator nutzt man dazu einen Schwingkreis. Besonders eignen sich Schwingkreise mit Anzapfungen (Dreipunktschaltungen), mit denen man die folgenden „Dreipunktoszillatoren“ bauen kann⁶.

Abb. 13.7 zeigt einen derartigen Oszillator mit einem npn-Transistor in Basisschaltung als sog. Colpitts-Oszillator. Der Transistor arbeitet kollektorseitig auf einen Parallelschwingkreis mit kapazitivem Teiler $C_1 - C_2$, von dem aus ein Teil des Ausgangssignals auf den Emitter als Verstärkereingang rückgekoppelt wird. Im Bild sind zwei Möglichkeiten angegeben:

1. direkte Rückkopplung mit einer Brücke zwischen den Punkten a und b,
2. indirekte Rückkopplung über einen Schwingquarz Q (gestrichelt).

Zur Untersuchung der Schwingfähigkeit wird die Schleifenverstärkung V_s ermittelt. Man denkt sich dazu die Schaltung an der gestrichelten Stelle aufgetrennt und mit einer Spannung $u_{1\sim}$ angesteuert. Damit ergibt sich für indirekte Rückkopplung das Abb. 13.7c, wenn man sich eine Erregung auf der Serienresonanz des Quarzes vorstellt. Der Eingangswiderstand r_e der Basisstufe wird zusammen mit dem vorgeschalteten Serienresonanzwiderstand R_{1Q} dem Schwingkreis als Last R_L zugerechnet. Stimmt man den Schwingkreis auf die Resonanzfrequenz des Quarzes ab, so ergibt sich mit dem Übersetzungsfaktor $\ddot{u} = 1 + C_2/C_1$:

$$u'_{2\sim} = i_{q\sim} \cdot (R_i \parallel R_p \parallel \ddot{u}^2 R_L) \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{r_e}{R_L}.$$

Mit $i_{q\sim} = s \cdot u_{1\sim}$ folgt:

$$V_s = \frac{u'_{2\sim}}{u_{1\sim}} = s \cdot (R_i \parallel R_p \parallel \ddot{u}^2 R_L) \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{r_e}{R_L}.$$

Die direkte Rückkopplung ist in dieser Betrachtung als Sonderfall mit $R_{1Q} = 0$ ($r_e = R_L$) enthalten.

Die in Abb. 13.8 durchgeführte Schaltungsanalyse belegt die Funktionstüchtigkeit der Schaltung mit der angegebenen Bemessung. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises liegt bei 1 MHz. Der Kennwiderstand Z_0 des Kreises fällt mit einem Wert von 1 k Ω in das nebenstehend

⁶ Siehe Abschn. 5.10. Dreipunktoszillatoren mit kapazitivem Teiler werden nach Colpitts und solche mit induktivem Teiler nach Hartley benannt.

gezeichnete schraffierte Band. Es handelt sich dabei um einen Bereich, in dem sich erfahrungsgemäß optimale Gütewerte für die Spule und den Schwingkreis (Leerlaufgüte) erzielen lassen. Geht man von einem Gütewert $Q_L = 100$ aus, so erhält man bei Resonanz einen Parallelverlustwiderstand $R_p = 100 \text{ k}\Omega$.

Bei einem Emitterwiderstand $R_E = 4,7 \text{ k}\Omega$ beträgt der Kollektorstrom I_C etwa 1 mA, was auf eine Steilheit $s \approx 40 \text{ mS}$ und einen Widerstand $R_i \approx 100 \text{ k}\Omega$ führt. Mit der Annahme eines Serienresonanzwiderstandes $R_{1Q} = 100 \Omega$ folgen die weiteren Widerstandswerte, insbesondere auch der übersetzte Lastwiderstand R'_L . Dieser ist dank des großen Übersetzungsfaktors \ddot{u} sehr hoch und belastet also den Schwingkreis wenig. Damit ergibt sich eine hohe Betriebsgüte und somit auch eine gute Selektivität.

Die hohe Schleifenverstärkung ($V_s \gg 1$) führt zu einem sicheren Anschwingen mit anschließender Übersteuerung, wobei die negativen Halbschwingungen soweit anwachsen, dass sie die Kollektordiode aufsteuern. Die dadurch verursachten Verzerrungen lassen sich vermeiden, wenn man die Schleifenverstärkung über die Steilheit s herabsetzt durch eine Erhöhung des Emitterwiderstandes R_E . Dies gilt besonders für den Fall der direkten Rückkopplung mit $V_s = 20$. Dazu sollte man auch im Interesse einer höheren Betriebsgüte das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} bzw. die Kapazität C_2 erhöhen. Je höher die Betriebsgüte ist, desto stabiler und reiner ist die Schwingfrequenz. Der angezapfte Schwingkreis bietet mit dem Faktor \ddot{u} eine ausgezeichnete Anpassungsmöglichkeit zur Erzielung einer ausreichenden Schleifenverstärkung einerseits und einer hohen Betriebsgüte andererseits.

Abschließend zeigen Abb. 13.9 und 13.10 Schaltungsvarianten mit pnp-Transistor, die aufgrund des masseverbundenen Schwingkreises eine um Massepotential schwingende Ausgangsspannung liefern. Die Schaltung nach Abb. 13.10 arbeitet mit induktiver Spannungsteilung und gehört damit zur Gruppe der „Hartley-Oszillatoren“. Dabei übernimmt der Quarz neben der noch zu besprechenden Frequenzstabilisierung auch die Funktion einer Gleichstromtrennung und kann daher nicht durch eine direkte Verbindung ersetzt werden, sondern allenfalls durch einen Koppelkondensator (gestrichelt).

Die hier gezeigten Schaltungen mit Quarz erreichen eine ausreichende Schleifenverstärkung nur bei dessen Serienresonanzfrequenz (Quarz niederohmig), so dass diese auch die Schwingfrequenz bestimmt. Damit tritt eine Stabilisierung gegenüber Änderungen des Schwingkreises auf, der sonst mit seiner weniger stabilen Resonanzfrequenz die Schwingfrequenz bestimmt. Man spricht bei diesen Schaltungen auch von Quarzoszillatoren, hier in der Form des Serienresonanz-Oszillators.

Stimmt man den Schwingkreis nicht auf die Grundfrequenz des Quarzes, sondern auf ein ungeradzahliges Vielfaches der Grundfrequenz ab, so kann sich ein „Oberton“ erregen. Man kommt so zum „Obertonoszillator“, der im Frequenzbereich über 20 MHz durchweg üblich ist. In der Regel werden dazu aber spezielle Obertonquarze eingesetzt.

Literatur: [13-1, 13-2, 13-5, 13-6]

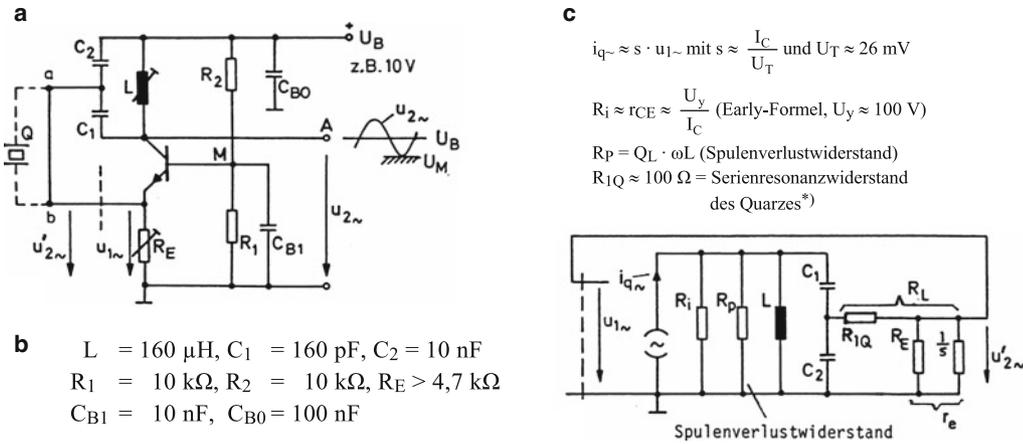


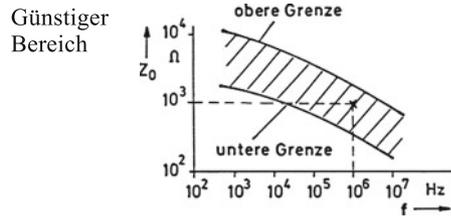
Abb. 13.7 Colpitts-Oszillator in Basisschaltung. **a** Schaltung, **b** Bemessungsbeispiel für 1 MHz, **c** Ersatzschaltung. *) Zum Schwingquarz siehe Abschn. 5.10. Zur Vermeidung von Verwechslungen wird der Zusatzindex „Q“ verwendet

Schwingkreis

$$C \approx \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \approx 157 \text{ pF}, \quad \ddot{u} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \approx 63.$$

$$f_r \approx f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \approx 1 \text{ MHz}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L \approx 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_p = Q_L \cdot \omega_0 L \approx 100 \cdot 1 \text{ k}\Omega = 100 \text{ k}\Omega \text{ (Annahme).}$$



Verstärker:

$$I_C \approx U_B \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_E} \approx \frac{5 \text{ V}}{4,7 \text{ k}\Omega} \approx 1 \text{ mA} \rightarrow s \approx \frac{I_C}{U_T} \approx 40 \text{ mS}, \quad r_{CE} \approx \frac{100 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 100 \text{ k}\Omega.$$

(Early-Formel)

$$r_e \approx R_E \parallel \frac{1}{s} = 4,7 \text{ k}\Omega \parallel 25 \Omega \approx 25 \Omega,$$

$$R_L = R_{1Q} + r_e \approx 100 \Omega + 25 \Omega = 125 \Omega \text{ (25 } \Omega) \rightarrow R'_L \approx \ddot{u}^2 \cdot R_L \approx 500 \text{ k}\Omega \text{ (100 k}\Omega)^*)$$

$$\text{Gesamtschaltung: } Q_B = \frac{R_i \parallel R_p \parallel R'_L}{Z_0} \approx 45 \text{ (33)}, \quad V_s = s \cdot (R_i \parallel R_p \parallel R'_L) \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \frac{r_e}{R_L} \approx 5 \text{ (20)} > 1.$$

Abb. 13.8 Praktische Schaltungsanalyse. *) In Klammern stehen die entsprechenden Werte für direkte Rückkopplung ($R_{1Q} = 0$)

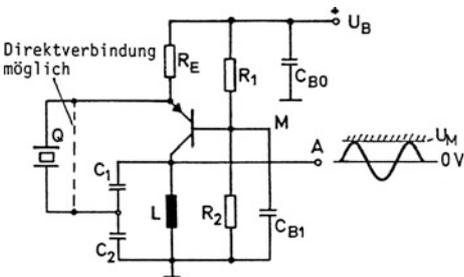


Abb. 13.9 Colpitts-Oszillator mit pnp-Transistor

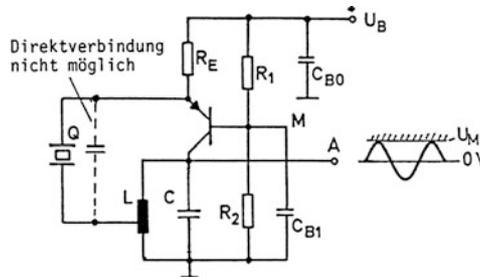


Abb. 13.10 Hartley-Oszillator mit pnp-Transistor

13.4 LC-Oszillatoren mit der Emitterschaltung

Abb. 13.11 zeigt einen Colpitts-Oszillator, bei dem die notwendige Phasendrehung für die Emitterschaltung durch einen Schwingkreis in π -Schaltung erzeugt wird⁷. Da die Spule hier nicht den Kollektorstrom führen kann, wird dazu ein Gleichstrompfad mit dem Widerstand R_C eingefügt. Dieser Widerstand belastet auf der einen Seite den Schwingkreis, während auf der anderen Seite der Basisspannungsteiler zusammen mit dem Transistoreingang als Last auftritt. Der Koppelkondensator C_K besorgt die notwendige Potentialtrennung zwischen Kollektor und Basis und soll im Übrigen als Wechselstromkurzschluss wirken. An den Punkten A und A' ergeben sich zueinander gegenphasige Schwingungen.

Abb. 13.11b gibt ein Bemessungsbeispiel an für eine Frequenz von 1 MHz. Abb. 13.11c zeigt ein Ersatzbild zur Berechnung der Schleifenverstärkung. Darin wird vereinfachend der stromgegekoppelte Transistor als vollkommene Stromquelle eingeführt⁸. Wenn man die Spulenverluste (R_p) vernachlässigt, erhält man bei Resonanz:

$$u'_2 \approx i_{q\sim} \cdot (R_C \parallel \ddot{u}^2 \cdot r_e) \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \text{ mit } \ddot{u} = \frac{C_2}{C_1}.$$

Mit $i_{q\sim} \approx \frac{u_{1\sim}}{R_E}$ folgt:

$$V_s = \frac{u'_{2\sim}}{u_{1\sim}} \approx \frac{R_C \parallel \ddot{u}^2 \cdot r_e}{\ddot{u} \cdot R_E}.$$

Mit der angegebenen Bemessung wird $\ddot{u} = 1$. Offenbar lässt sich die Anfachbedingung ($V_s > 1$) erfüllen. Um eine übermäßige Schleifenverstärkung und eine damit einhergehende Übersteuerung mit entsprechenden Verzerrungen zu vermeiden, kann man den Widerstand R_E erhöhen. Die in der Literatur häufig empfohlene kapazitive Überbrückung dieses Widerstandes bewirkt das Gegenteil.

Abb. 13.12a zeigt als Variante des Colpitts-Oszillators den sogenannten Clapp-Oszillator. Bei diesem wird in Reihe zur Induktivität L noch eine Kapazität C geschaltet, so dass der betreffende Längszweig des π -Gliedes folgenden Widerstand annimmt:

$$\underline{Z} = j \cdot \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = j \omega L \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) = j \omega L_{\text{eff}}$$

mit $L_{\text{eff}} = L \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega} \right)^2 \right]$ und $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Mit ω_s wird hier die Serienresonanzfrequenz des Längszweiges bezeichnet. Für alle Frequenzen $\omega > \omega_s$ wirkt dieser

Zweig offenbar induktiv mit der „effektiven Induktivität“ $L_{\text{eff}} < L$. Die für die Schwingungserregung maßgebende Parallelresonanz mit C_1 und C_2 ergibt sich unter der Bedingung

$$\omega L_{\text{eff}} = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}$$

$$\rightarrow \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_1} + \frac{C}{C_2}} > \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_s.$$

Offenbar wird unter der Bedingung $C \ll C_1, C_2$ die Schwingfrequenz praktisch gleich ω_s und unabhängig von C_1 und C_2 , womit auch parallel wirkende parasitäre Kapazitäten ihren Einfluss verlieren.

Eine Fortsetzung findet dieses Prinzip im Pierce-Oszillator nach Abb. 13.12b. Der Quarz im Längszweig des π -Gliedes übernimmt die Funktion einer Induktivität und bildet zusammen mit den Kapazitäten C_1 und C_2 eine Parallelresonanz. Man spricht daher auch von einem Parallelresonanz-Oszillator. Die betreffende Frequenz liegt in dem schmalen Intervall *zwischen* der Serien- und Parallelresonanzfrequenz des Quarzes. Die Kapazitäten C_1 und C_2 sind an der Schwingfrequenz nur als „Lastkapazität“ beteiligt.

Als letztes Beispiel zeigt Abb. 13.13a die Schaltung eines Meißner-Oszillators. Dieser besteht hier aus einer stromgegekoppelten Emitterschaltung mit einem Parallelschwingkreis am Ausgang, über dem die Spannung $u_{2\sim}$ auftritt. Ein Teil dieser Spannung wird durch eine zweite Wicklung phasenumgekehrt auf die Basis des Transistors zurückgekoppelt, so dass sich bei Resonanz eine positive Schleifenverstärkung ergibt. Ohne äußere Belastung ist für den Transistorausgang der Schwingkreis praktisch nur mit seinem Parallelverlustwiderstand R_p wirksam. Fasst man den Verstärker wieder wie oben als Stromgenerator mit dem Quellenstrom $i_{q\sim} \approx u_{1\sim}/R_E$ auf, so folgt analog mit einem Schnitt an der gestrichelten Stelle:

$$u'_{2\sim} \approx \frac{u_{1\sim}}{R_E} \cdot \frac{R_p}{\ddot{u}} \rightarrow V_s = \frac{u'_{2\sim}}{u_{1\sim}} \approx \frac{R_p}{R_E} \cdot \frac{1}{\ddot{u}}.$$

Notwendig: $V_s > 1$ bzw. $R_E < \frac{R_p}{\ddot{u}}$.

Mit Abb. 13.13b wird eine Schaltungsvariante vorgestellt, die mit pnp-Transistor und masseverbundenem Schwingkreis wieder eine um Massepotential schwingende Ausgangsspannung ergibt. Im Übrigen kann hier die Schwingkreis Kapazität C und damit die Schwingfrequenz durch die Kapazitätsdioden über die Steuerspannung U_S verändert werden⁹. Die Schaltung ist ein „VCO“ (*voltage controlled oscillator*).

⁷ Siehe Abschn. 5.10.

⁸ Siehe Abschn. 10.10.

⁹ Siehe Abschn. 3.1 und Anhang B.3.

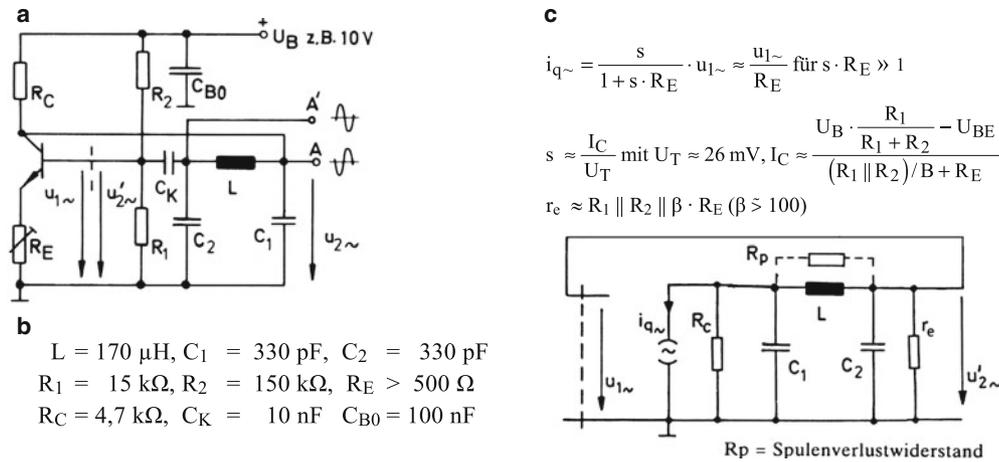


Abb. 13.11 Colpitts-Oszillator in Emitterschaltung. **a** Schaltung, **b** Bemessungsbeispiel f\"ur 1 MHz, **c** Ersatzschaltung

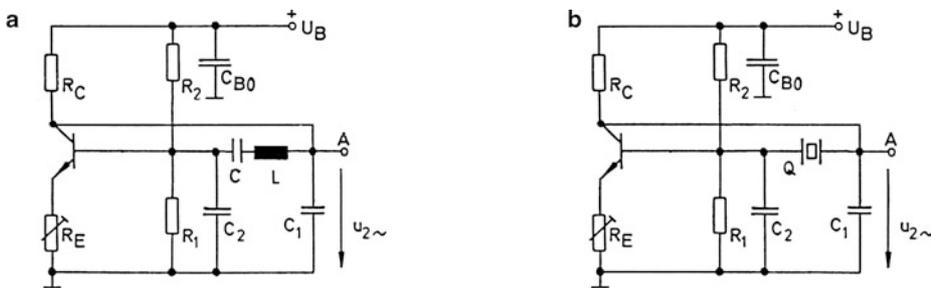


Abb. 13.12 Varianten der Colpitts-Schaltung. **a** Clapp-Oszillator, **b** Pierce-Oszillator

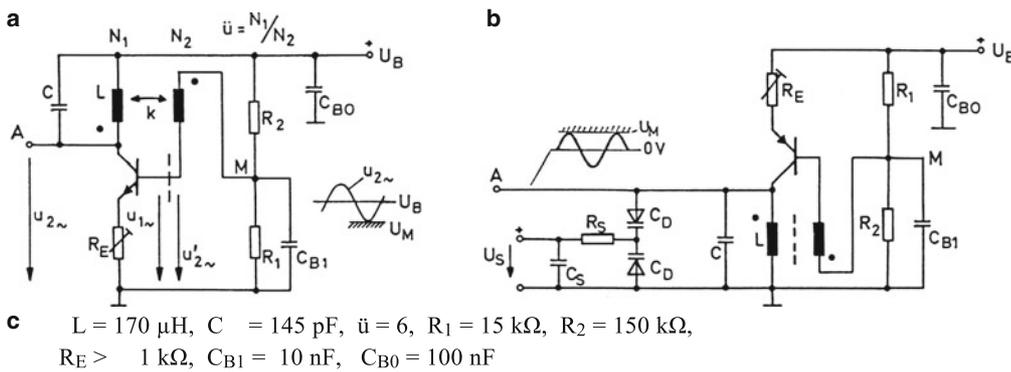


Abb. 13.13 Meißner-Oszillator. Erstmalig 1913 von Alexander Meißner mit einem R\"ohrenverst\"arker aufgebaut. **a** Grundschaltung, **b** Schaltung mit Frequenzsteuerung. In Bezug auf die Steuergleichspannung U_s sind beide Kapazit\"atdioden \u00fcber die Spule parallel geschaltet. Dynamisch sind sie als Reihenschaltung mit $C_D/2$ parallel zu C wirksam, **c** Bemessungsbeispiel f\"ur 1 MHz

14.1 Triggerschaltungen mit Transistoren

Trigger sind Schwellwertschalter, die kippartig schalten, wenn das Ansteuersignal eine bestimmte Schwelle erreicht. Abb. 14.1a zeigt den klassischen Schmitt-Trigger mit zwei emittergekoppelten Transistoren. Diese bilden eine Mitkopplungsschleife, in der Transistor T2 als Emitterfolger und Transistor T1 in Basisschaltung arbeitet. In erster Näherung können R_B und R_E als relativ hochohmige Widerstände parallel zu den jeweiligen Eingängen vernachlässigt werden. Ein vom Transistor T1 ausgehender Stromimpuls verzweigt sich über die Widerstände R_{C1} und R_K , wobei der Teilstrom über R_K , multipliziert mit dem Stromverstärkungsfaktor des Emitterfolgers ($1 + \beta$), als Eingangsstrom auf den Transistor T1 zurückwirkt. Multipliziert mit dessen Stromverstärkung in Basisschaltung ($V_i \approx 1$), tritt er wieder am Kollektor aus. Damit ergibt sich näherungsweise eine Schleifenverstärkung V_{si} für den Strom entsprechend Abb. 14.1b. Die Schaltung kann vorübergehend instabil werden und damit kippen unter der Voraussetzung $V_{si} > 1$ ¹.

Das Umschalten geschieht im Einzelnen wie folgt: Bei kleinen Spannungen u_1 ist zunächst Transistor T1 gesperrt, T2 ist gesättigt leitend. Über dem Widerstand R_E liegt die Spannung $u_E = U_{E+}$. Ferner gilt $u_2 \approx U_{E+}$. Sobald die Eingangsspannung die Spannung U_{E+} um etwa 0,6 V überschreitet, wird Transistor T1 aktiv. Sein Emitterstrom fließt zusätzlich über den Widerstand R_E , so dass mit steigender Spannung u_1 auch die Spannung u_E ansteigt. Gleichzeitig entzieht aber Transistor T1 dem Transistor T2 Basisstrom, so dass dieser ungesättigt und damit ebenfalls aktiv wird. Die Schaltung kippt, es stellt sich die Spannung $u_E = U_{E-}$ ein, und die Spannung u_2 springt auf U_B . Ein Rückkippen wird erst wieder möglich, wenn die Spannung u_1 soweit abgesenkt wird, dass Transistor T1 nur noch mäßig leitet und dadurch den Basisstrom für Transistor T2 freigibt. Mit diesem Verständnis lassen sich näherungsweise die Triggerschwellen U_{T+} und U_{T-} entsprechend Abb. 14.1b angeben. Typisch ist die auftretende Schalthysterese, die offenbar abhängig ist von der Differenz zwischen R_{C1} und R_{C2} .

Da der Generatorwiderstand R_G beim Kippvorgang eine Stromgegenkopplung bewirkt, darf er nicht zu groß werden. Es ist Spannungssteuerung anzustreben. Andererseits ist ein Widerstand R_G (bis zu einigen $k\Omega$) meistens zulässig und zur Begrenzung des Basisstromes für Transistor T1 oft sogar notwendig.

¹ Vgl. Sinus-Oszillator. Beim Trigger erfolgt die Mitkopplung breitbandig und ist nur während des Kippvorgangs wirksam. Beim Sinus-Oszillator dagegen muss die Mitkopplung selektiv und dauernd wirksam sein.

Abb. 14.2 zeigt eine häufig vorkommende Anwendung. Der Schmitt-Trigger – hier nur zeichnerisch anders dargestellt – wird von einem Spannungsteiler mit Fühlerelement (z. B. Heißleiter, Fotowiderstand, Feldplatte) gesteuert. Er schaltet über einen Treibertransistor T3 ein Relais ein und aus. Durch das kippartige Umschalten wird ein unsicherer Übergangsbereich mit Flatterschwingungen des Relais sicher vermieden. Eine Freilaufdiode schützt den Treibertransistor vor Überspannungen beim Abschalten.

Eine weitere wichtige Triggerschaltung zeigt Abb. 14.3, die – historisch unkorrekt – häufig auch als Schmitt-Trigger bezeichnet wird. Wieder werden die Transistoren T1 und T2 wechselweise leitend und sperrend. Durch die Wirkung des Rückkopplungswiderstandes R_K kann die Schaltung sich in beiden Betriebslagen selbst halten. Bei sperrendem Transistor T2 wirkt R_K als „Pull-up-Widerstand“ und steuert T1 auf. Bei leitendem Transistor T2 dagegen wirkt R_K als „Pull-down-Widerstand“ sperrend auf T1. In diesem Zustand hat die Ausgangsspannung u_2 im Gegensatz zum oben besprochenen Schmitt-Trigger nur den kleinen Wert $U_{CEsat} \approx 0,1 \dots 0,3 \text{ V}$, was für viele Anwendungen vorteilhaft ist. Ein weiterer wichtiger Unterschied besteht darin, dass die Rückkopplung nur wirksam wird, wenn der Generatorwiderstand hinreichend groß ist. Stromsteuerung ist also anzustreben ($R_G > 5 \text{ k}\Omega$). Deshalb spricht man auch von einem Stromtrigger im Gegensatz zum Schmitt-Trigger oben, der niederohmig anzusteuern ist.

Abb. 14.3b beschreibt das Kippverhalten mit einer Hystereseschleife. Die angegebenen Triggerschwellen U_{T+} und U_{T-} ergeben sich aus der Näherungsbetrachtung, dass zum Kippen jeweils eine Spannung $u_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ erforderlich ist und der Basisstrom vernachlässigbar klein ist. Bei großem Widerstand R_G wird die untere Schwellenspannung U_{T-} offenbar negativ. Die Hysteresebreite ΔU ergibt sich als Differenz aus den Schwellenwerten.

Damit in jedem Fall ein Kippvorgang stattfinden kann, muss wieder eine ausreichende Schleifenverstärkung $V_{si} > 1$ vorliegen. Man findet hier $V_{si} \approx \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot K$ mit den Stromverstärkungen β_1 und β_2 der beiden Transistoren sowie dem Stromteilungsfaktor $K = R_{C2}/(R_K + R_{C2})$ für den Ausgang des Transistors T2. Die gestrichelt eingetragene Schutzdiode (Begrenzungsdiode) ist nur dann erforderlich, wenn hohe negative Quellenspannungen u_q auftreten, die die Basis-Emitterdiode des Transistors T1 gefährden.

Literatur: [14-1, 14-3, 14-4]

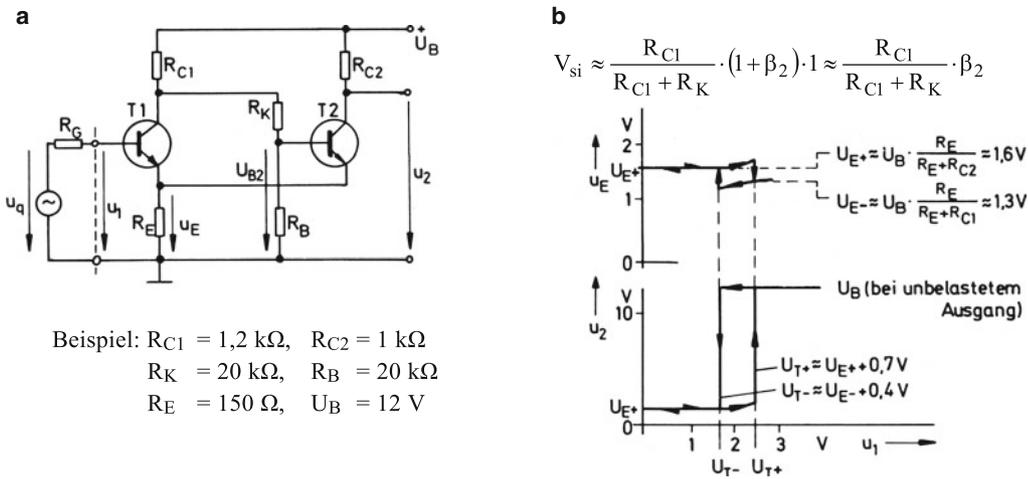


Abb. 14.1 Grundschiung des Schmitt-Triggers. Die Schaltung geht zurück auf O. H. Schmitt, der sie erstmals 1938 mit zwei katodengekoppelten Röhren vorführte. **a** Schaltbild, **b** Übertragungsverhalten

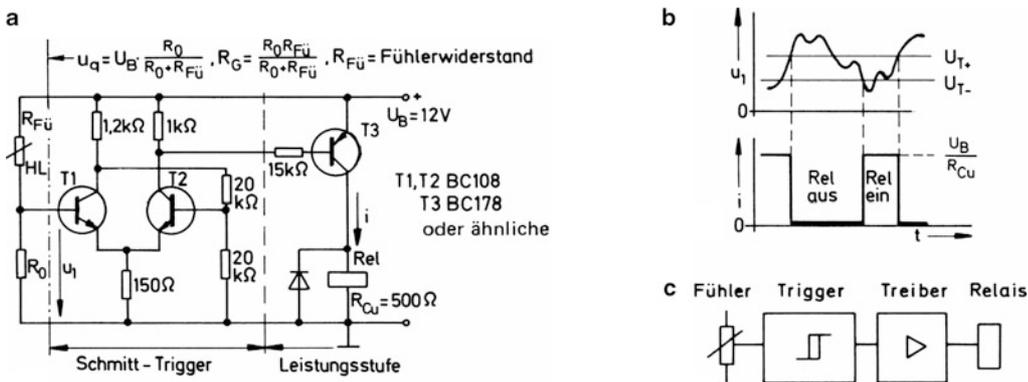


Abb. 14.2 Schmitt-Trigger mit Fühlersteuerung und Relaisausgang. **a** Schaltung, **b** Zeitdiagramm, **c** Blockbild

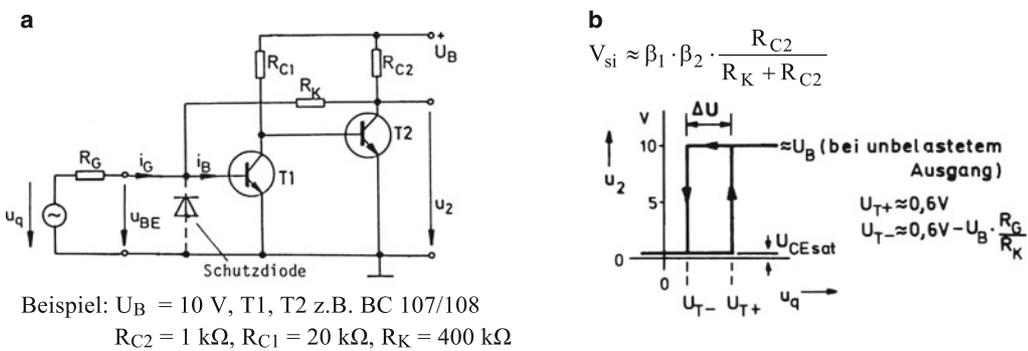


Abb. 14.3 Grundschiung eines Stromtriggers. **a** Schaltbild, **b** Schleifenverstärkung und Übertragungsverhalten

14.2 Symmetrische bistabile Kippschaltungen

Die Kippschaltung nach Abb. 14.4a kann als Stromtrigger-schaltung mit symmetrischem Aufbau aufgefasst werden. Ebenso wie der unsymmetrische Stromtrigger ist sie bistabil und besonders unter der Bezeichnung Flip-Flop bekannt². In den stabilen Betriebszuständen ist jeweils *ein* Transistor voll leitend, der andere ist gesperrt. Die beiden Kollektoren, die man als Schaltungsausgänge ansieht, liegen jeweils auf den Potentialen 0 V beim leitenden Transistor und $+U_B$ beim gesperrten Transistor. In Wirklichkeit wird der Wert 0 V nicht ganz erreicht wegen der verbleibenden Restspannung $U_{CE\text{ sat}}$, und der Wert $+U_B$ wird nicht erreicht wegen der Belastung durch den am Kollektor angreifenden Teiler $R_B - R_K$. Bei vielen Anwendungen genügt die Unterscheidung dieser Potentiale nach den Merkmalen „Low“ (L) für etwa 0 V und „High“ (H) für etwa U_B .

Das Flip-Flop nach Abb. 14.4a kann von einer stabilen Betriebslage in die andere umgeschaltet werden durch eine Stromeinspeisung über den Widerstand R_R bzw. R_S . Die zugehörigen Anschlüsse bezeichnet man auch als Löschiegang (Reset) und Setzeingang (Set). Beim Setzen wird Transistor T2 aufgesteuert, indem eine genügend große positive Spannung an den Setzeingang gelegt wird. Das Basispotential des Transistors T1 wird damit über den leitenden Transistor T2 gegen 0 V gezogen. T1 sperrt. In dieser Betriebslage hält sich die Schaltung selbst, wenn der über die Widerstände R_{C1} und R_{K2} zufließende Basisstrom für die Sättigung des Transistors T2 ausreicht. Das Entsprechende gilt für die andere Betriebslage, wenn durch eine Spannung am Reset-Eingang wieder umgeschaltet (gelöscht) wird. Man spricht von einem RS-Flip-Flop. Aufgrund der Selbsthalteeigenschaften besitzt das Flip-Flop Speicherhalten in dem Sinne, dass es einen bestehenden H- oder L-Zustand bis zum nächsten Schaltwechsel beibehält.

Bei der beschriebenen Steuerung des Flip-Flops ist eine impulsweise anliegende Spannung an den Eingängen S und R während der gesamten Dauer des Impulses wirksam. Man spricht daher auch von einer statischen Ansteuerung oder Zustandssteuerung. Im Unterschied dazu zeigt Abb. 14.4b die dynamische Ansteuerung oder Flankensteuerung über vorgeschaltete Differenzierglieder und Dioden, wodurch nur die positiven Flanken der Ansteuerimpulse wirksam werden. Die von den negativen Flanken ausgehenden negativen

Impulse werden durch die Dioden unterdrückt. Die Flankensteuerung wird im Schaltzeichen gemäß Abb. 14.4c durch Dreiecke (Impulsdreiecke) an den Eingängen zum Ausdruck gebracht.

Abb. 14.5a zeigt die Ausbildung der Eingangsschaltung – oft auch Dynamik-Vorsatz, Impulstor oder Impulsgatter genannt – für die Ansteuerung mit negativen Flanken. Die davon abgeleiteten negativen Impulse können den folgenden Transistor sperren und so ebenfalls zum Kippen des Flip-Flops führen. Bei diskret aufgebauten Flip-Flops wird die Steuerung mit negativen Flanken bevorzugt. Die Bezeichnungen Impulstor und Impulsgatter weisen auf die Möglichkeit hin, die Schaltung mit einem zusätzlichen Steuer- oder Vorbereitungseingang E_v zu versehen entsprechend Abb. 14.5b. Bei $U_v = +U_B$ bleibt die Diode D für positive und negative Impulse gleichermaßen gesperrt, sofern $\hat{u}_q < U_B$ ist. Wenn dagegen $U_v = 0$ ist, werden negative Impulse durchgelassen.

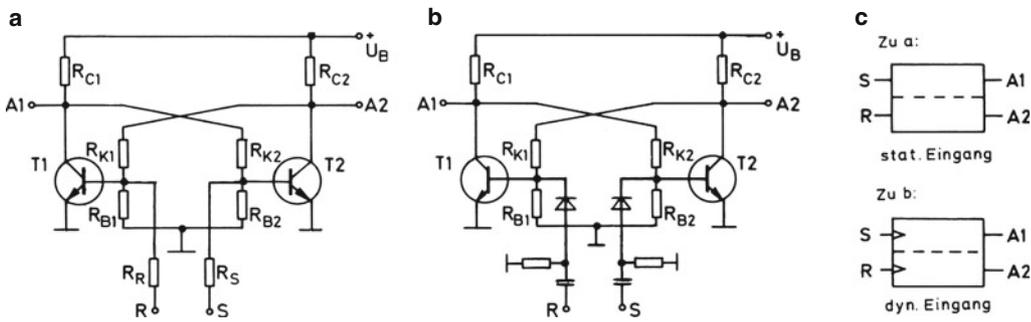
Abb. 14.5 zeigt Schaltungsbeispiele für Flip-Flops mit vorgeschalteten Impulsgattern zur Ansteuerung mit negativen Flanken. Je nach Einstellung der Impulsgatter über die „Vorbereitungseingänge“ E_{v1} und E_{v2} kann das Flip-Flop über die zunächst getrennten Eingänge E_1 und E_2 gekippt werden. Verbindet man die Eingänge E_1 und E_2 zu einem „Takteingang“ T, so wird durch die negativen Flanken eines jeden Taktimpulses das Flip-Flop in eine durch die Einstellung der Tore vorbestimmte Lage gebracht. Sind beide Tore gesperrt, so behält es seinen vorherigen Zustand. Sind beide Tore gleichzeitig beim Eintreffen des Taktimpulses geöffnet, so ergibt sich ein undefinierter Zustand, was normalerweise nicht sinnvoll ist.

Bei dem Flip-Flop nach Abb. 14.5b ist immer das Tor vor dem gerade leitenden Transistor geöffnet, da der zugehörige Vorbereitungseingang auf dem Potential „L“ liegt. Das andere Tor ist gesperrt. Demzufolge wechselt das Flip-Flop bei jeder negativen Taktflanke seine Lage. Man spricht auch von einem Wechsel-Flip-Flop oder T-Flip-Flop (*Toggle-Flip-Flop*). Wegen der im Verhältnis 1 : 2 stattfindenden Frequenzteilung (siehe Bild) nennt man es auch Untersetzer-Flip-Flop. Eine Kette aus n Flip-Flops dieser Art untersetzt im Verhältnis 1 : 2^n .

Flip-Flops werden heute nur noch in Sonderfällen diskret (mit Einzeltransistoren) aufgebaut. In den üblichen Schaltkreisfamilien der Digitaltechnik gibt es eine große Auswahl an monolithisch integrierten Flip-Flops mit unterschiedlichen Funktionen (siehe Anhang B.15).

² Eine unsymmetrische Stromtriggerschaltung behandelt Abschn. 14.1.

Literatur: [14-1, 14-2, 14-3, 14-4]



Beispiel: $R_C = 2\text{ k}\Omega$, $R_K = R_B = 20\text{ k}\Omega$ (symmetrisch), $R_R = R_S = 10\text{ k}\Omega$, $U_B = 10\text{ V}$

Abb. 14.4 Grundsaltungen der symmetrischen bistabilen Kippschaltung. **a** Zustandssteuerung, **b** Flankensteuerung, **c** Schaltzeichen

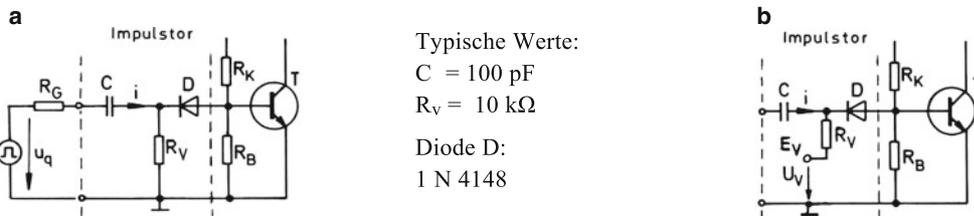


Abb. 14.5 Impulstore (Impulsgatter) für negative Impulsflanken. **a** ständig offenes Impulstor, **b** sperrbares Impulstor

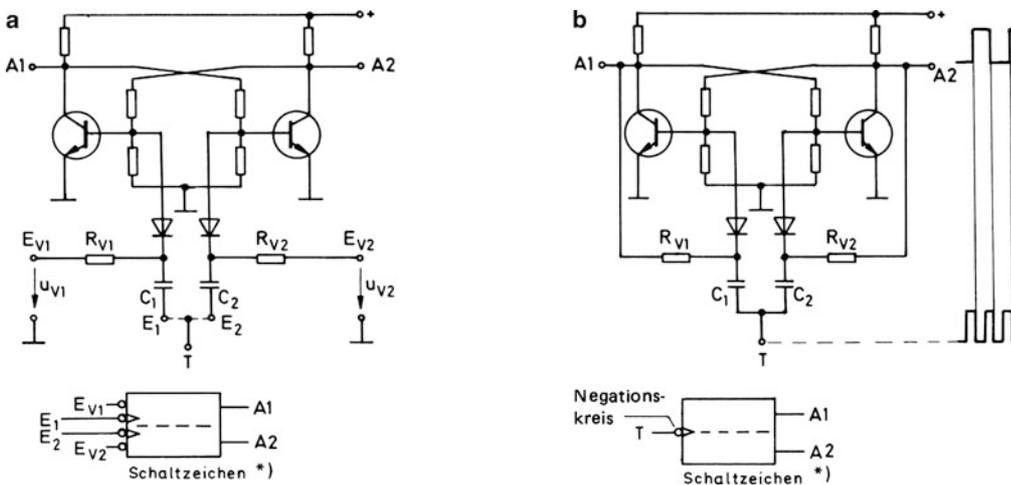


Abb. 14.6 Flip-Flops mit Flankensteuerung über Impulsgatter. **a** Impulsgatter frei steuerbar. Bei gemeinsamer Taktsteuerung über Eingang T kann man auch die Vorbereitungseingänge als R- und S-Eingänge ansehen. Man spricht dann auch von einem R-S-T-Flip-Flop (RS-Flip-Flop mit Taktsteuerung), **b** Impulsgatter automatisch gesteuert. *) Die „Negationskreise“ vor den Schaltzeichen deuten an, dass bei Flankensteuerung nur die negativen Flanken bzw. bei den statischen Eingängen E_{V1} und E_{V2} nur das niedrigere der beiden Steuerpotentiale auf eine Änderung des Schaltzustandes hinwirken

14.3 Monostabile und astabile Multivibratoren

Abb. 14.7a zeigt eine herkömmliche monostabile Kippschaltung, aufgebaut mit zwei diskreten Transistoren. Im Ruhezustand ist Transistor T1 über den Widerstand R_B bis zur Sättigung aufgesteuert. Dazu muss erfüllt sein: $R_B < \underline{B} \cdot R_{C1}$ mit \underline{B} als Mindestwert der zu erwartenden statischen Stromverstärkung. Über den Teiler $R_K - R_{B0}$ wird nur ein Teil der ohnehin niedrigen Sättigungsspannung ($\approx 0,2$ V) von T1 auf die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T2 übertragen, so dass dieser sicher gesperrt wird. Die Schaltung ist so stabil. Der Kondensator C ist dabei auf fast die volle Betriebsspannung aufgeladen (rechts +, links -). Die eingetragene Schutzdiode sei zunächst nicht vorhanden.

Steuert man die Basis des Transistors T1 negativ oder die Basis des Transistors T2 positiv über die gestrichelten Differenzierglieder an, so wird Transistor T1 gesperrt bzw. T2 aufgesteuert. Damit wird der stabile Zustand gestört. Da beide Transistoren über den Kondensator C und über den Koppelwiderstand R_K in einer Mitkopplungsschleife zusammengeschaltet sind, wird ein Kippvorgang eingeleitet, wenn eine hinreichend große Schleifenverstärkung existiert. Betrachtet man den Koppelkondensator C während des Kippvorgangs als Kurzschluss, so erhält man näherungsweise:

$$V_{si} \approx \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_K} \cdot \beta_2 \cdot \beta_1$$

für $R_{B0} \gg r_{BE2}$ und $R_B \gg r_{BE1}$, Kippbedingung: $V_{si} > 1$.

Im Einzelnen läuft der in Abb. 14.7b aufgezeichnete Vorgang ab: Kippt die Schaltung zur Zeit $t = 0$, so springt das Potential des Kollektors 1 fast auf den vollen Wert der Betriebsspannung, der nicht ganz erreicht wird wegen der Belastung über Widerstand R_K . Das Potential des Kollektors 2 hingegen fällt auf den Wert der Sättigungsspannung ab. Damit wird über den geladenen Kondensator C die Basis des Transistors T1 auf ein entsprechend negatives Potential gesetzt, so dass T1 vollends sperrt, während T2 über den Widerstand $R_{C1} + R_K$ aufgesteuert wird. Es beginnt sofort eine Umladung des Kondensators C über den Widerstand R_B und den jetzt leitenden Transistor T2, wobei die Spannung u_{B1} gegen U_B strebt. Sobald dabei die Schleusenspannung für die Emitterdiode 1 überschritten wird und Transistor T1 zu leiten beginnt, kippt die Schaltung zurück. Der „metastabile Zustand“ über der Zeit T_i wird beendet. Die Impulsdauer T_i ist annähernd gleich der „Halbwertszeit“ ($\approx 0,7 \tau_B$), bezogen auf einen vollständigen „Hochlauf“ der Spannung u_{B1} bis zur Betriebsspannung U_B ³.

Nach dem Rückkippen muss der Kondensator C erneut im ursprünglichen Sinne aufgeladen werden. Dies geschieht über den Widerstand R_{C2} und die leitende Emitterdiode des Transistors T1 mit der Zeitkonstanten $\tau_C = R_{C2} \cdot C$. Der Potentialanstieg am Ausgang A2 bis zur Höhe U_B wird damit verlangsamt. Die dazu notwendige Zeit vom Drei- bis Fünffachen der Zeitkonstante τ_C muss verstreichen, bevor ein neuer Impuls der Dauer T_i ausgelöst werden kann. Ein vorzeitiges Triggern führt zu einem Ausgangsimpuls mit verkürzter Dauer.

Die Schutzdiode ist im Allgemeinen erforderlich, wenn man mit Betriebsspannungen $U_B > 6$ V arbeitet. Beim Sperren des Transistors T1 tritt nämlich eine Spannung etwa vom Betrag U_B als Sperrspannung über dessen Basis-Emitterstrecke auf (siehe Abb. 14.7c). Damit besteht für moderne Si-Planar-Transistoren mit einer zulässigen Sperrspannung von üblicherweise 6 V die Gefahr eines Durchbruchs. Die Schutzdiode beseitigt diese Gefahr, verhindert aber andererseits auch ein vollkommenes Sperren von T1, da der Reststrom I_{CB0} nicht nach außen abfließen kann und auch die Ausräumung der Basisladung beim Sperren erschwert wird. Diesen meistens unbedeutenden Mangel kann man jedoch durch einen Widerstand (20 k Ω) direkt zwischen Basis und Emitter von T1 beheben.

Man bezeichnet die monostabile Kippschaltung auch als monostabilen Multivibrator, ferner als Monovibrator, Univibrator, Monoflop und als *One-Shot*. Es gibt viele Schaltungsvarianten. In den Schaltkreisfamilien der Digitaltechnik ist sie als integrierte Schaltung verfügbar. Die Impulszeit wird dabei durch ein externes RC-Glied bestimmt (siehe Anhang B.15).

Modifiziert man die Schaltung nach Abb. 14.8a, so erhält man einen astabilen Multivibrator, bei dem sich der Kippvorgang entsprechend dem nebenstehenden Diagramm ständig wiederholt. Schutzdioden sind nur erforderlich, wenn die zulässige Basis-Emitter-Spannung beim Sperren der Transistoren überschritten wird.

Im Abb. 14.8b wird die gleiche Schaltung mit pnp-Transistoren gezeigt. Für diese gilt das gleiche Spannungs-Zeit-Diagramm in Verbindung mit der rechts angelegten Ordinatenachse. Das Tastverhältnis der Schwingung lässt sich durch unterschiedliche Zeitkonstanten τ_{B1} und τ_{B2} in weiten Grenzen variieren.

Die praktische Bedeutung dieser Schaltung ist jedoch nicht allzu groß, da sie nicht sicher anschwingt. Es kommt vor, dass beim Einschalten beide Transistoren in die Sättigung gehen und dort verharren.

Literatur: [14-1, 14-2, 14-3]

³ Zur Halbwertszeit siehe Abschn. 4.2.

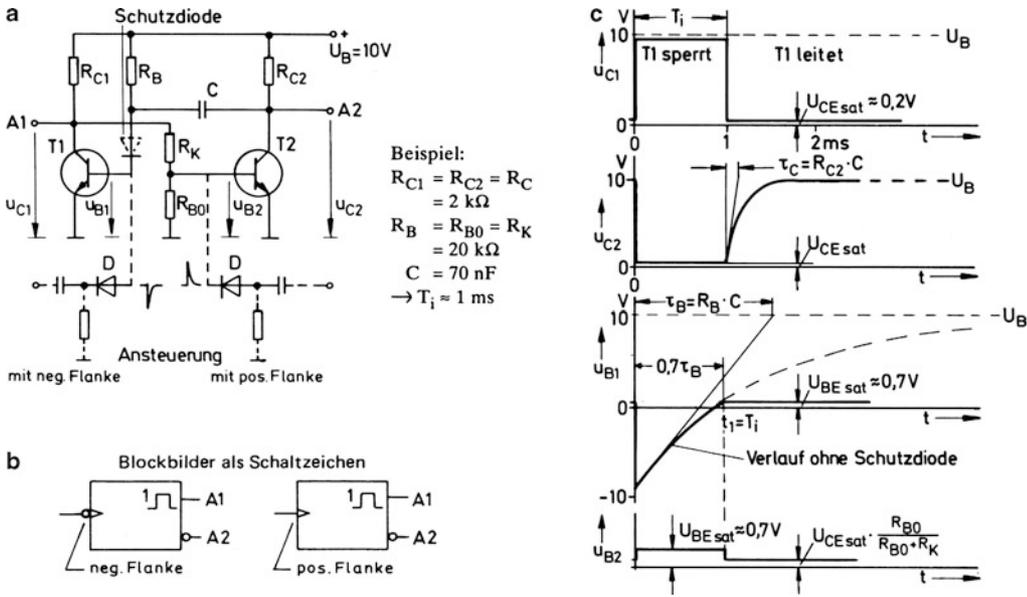


Abb. 14.7 Monostabiler Multivibrator mit diskreten Transistoren. **a** Schaltung, **b** Schaltzeichen. Die komplementären Ausgänge A1 und A2 werden häufig auch mit Q und \bar{Q} bezeichnet, **c** Spannungs-Zeit-Diagramm

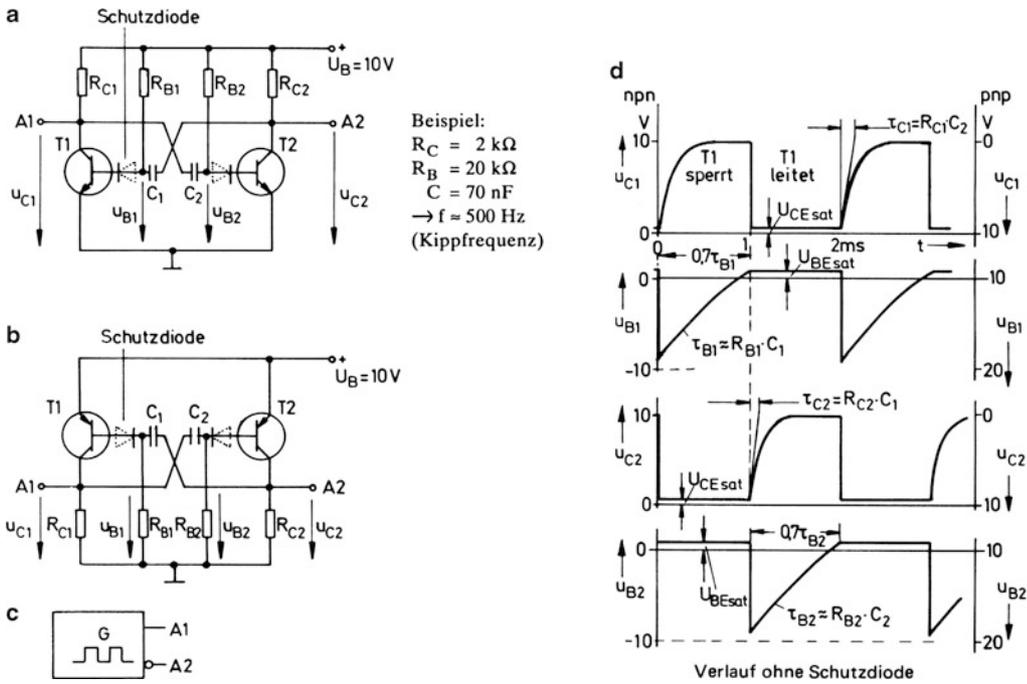


Abb. 14.8 Astabiler Multivibrator mit diskreten Transistoren. **a** mit nnp-Transistoren, **b** mit pnp-Transistoren, **c** allgemeines Schaltzeichen, **d** Spannungs-Zeit-Diagramm

14.4 Trigger mit Operationsverstärkern

Vertauscht man in den einfachen Grundsaltungen zum nichtinvertierenden und invertierenden Verstärker P- und N-Eingang, so erhält man anstelle einer Gegenkopplung eine Mitkopplung. Diese wirkt breitbandig und führt zu einem Kipp- bzw. Triggerverhalten, wenn die Schleifenverstärkung $V_s > 1$ wird. Abb. 14.9 zeigt einen invertierenden Trigger. Überschreitet dessen Eingangsspannung u_q eine bestimmte Triggerschwelle, so kippt die Schaltung aus einer Sättigung in die andere. Geht man zunächst von der positiven Sättigung mit $u_a = U_{S+}$ aus und setzt die Spannung $U_v = 0$, so erhält der P-Eingang das in Abb. 14.9b mit U_{T+} bezeichnete Potential, das somit zur Triggerschwelle für das Umkippen in die andere Richtung wird. Beschrieben wird das gesamte Verhalten durch die in Abb. 14.9b stark ausgezogene geknickte Kennlinie. Diese hat die Form einer Hystereseschleife. Der zweite Schwellenwert U_{T-} ergibt sich analog für $u_a = U_{S-}$.

Abb. 14.9c zeigt die Anwendung als Rechteckformer oder Impulsformer. Als Antwort auf die kontinuierlich schwingende Eingangsspannung, die der Einfachheit halber als dreieckförmig angenommen wurde, ergibt sich ein rechteckförmiges Ausgangssignal. Die Triggerschwellen lassen sich durch die Widerstände R_1 und R_2 in weiten Grenzen ändern. Falls unsymmetrische Schwellenwerte verlangt werden, gewinnt man sie durch die Einführung der Spannung U_v . Diese bewirkt eine gleichmäßige Verschiebung der Hystereseschleife ohne Änderung ihrer Breite.

Mit dem Schaltungsaufbau nach Abb. 14.10a erhält man einen nichtinvertierenden Trigger. Der OP kippt aus der negativen Sättigung in die positive, wenn $u_D > 0$ wird und in umgekehrter Richtung, wenn $u_D < 0$ wird. Mit dem Überlagerungsgesetz findet man direkt:

$$u_D = u_q \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + u_a \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_v$$

für beliebige Eingangsspannungen u_q .

Setzt man $u_D = 0$ und $u_a = U_{S-}$ bzw. $u_a = U_{S+}$, so ergeben sich die Triggerschwellen U_{T+} und U_{T-} gemäß Abb. 14.10b. Für den Sonderfall $U_v = 0$ erhält man die durchgezogene Hystereseschleife als Übertragungskennlinie und für den Fall $U_v \neq 0$ die gleichmäßig verschobene Schleife. Zum Sonderfall $U_v = 0$ zeigt das Abb. 14.10c den Spannungs-Zeitverlauf der Ausgangsspannung u_a als Antwort auf eine dreieckförmige Eingangsspannung, wenn man $R_1 = 2 R_2$ wählt.

Aufgrund der endlichen *Slew Rate* des Operationsverstärkers weisen die Flanken der Ausgangsspannung, wie gestrichelt angedeutet ist, stets nur eine begrenzte Steigung auf. Sie werden umso steiler, je „schneller“ der gewählte Operationsverstärker ist. Beispielsweise versteilert man sie um den Faktor 10...15, wenn man den Standard-OP 741 durch den entsprechenden Typ 748 ohne Frequenzgangkorrektur ersetzt. Die Letztere ist nicht erforderlich, da ein stabiler Betrieb im aktiven Bereich nicht verlangt wird. Als weitere Maßnahme zur Versteilung der Flanken kann man den Widerstand R_1 durch einen kleinen Kondensator (100 pF) als „Speed-up-Kondensator“ überbrücken, der während des Kippvorgangs die Schleifenverstärkung erhöht.

Häufig ist es auch nicht erforderlich, dass der Ausgang negativ wird, sondern nur bis auf 0 V herunterschwingt. Man geht dazu auf einen Betrieb mit *einer* Betriebsspannung über (*Single Supply*), wozu sich besonders Operationsverstärker mit pnp-Eingangsstufe eignen⁴. Unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte werden auch spezielle als Komparator bezeichnete Operationsverstärker gebaut. In der Regel besitzen diese im Interesse einer flexiblen Ausgangsbeschaltung einen offenen Kollektor, der einen externen Pull-up-Widerstand erfordert⁵. Auf die sonst übliche Frequenzgangkorrektur verzichtet man. Bei hohen Genauigkeitsforderungen an die Schaltschwellen und gleichzeitig mäßigen Ansprüchen an die Dynamik ist ein herkömmlicher Operationsverstärker jedoch vorzuziehen.

Abb. 14.11 und 14.12 zeigen je ein Beispiel zum Betrieb mit *einer* Betriebsspannung. Zweckmäßig stellt man die Spannungsteiler 10 kΩ–30 kΩ durch eine Ersatzspannungsquelle dar. Auf diese Weise erhält man die Struktur der Grundsaltungen und findet dann im direkten Vergleich mit Abb. 14.9 und 14.10 die Ersatzwerte R_1 , R_2 und U_v . Damit lassen sich die Triggerschwellen nach den oben angegebenen Beziehungen unmittelbar berechnen. Abb. 14.11b und Abb. 14.12b zeigen dies mit der vereinfachenden Annahme, dass die Pull-up-Widerstände – falls erforderlich – die Ausgänge vollständig „hochziehen“ $\rightarrow U_{s+} = U_B$. Ferner wird unterstellt, dass die Sättigungsspannung der Ausgangstransistoren vernachlässigbar ist $\rightarrow U_{S-} = 0$. Man erhält so relativ schmale Hystereseschleifen, die sich beispielsweise für Komparatoren und für Zweipunktregler eignen. Die Hysterese verschwindet für $R_1 \rightarrow \infty$, gleichzeitig jedoch auch das Kippverhalten. Um dieses zu erhalten und andererseits eine gewisse Störfestigkeit zu erzeugen, ist eine kleine Hysterese stets vorteilhaft.

Literatur: [14-1, 14-2, 14-3, 14-5, 14-7]

⁴ Siehe dazu Abschn. 12.1 und 12.2.

⁵ Siehe Anhang B.11 und B.12.

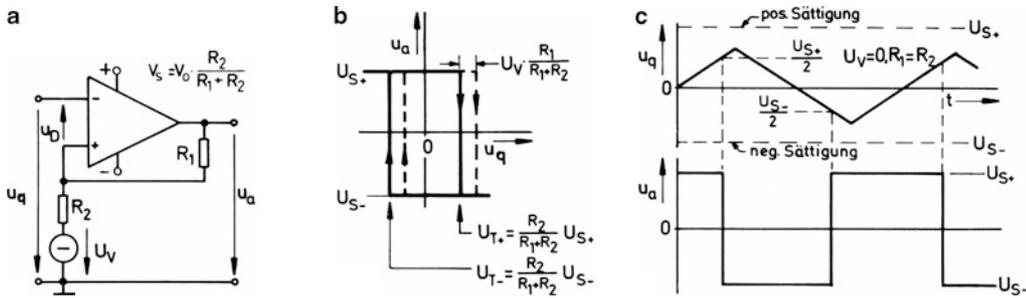


Abb. 14.9 Invertierender Trigger. **a** Schaltung, **b** Übertragungskennlinie, **c** Spannungs-Zeit-Diagramm

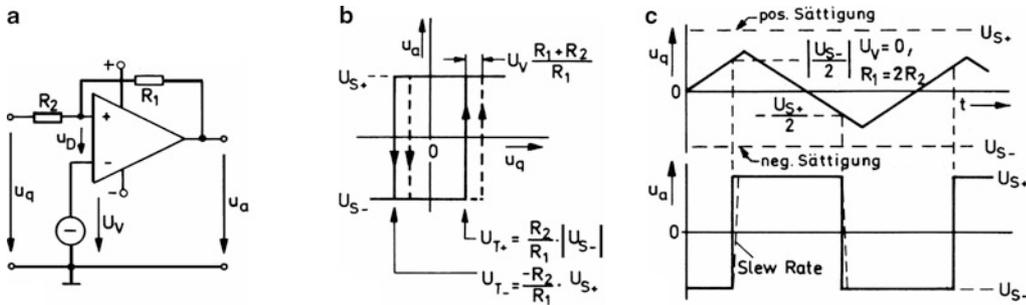


Abb. 14.10 Nichtinvertierender Trigger. **a** Schaltung, **b** Übertragungskennlinie, **c** Spannungs-Zeit-Diagramm

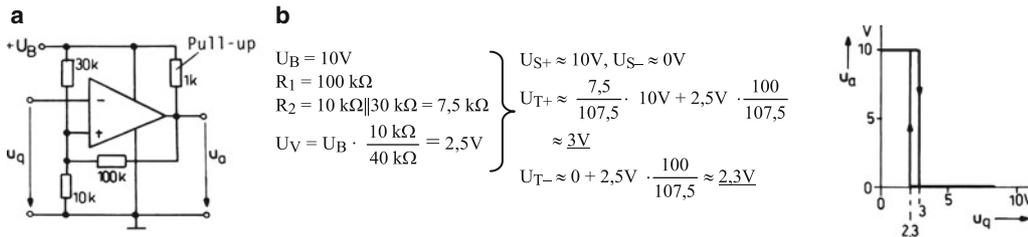


Abb. 14.11 Beispiel zum invertierenden Trigger mit *einer* Betriebsspannung. **a** Schaltung, **b** Kennwerte und Übertragungskennlinie

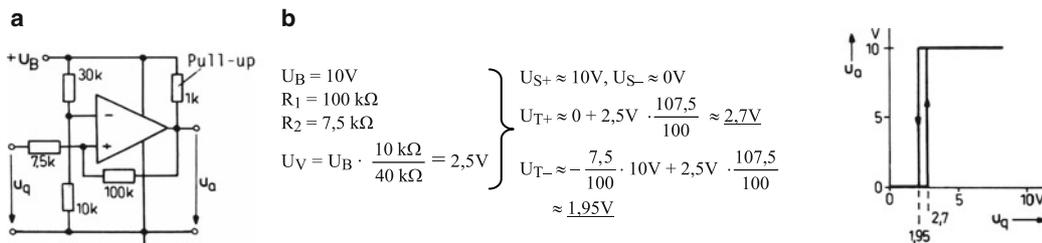


Abb. 14.12 Beispiel zum nichtinvertierenden Trigger mit *einer* Betriebsspannung. **a** Schaltung, **b** Kennwerte und Übertragungskennlinie

14.5 Fensterkomparatoren

Fensterkomparatoren zeigen an, ob eine variable Eingangsspannung innerhalb eines aus zwei Vergleichswerten gebildeten „Fensters“ liegt oder außerhalb. Man benötigt dazu zwei Komparatoren ohne oder auch mit einer kleinen Hysterese. Abb. 14.13a zeigt eine mögliche Schaltung mit den Komparatoren K1 und K2 und der variablen Eingangsspannung u_M . Die Ausgangsspannung u_1 des Komparators K1 ist hoch (H, High) im Bereich $u_M < U_u$, wobei U_u der untere Vergleichswert ist. Die Ausgangsspannung u_2 des Komparators K2 ist hoch (H, High) im Bereich $u_M > U_o$, wobei U_o der obere Vergleichswert ist. Führt man die Spannungen u_1 und u_2 auf die angegebene „ODER-Schaltung“, so ist deren Ausgang mit der Spannung u_{12} außerhalb des aus U_u und U_o gebildeten Fensters auf High-Potential. Im Bereich $U_u < u_M < U_o$ hat dieser LOW-Potential (L). Ein nachgeschalteter Inverter – hier als invertierender Trigger ausgebildet – kehrt die Ausgangswerte um (Abb. 14.13b).

Eine fertige Schaltung, die diese Funktion ausführt, ist der integrierte Baustein TCA 965⁶. Dieser besitzt noch einige Zusatzfunktionen und wird vom Hersteller als Fensterdiskriminator bezeichnet. Abb. 14.14a zeigt ein Blockbild mit zusätzlicher äußerer Beschaltung, wie sie für einen Funktionstest geeignet ist. Man erkennt im Kern wieder die Komparatoren K1 und K2, die im Interesse eines günstigen Umschaltverhaltens mit einer kleinen Hysterese ($\approx 5\text{ mV}$) dank einer internen Mitkopplung ausgestattet sind. Mit einem NOR-Gatter (ODER-Schaltung mit Invertierung) wird ein „H-Fenster“ und über einen nachgeschalteten Inverter ein „L-Fenster“ gebildet. Die Komparatorausgänge sind über Inverter zusätzlich herausgeführt. Die entsprechenden Ausgänge 2 und 14 sowie die „Fensterausgänge“ 3 und 13 werden gebildet durch Transistoren mit offenem Kollektor. Sie können einen Strom von jeweils 50 mA aufnehmen. Die beiden äußeren Ausgänge 2 und 14 lassen sich durch Low-Potential auf den zugehörigen „Inhibiteingängen“ auf H-Potential festhalten (blockieren)⁷.

Im Gegensatz zum Abb. 14.13 wirkt die Spannung u_M als variable Spannung nicht unmittelbar auf die Komparatoren, sondern über eine vorgeschaltete Addier- und Subtrahierschaltung zusammen mit einer zusätzlichen Hilfsspannung U_H . Diese hat im Schaltungsbeispiel durch Masseanschluss der Klemme 9 den Wert Null. Die „Fensterkanten“ haben dann wie in Abb. 14.13 die Werte U_u und U_o . Eine zu-

sätzliche Hilfsspannung U_H verschiebt die Fensterkanten entsprechend Abb. 14.14b um den Betrag U_H nach außen.

Die Ableitung der Schwellenspannungen U_u und U_o von der Betriebsspannung U_B wie in Abb. 14.14a ist nur sinnvoll, wenn die Betriebsspannung stabilisiert ist. Andernfalls kann man die Schwellenspannungen mit einer intern erzeugten Referenzspannung U_{Ref} gewinnen, die mit einem externen Widerstand R_p zwischen 3 V und 6 V einstellbar ist. Wegen des begrenzten Gleichtaktsteuerbereiches müssen U_o und U_u größer als 1,5 V bleiben, die Hilfsspannung U_H dagegen darf bis auf 0 V – wie in Abb. 14.14a – herabgesetzt werden.

Eine interessante Schaltungsvariante gibt Abb. 14.15a an, die mit Grundschaltung II bezeichnet wird und zunächst ohne den Widerstand R_3 betrachtet werde. Die Eingänge 6 und 7 sind zusammengeschaltet und werden von der variablen Spannung u'_M angesteuert. Die Spannung u_M dagegen bildet zusammen mit der Hilfsspannung U_H die obere und untere Schaltschwelle, wobei die Komparatoren K1 und K2 ihre Funktion vertauschen. K2 wird zuständig für den unteren Schwellenwert $u_M - U_H$ und K1 für den oberen Schwellenwert $u_M + U_H$. Abb. 14.15b veranschaulicht die Wirkung. Offenbar sind Fenstermitte und Fensterbreite so unabhängig voneinander durch je eine Spannung einstellbar.

Führt man die gestrichelt eingetragene Widerstandsverbindung zwischen den Klemmen 3 und 9 ein, so wird offenbar die Hilfsspannung U_H beim Überschreiten der Fensterkanten jeweils zwischen den Werten U_{HL} und U_{HH} umgeschaltet. Beim Eintritt der Spannung u'_M in das Fenster werden die Kanten nach außen geschoben, im anderen Fall nach innen. Die sich daraus ergebende Kantenhysterese ist nützlich, um Flatterschwingungen zu vermeiden, wenn der Spannung u'_M beispielsweise kleine Störungen überlagert sind. Durch entsprechende Widerstandsbeschaltung lässt sich auch die in Abb. 14.14 angegebene Schaltung mit Kantenhysterese ausstatten.

Der Baustein TCA 965 lässt sich vor allem in Überwachungseinrichtungen mit Toleranzvorgabe vorteilhaft einsetzen. Er kann auch als Dreipunktregler arbeiten, beispielsweise für die Steuerbefehle „Rechtslauf“ und „Linkslauf“ mit Totzone.

Ferner kann man den Baustein dazu verwenden, einen Komparator mit Hysterese zu bauen, dessen Triggerschwellen unabhängig voneinander einstellbar sind. In der Grundschaltung I nutzt man dazu die Ausgänge 12 und 4, um damit ein RS-Flip-Flop zu setzen und rückzusetzen. Falls dieses nur mit LOW-Potentialen anzusteuern ist, so kann dies über die komplementären Ausgänge 14 und 2 geschehen. Die Schaltung stellt so einen Präzisionstrigger dar und kann als Zweipunktregler dienen, beispielsweise als Laderegler für Akkus mit genau einstellbaren „Schlussspannungen“. Geeignete Schaltungen mit bereits integriertem Flip-Flop für derartige Anwendungen sind die Fensterkomparatoren CA 3098 und CA 3099.

Literatur: [14-3, 14-7, 14-10]

⁶ Siehe Anhang B.11 und B.12.

⁷ Die hier vorweg genommenen Begriffe und Symbole der Digitaltechnik werden im nächsten Kapitel behandelt.

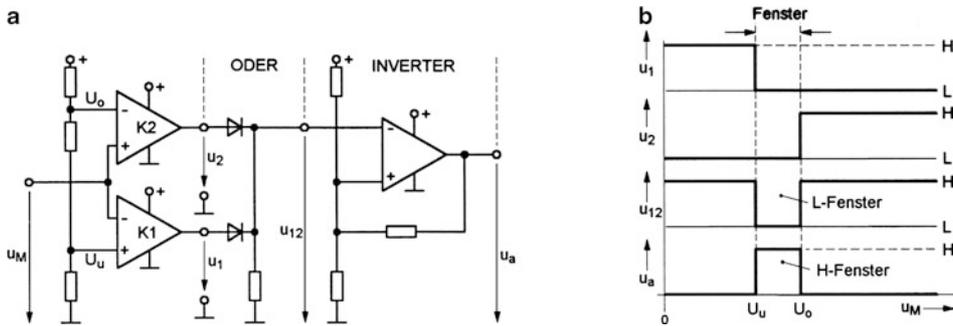


Abb. 14.13 Fensterkomparator. **a** Schaltung, **b** Funktionsdiagramm

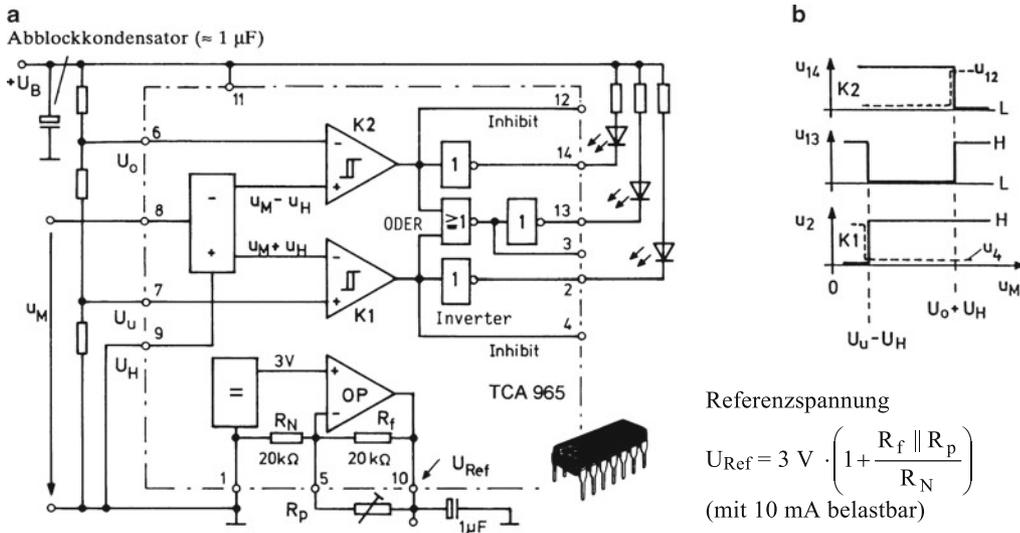


Abb. 14.14 Baustein TCA 965 in Grundschriftung I. **a** Blockbild mit Beschaltungselementen, **b** Funktionsdiagramm

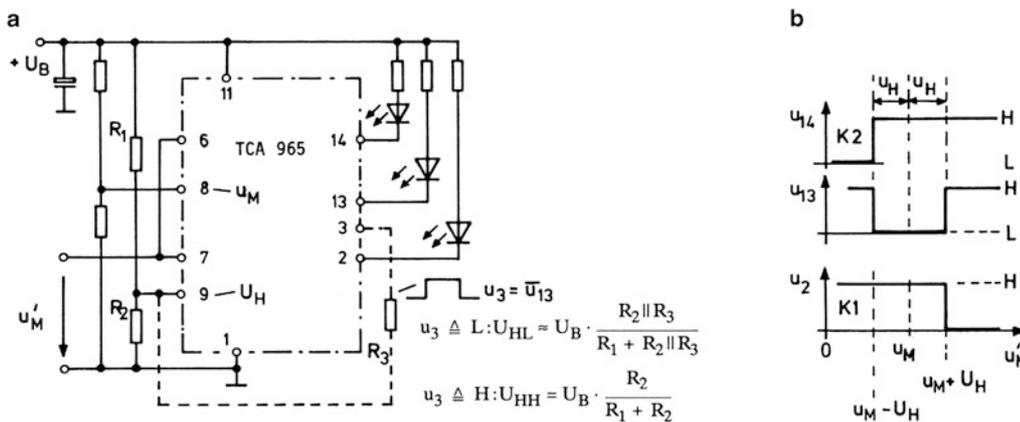


Abb. 14.15 Baustein TCA 965 in Grundschriftung II. **a** Blockbild mit Beschaltungselementen, **b** Funktionsdiagramm

14.6 Multivibratoren mit Operationsverstärkern

Die mit Operationsverstärkern bzw. Komparatoren aufgebauten invertierenden und nichtinvertierenden Trigger bieten die Möglichkeit, verschiedenartige Multivibratoren herzustellen. Im Folgenden wird jeweils ein Betrieb mit symmetrischer positiver und negativer Betriebsspannung angenommen. Alle Schaltungen lassen sich mit geeigneten Bausteinen auf „Single-Supply-Betrieb“ umstellen.

Die Schaltung nach Abb. 14.16a zeigt zunächst einen Rechteckgenerator (astabiler Multivibrator). Sie besteht im Wesentlichen aus einem invertierenden Trigger mit den beiden Schwellenspannungen U_{T+} und U_{T-} . Der Kondensator C_N wird je nach augenblicklicher Schaltstellung des Triggers über den Widerstand R_f von der positiven oder negativen Sättigung aus aufgeladen. Überschreitet die Spannung u_N den Wert U_{T+} , so kippt der Verstärker in die negative Sättigung und verweilt dort, bis durch eine Umladung des Kondensators die Spannung u_N den Wert U_{T-} unterschreitet. Ein fortlaufendes Kippen entsprechend Abb. 14.16b ist die Folge. Bei symmetrischen Verhältnissen $|U_{S+}| = |U_{S-}|$ erhält man wie im Bild gleiche positive und negative Halbschwingungen mit der Breite $T/2$.

Schaltet man über den Schalter S eine Diode zu, so wird diese bei $u_N = u_F > 0,6 \text{ V}$ leitend und verhindert einen weiteren Anstieg der Spannung u_N . Der Verstärker wird also in der positiven Sättigung festgehalten. Die damit erzwungene Ruhelage lässt sich vorübergehend aufheben, wenn man den P-Eingang impulsweise so ansteuert, dass die Schaltung in die negative Sättigung kippt. Dazu genügt ein kurzer negativer „Triggerimpuls“, wie er über ein Impulsgatter zugeführt werden kann (gestrichelte Verbindung). Die damit eingeleitete Umladung des Kondensators C_N wird abgebrochen, wenn die Spannung u_N bis zur negativen Triggerschwelle U_{T-} abgesunken ist und die Schaltung zurückkippt. Die Schaltung verhält sich so als monostabiler Multivibrator. Sie erzeugt, ausgelöst durch kurze negative Triggerimpulse, negative Ausgangsimpulse definierter Impulsdauer T_i . Durch Umpolen der Dioden erhält man einen monostabilen Multivibrator für positive Ausgangsimpulse, auszulösen durch positive Triggerimpulse bzw. positive Impulsflanken.

Die Kombination eines nichtinvertierenden Triggers mit einem Integrator entsprechend Abb. 14.17a führt auf einen Rechteck-Dreieck-Generator. Befindet sich der Trigger gerade in der positiven Sättigung, so treibt er den Integratorausgang in den negativen Bereich, wobei die Spannung u_2 linear absinkt. Diese Spannung wird auf den Eingang des Triggers

rückgeführt und kippt diesen um, sobald die untere Schwelle U_{T-} erreicht wird. Damit springt der Triggerausgang in die negative Sättigung und treibt den Integrator in die positive Richtung, bis die obere Schwelle U_{T+} erreicht wird und der Trigger zurückkippt. Dieses Wechselspiel wiederholt sich fortlaufend. Am Ausgang des Triggers steht somit eine Rechteckschwingung und am Ausgang des Integrators eine Dreieckschwingung zur Verfügung. Im Abb. 14.17b werden die Zeitverläufe für die angegebene Dimensionierung dargestellt. Die Amplituden der Dreieckschwingung lassen sich über den Rückkopplungsteiler $R_1 - R_2$ einstellen, die Anstiegs- bzw. Abfallgeschwindigkeit der Dreieckflanken über den Widerstand R_N , der mit der Kapazität C_f die Integrierzeit T_i bestimmt. Bei symmetrischen Sättigungsspannungen $U_{S+} = |U_{S-}|$ findet man die in Abb. 14.17b angegebene Periodendauer T , unabhängig von der Höhe der Sättigungsspannung.

Eine weitere Schaltungsvariante zeigt Abb. 14.18. Man erkennt wieder die Grundschaltung mit Integrator und Trigger. Der Integrator wird aber nicht wie bisher mit der wechselnden Spannung $\pm U_S$ vom Ausgang des Triggers angesteuert, sondern mit der phasengleichen Spannung $\pm u_1$ über einen zusätzlichen „Polaritätswender“ mit OP2. Der Polaritätswender wird seinerseits durch den Trigger über einen p-Kanal-JFET als Schalter gesteuert. Bei leitendem JFET (Ansteuerung mit U_{S-}) wird der P-Eingang des OP2 mit Masse verbunden, so dass die Funktion eines einfachen Inverters mit Übertragungsfaktor -1 vorliegt. Bei sperrendem JFET (Ansteuerung mit U_{S+}) dagegen tritt der Übertragungsfaktor $+1$ auf. Je nach Schaltzustand des JFETs stellt also der Polaritätswender die Spannung $+u_1$ oder $-u_1$ an seinem Ausgang für den Integrator zur Verfügung. Im Vergleich mit Abb. 14.17 ergibt sich:

$$\frac{u_1}{T_i} \cdot \frac{T}{2} = 2 \cdot U_S \cdot \frac{R_2}{R_1} \rightarrow f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4} \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{T_i} \cdot \frac{u_1}{U_S}$$

mit $U_S = U_{S+} = |U_{S-}|$.

Die Frequenz ist proportional zur Steuerspannung u_1 . Die Schaltung arbeitet als Spannungs-Frequenz-Umsetzer und stellt damit auch einen „VCO“ dar (*voltage controlled oscillator*).

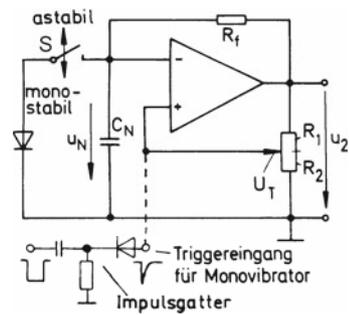
Die abgebildete Zusatzschaltung gestattet die Einstellung unterschiedlicher Integrierzeiten für den positiven und negativen Ladevorgang, wodurch sich eine Sägezahnsschwingung ausbildet bzw. eine Rechteckschwingung mit einem Tastverhältnis verschieden von $1/2$.

Literatur: [14-3, 14-5, 14-6, 14-7]

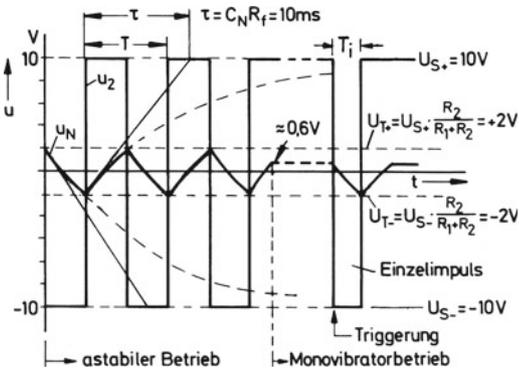
a

Beispiel:

$C_N = 1 \mu\text{F}$, $R_f = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 4 \text{ k}\Omega$,
 $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$



b



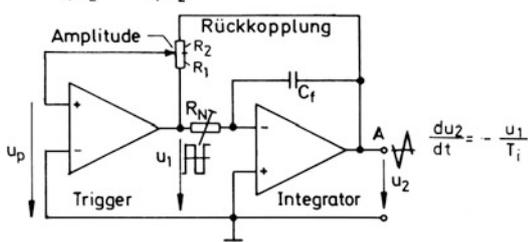
$$T = 2\tau \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \approx 20 \text{ ms} \cdot 0,405 \approx 8 \text{ ms}$$

$$T_i = \tau \cdot \ln \left[\left(1 + \frac{0,6\text{V}}{|U_{S-}|} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \approx 2,8 \text{ ms}$$

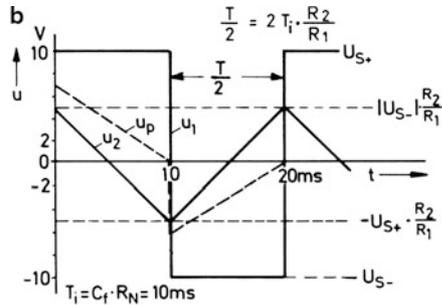
Abb. 14.16 Rechteckgenerator, astabiler und monostabiler Multivibrator. **a** Schaltung, **b** Spannungs-Zeit-Diagramme

a

$$u_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_2 \text{ (Überlagerung)}$$



b



Beispiel: $C_f = 1 \mu\text{F}$, $R_N = 10 \text{ k}\Omega$,
 $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

Abb. 14.17 Rechteck-Dreieck-Generator. **a** Schaltung, **b** Spannungs-Zeit-Diagramm

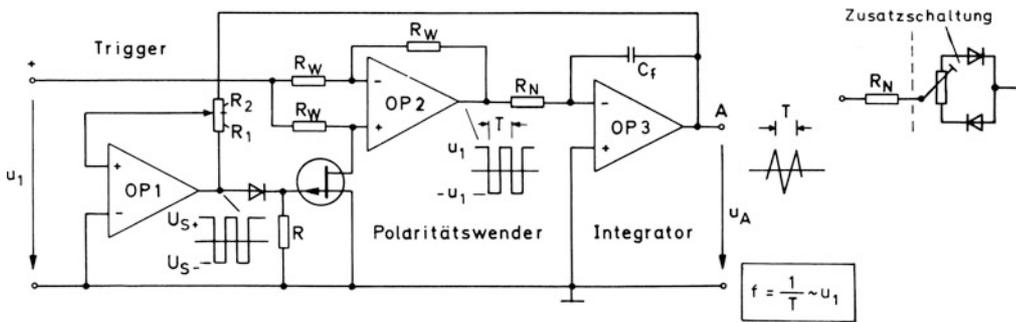


Abb. 14.18 Spannungs-Frequenz-Umsetzer. Zur Funktion des Polaritätswenders vgl. Abschn. 11.3. Zum JFET als Schalter siehe Abschn. 9.2. Mit einem p-Kanal-FET als Schalter eignet sich die Schaltung nur für positive Steuerspannungen u_1 . Für negative Steuerspannungen wäre ein n-Kanal-FET erforderlich, um die notwendige Phasengleichheit zwischen den Rechteckschwingungen am Ausgang von OP1 und OP2 zu gewährleisten

14.7 Multivibratoren mit dem Timer-IC 555

Viele Multivibratorschaltungen lassen sich mit dem Timer-IC 555 realisieren. Abb. 14.19 zeigt den inneren Aufbau in Blockdarstellung und Abb. 14.20 die Anschlussbilder für die Einfachversion 555 und die Zweifachversion 556. Zum Betrieb genügt eine Betriebsspannungsquelle (*Single Supply*)⁸.

Die Schaltung enthält zwei Komparatoren K1 und K2, die ein Flip-Flop setzen bzw. rücksetzen können sowie eine invertierende Pufferstufe und den Einzeltransistor T mit offenem Kollektor. Je ein Eingang der Komparatoren ist an einen internen Spannungsteiler angeschlossen, der aus 3 gleichen Widerständen R besteht und damit zwei Potentialschwellen bildet in der Höhe $1/3 U_B$ und $2/3 U_B$. Nach dem Einschalten geht das Flip-Flop bei offenem oder „hochliegendem“ Triggereingang in eine bestimmte Ruhelage (Vorzugslage), wobei der schwarz markierte Ausgang \bar{Q} den Zustand H (High) annimmt. Ausgang A (Klemme 3) nimmt den Zustand L $\approx 0\text{ V}$ ein. Senkt man danach das Potential am Triggereingang (Klemme 2) unter den Schwellenwert $1/3 U_B$ ab, so wird das Flip-Flop gesetzt und erzeugt damit Potential H am Ausgang A. Es wird rückgesetzt, wenn Eingang 6 zum Komparator K2 die obere Potentialschwelle ($2/3 U_B$) überschreitet, oder wenn Anschluss 4 auf L-Potential geht (dominierendes Rücksetzen). Der Hilfstransistor T ist jeweils leitend bei L und gesperrt bei H am Ausgang A.

Die Anwendungsmöglichkeiten der Schaltung sind vielfältig. Zunächst kann sie einfach als RS-Flip-Flop dienen mit Leistungsausgang aufgrund der Pufferstufe. Im Gegensatz zum einfachen RS-Flip-Flop mit statischer Ansteuerung im Abschn. 14.2 erfolgt das Setzen hier mit einem L-Impuls (Klemme 2) und das Rücksetzen wie dort mit einem H-Impuls (Klemme 6).

Mit einer Verbindung zwischen den Klemmen 2 und 6 ergibt sich die Funktion eines Triggers bzw. Präzisionstriggers, dessen Schaltschwellen über Anschluss 5 (*control voltage*) beeinflusst werden können. Dazu kann eine zusätzliche Steuerspannung dienen oder ein Pull-up- oder Pull-down-Widerstand⁹. Die Hauptanwendung aber liegt auf dem Gebiet der Multivibratoren, wozu Abb. 14.21 drei Schaltungsbeispiele zeigt:

a) **Einfacher Monovibrator.** Nach dem Einschalten der Betriebsspannung hat der Ausgang L-Potential, wenn Eingang Tr offen oder genügend positiv ist. Der gleich-

zeitig leitende Transistor T hält den Kondensator C entladen. Unterschreitet das Potential am Triggereingang die untere Schwelle, so wird das Flip-Flop gesetzt, Ausgang A springt auf H-Potential, und der nun sperrende Transistor T gibt den Kondensator C frei für eine Aufladung über den Widerstand R_1 . Nach Ablauf der Zeit $T_1 \approx 1,1 \cdot \tau$ erreicht die Spannung u_c die obere Schwelle und setzt damit über Anschluss 6 das Flip-Flop zurück. Der Ausgang A springt auf $\approx 0\text{ V}$, Transistor T wird leitend und entlädt den Kondensator C, so dass der Ausgangszustand wieder hergestellt ist.

b) **Nachtriggerbarer Monovibrator.** Der zeitbestimmende Kondensator C wird in diesem Fall dem Triggereingang 2 vorgeschaltet, der mit dem Rücksetzeingang 6 verbunden ist. Im Ruhezustand ist C aufgeladen. Steuert man den parallel geschalteten Transistor mit einem positiven Impuls an, so wird der Kondensator sehr schnell entladen. Gleichzeitig geht der Ausgang auf H-Potential und verweilt dort, bis nach Ablauf der Zeit T_1 Kondensator C wieder ausreichend geladen ist und über Anschluss 6 rückgesetzt wird. Der nächste Impuls triggert erneut. Kurzzeitig folgende Impulse verhindern ein Wiederaufladen von C und damit ein Rücksetzen, was erst nach einer Pause von etwa $1,1\tau$ möglich ist. Der Monovibrator wird von kurzzeitig folgenden Impulsen „nachgetriggert“. Erst nach einer ausreichend großen Impulslücke ($1,1\tau$) kippt er zurück. Die Schaltung eignet sich mit diesem Verhalten als „missing pulse detector“. Sie meldet das Fehlen von Nachtrigger-Impulsen. Für einen Taster anstelle des Transistors (gestrichelt) wirkt sie als „Entprellschaltung“ mit einer durch die Zeitkonstante einstellbaren Dehnung des Tastimpulses.

c) **Astabiler Multivibrator.** Mit Schalter S in der gezeichneten Stellung verharrt der Ausgang in seiner Ruhelage (L). Das Flip-Flop ist rückgesetzt. Der Triggereingang (2) befindet sich ebenfalls auf L-Potential, da Transistor T leitet. Beim Umschalten von S wird das Flip-Flop gesetzt. Der Kondensator C lädt sich dann über R_1 und R_2 auf, bis die obere Schwelle erreicht wird und über Anschluss 6 rückgesetzt wird. Es folgt eine Entladung des Kondensators C über Widerstand R_2 und Transistor T bis zum Erreichen der unteren Schwelle, wo erneut gesetzt wird. So ergibt sich ein freischwingender Betrieb mit $T_1 > T_p$. Durch Zuschalten einer Diode (gestrichelt) parallel zum Widerstand R_2 wird es jedoch auch möglich, $\tau_1 < \tau_2$ und damit $T_1 < T_p$ zu machen. Über Anschluss 5 ist zudem eine gewisse Impulsmodulation möglich.

⁸ Zu weiteren Informationen siehe Anhang B.14.

⁹ Zu weiteren Informationen siehe Anhang B.14.

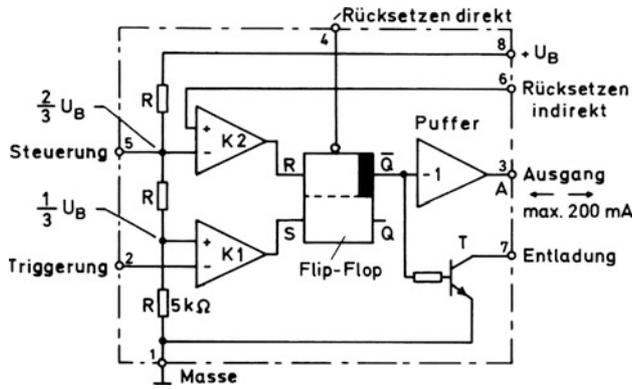


Abb. 14.19 Blockschaltbild zum Timer 555

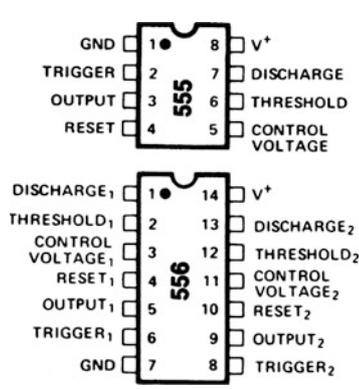


Abb. 14.20 Anschlussbilder

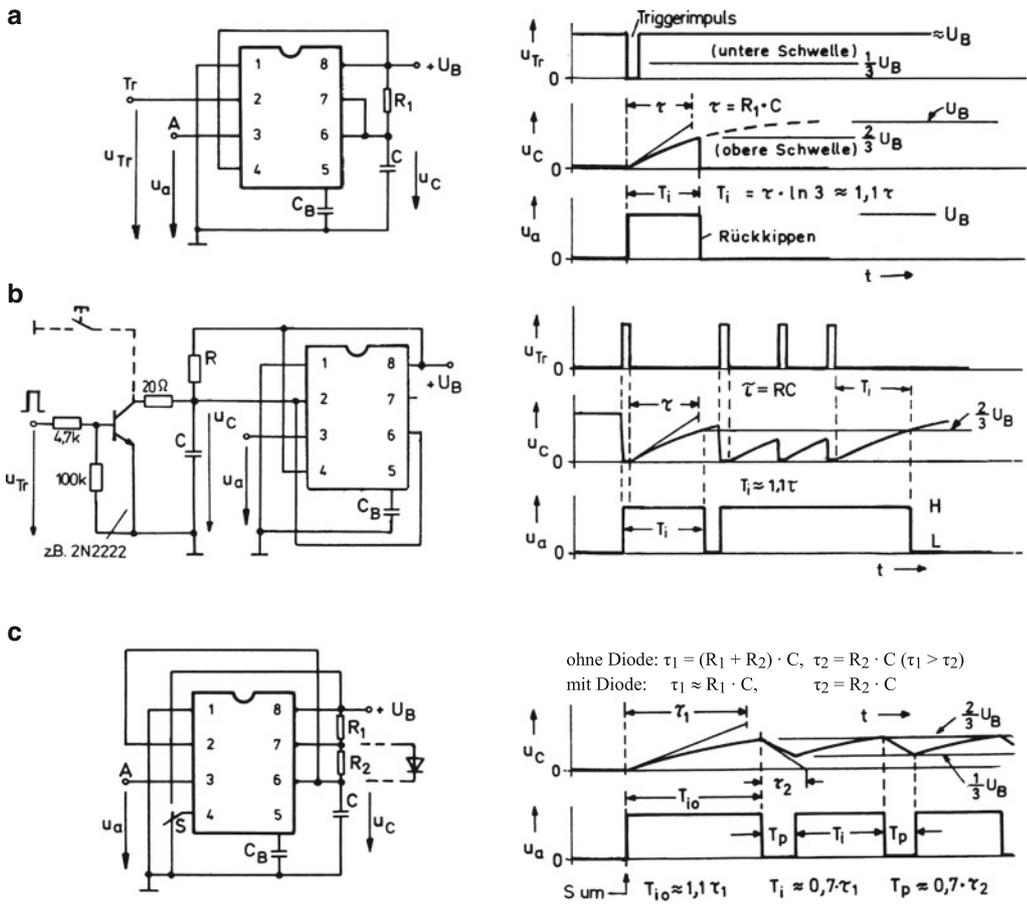


Abb. 14.21 Anwendungsbeispiele mit Spannungs-Zeit-Diagrammen. **a** einfacher Monovibrator, **b** nachtriggender Monovibrator, **c** astabiler Multivibrator

14.8 Funktionsgenerator 8038¹⁰

Der Baustein 8038 dient der simultanen Erzeugung von Rechteck-Dreieck- und Sinusschwingungen variabler Frequenz. Eine derartige Schaltung bezeichnet man als Funktionsgenerator. Die Wirkungsweise lässt sich anhand des Abb. 14.22 erklären, das den Baustein in einer Grundschaltung mit nur wenigen externen Beschaltungselementen – 4 Widerstände, 1 Drahtbrücke, 1 Kondensator – zeigt. Der externe Kondensator C_T wird zunächst mit einem konstanten Strom I_C geladen, so dass sich ein linearer Anstieg der Kondensatorspannung u_C ergibt. Sobald diese den Schwellenwert $2/3 U_B$ erreicht, setzt Komparator K1 das Flip-Flop FF, das seinerseits über die Transistoren T_5 und T_4 auf Entladen umschaltet. Sinkt die Kondensatorspannung dann bis zum Schwellenwert $1/3 U_B$, so wird über Komparator K2 das Flip-Flop rückgesetzt und damit wieder auf Ladebetrieb umgeschaltet. Dieser fortlaufende Schaltwechsel erzeugt eine Rechteckschwingung an Klemme 9, eine Dreieckschwingung an Klemme 3 und eine Sinusschwingung an Klemme 2, jeweils dargestellt in Abb. 14.22b. Die Dreieckschwingung ergibt sich aus der Kondensatorspannung, die durch einen Spannungsfolger mit der Verstärkung 1 gepuffert wird. Ein Funktionsgeber FG erzeugt daraus eine Sinusschwingung.

Die Ladung des Kondensators geschieht mit dem Strom $I_C = I_A$, der mit Transistor T_2 und Widerstand R_A als programmierbare Stromquelle erzeugt wird. Der ebenso erzeugte Strom I_B wird während der Ladeperiode über den dann leitenden Transistor T_5 abgeleitet, während T_4 sperrt. Mit Beginn der Entladephase wird T_5 gesperrt. Über Transistor T_4 mit der Stromverstärkung $B = 2$ – in Wirklichkeit handelt es sich um eine Stromspiegelschaltung – wird dann der Strom $2 I_B$ gezogen, so dass $I_C = I_A - 2 I_B$ wird. Für $R_B = R_A$ wird $I_B = I_A$ und damit $I_C = -I_A$. In diesem Fall vollziehen sich also Laden und Entladen mit der gleichen Geschwindigkeit. Mit Abb. 14.22b findet man:

$$\frac{du}{dt} \cdot \frac{T}{2} = \frac{1}{3} U_B.$$

Mit

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_A}{C_T} = \frac{1}{5} \cdot \frac{U_B}{R_A} \cdot \frac{1}{C_T}$$

folgt:

$$T = \frac{R_A \cdot C_T}{0,3} \text{ und } f = \frac{0,3}{R_A \cdot C_T}$$

als Frequenz.

In der beschriebenen Schaltung mit einfacher Betriebsspannung $+U_B$ pendelt die Dreieckschwingung um den Gleichpegel $1/2 U_B$. Die einfache Amplitude beträgt $1/6 U_B$. Bei symmetrischer Speisung mit $\pm U_B$ verschwindet der Gleichanteil, die Amplitude wird $1/3 U_B$.

Unter der Annahme symmetrischer Speisung wird mit Abb. 14.23 der Funktionsgeber beschrieben, und zwar beschränkt auf die positive Halbschwingung. Abb. 14.23a zeigt die Schaltung. Mit einem mehrstufigen Spannungsteiler wer-

den 4 Potentialschwellen $0,06 U_B$ bis $0,2 U_B$ erzeugt, die über die npn-Transistoren $T1, T3, T5, T7$ als Emitterfolger auf die Basen der pnp-Transistoren $T2, T4, T6, T8$ mit „ U_{BE} -Versatz“ übertragen werden. Überschreitet die Spannung u_2 diese Schwellen, so werden die Transistoren $T2, T4, T6, T8$ nacheinander leitend, wodurch sich die vielfach geknickte Übertragungskennlinie gemäß Abb. 14.23b ergibt. Die angegebenen Steigungswerte erhält man aus dem jeweils wirksamen Spannungsteilerverhältnis mit dem Widerstand R_v . Dank der Krümmung der Transistorkennlinien werden die Knickstellen in Wirklichkeit verschliffen, so dass sich tatsächlich eine glatte Übertragungskennlinie ergibt, was der gewünschten Sinusform der Spannung u_2 zugute kommt. Mit Widerstand R_S (Abb. 14.22a) kann man die Potentialschwellen etwas verschieben und auf optimale Sinusform abgleichen.

An die Stelle des internen festen Spannungsteilers $10 \text{ k}\Omega$ – $40 \text{ k}\Omega$ für die programmierbare Stromquelle kann im Hinblick auf eine Frequenzvariation auch ein externer (variabler) Teiler treten, wobei man Pin 7 offen lässt und Pin 8 zum Abgriff führt. Man kann so das Potential an Pin 8 variieren zwischen $+U_B$ und einem Tiefstwert, der noch über der oberen Komparatorschwelle ($2/3 U_B$) liegen muss. Für einfache Speisung mit $U_B = 15 \text{ V}$ liegt dieser Tiefstwert bei 11 V . Als größtmögliche Spannung über den Widerständen R_A/R_B ergeben sich somit 4 V . Bei symmetrischer Speisung mit $\pm 15 \text{ V}$ wäre entsprechend ein Spannungshub von 8 V möglich. Mit diesen Werten (etwa 4 V bzw. 8 V) sind die Widerstände R_A/R_B zu bemessen unter Zugrundelegung der zugehörigen Ströme $I_{A\max} = I_{B\max} \approx 1,5 \text{ mA}$. Die Kapazität C_T folgt nach obiger Formel, wobei die höchste gewünschte Frequenz einzusetzen ist.

Abb. 14.24 zeigt eine Anwendung als Spannungs-Frequenz-Umsetzer bzw. als linearer „Wobbelgenerator“. Der nachgeschaltete OP2 stellt einen gepufferten Sinusausgang A zur Verfügung. Die Schaltung arbeitet mit symmetrischer Betriebsspannung, wobei der Generatorbaustein nur an der negativen Spannung betrieben wird. Dadurch wird es möglich, über OP1 die Ströme I_A und I_B kontinuierlich zu steuern im Hinblick auf eine kontinuierliche Frequenzvariation (vgl. Prinzipbild Stromquelle). Wenn sich der Last- oder Quellenstrom I_L zu gleichen Teilen auf die Widerstände R_A und R_B aufteilen soll, gilt:

$$I_A = I_B = \frac{1}{2} I_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_1}{R_N}$$

Analog zu oben gilt:

$$\frac{I_A}{C_T} \cdot \frac{T}{2} = \frac{1}{3} U_B.$$

Es folgt:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{3}{4} \cdot \frac{u_1}{U_B} \cdot \frac{1}{R_N C_T}$$

Die Schaltung ist optimal dimensioniert, wenn man für $I_{A\max}$ und $I_{B\max}$ wieder jeweils $1,5 \text{ mA}$ ansetzt.

Literatur: [14-6, 14-7]

¹⁰ Als XR 8038 (EXAR) und ICL 8038 (Intersil) erhältlich. Siehe auch Bauteile-Katalog (Anhang B.14). Als verbesserter Nachfolger für Frequenzen bis 20 MHz gilt der Baustein MAX 038 von Maxim.

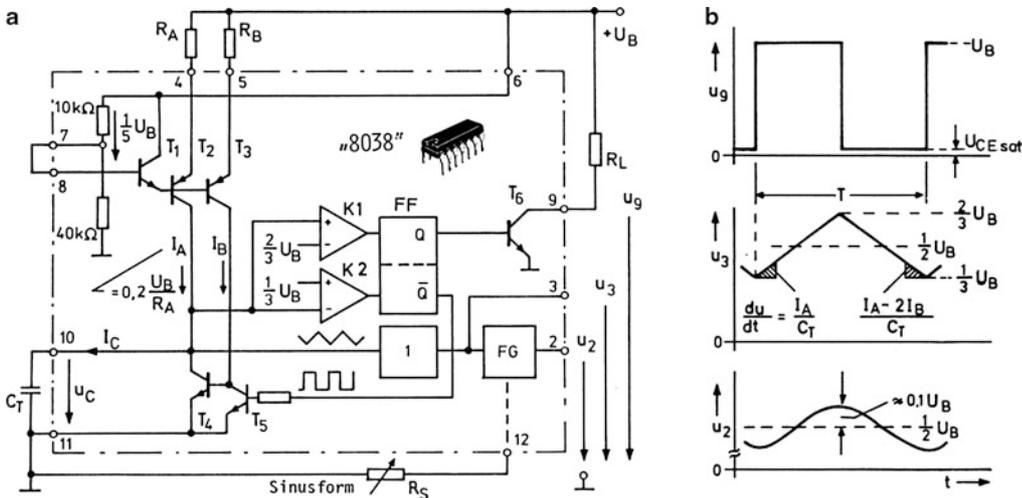


Abb. 14.22 Blockbild und Spannungs-Zeit-Diagramm zum Baustein 8038. **a** Blockbild mit Beschriftungselementen, **b** Zeitverläufe

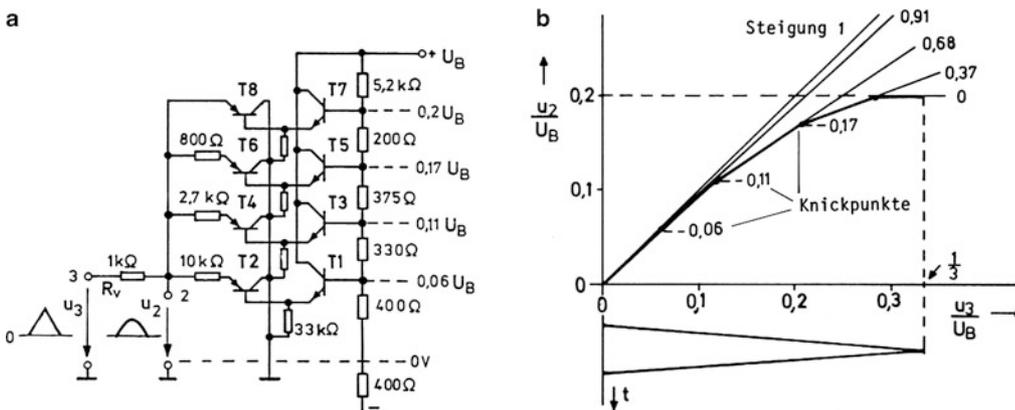
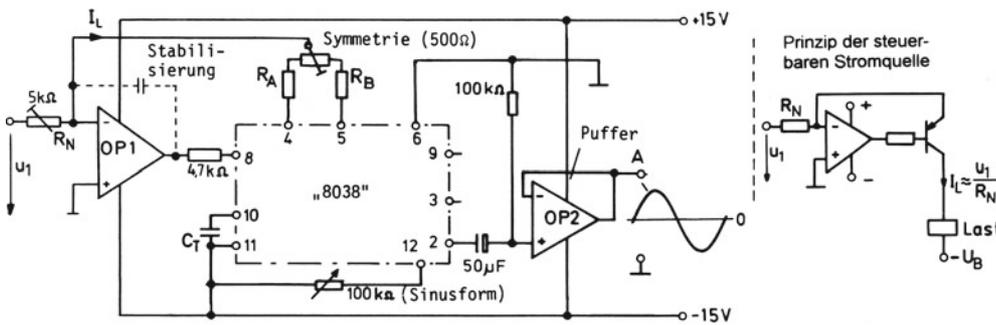


Abb. 14.23 Funktionsgeber für Dreieck-Sinus-Umformung. **a** Schaltung, **b** Übertragungskennlinie für symmetrische Speisung



Dimensionierung für $I_A = I_B$: $\frac{u_1 \max}{R_N} = 3 \text{ mA}$, $R_A = R_B = 2 \text{ k}\Omega$, $C_T = \frac{3}{4} \cdot \frac{u_1 \max}{U_B} \cdot \frac{1}{R_N \cdot f_{\max}}$.

Abb. 14.24 Linearer Wobbelgenerator (Spannungs-Frequenz-Umsetzer)

14.9 Spannungs-Frequenz-Umsetzer

In diesem Kapitel wurden bereits zwei Schaltungen vorgestellt, die als Spannungs-Frequenz-Umsetzer (U/f-Umsetzer) arbeiten. Für Anwendungen in der Messtechnik benötigen diese eine hohe Linearität über mehrere Spannungs- und Frequenzdekaden, beispielsweise von 1 mV bis 10 V bzw. 1 Hz bis 10 kHz. Dazu stehen heute spezielle monolithisch integrierte Bausteine zur Verfügung, die mit wenigen externen Bauelementen die gewünschte Funktion ausführen, ebenso die Umkehrfunktion als Frequenz-Spannungs-Umsetzer (f/U-Umsetzer). Entsprechend Abb. 14.25 enthalten diese Bausteine meistens als wesentliche Elemente einen Komparator K, einen Operationsverstärker OP, einen Monovibrator M und eine von diesem impulsweise einschaltbare Stromquelle (Stromsenke) I.

Beim U/f-Umsetzer wird nach Abb. 14.25a der OP als Integrator geschaltet, an dessen Eingang die umzusetzende Spannung u_1 liegt. Zu Beginn des Vorgangs wird der Integrator durch einen kräftigen Stromimpuls I der Dauer T_i in die positive Richtung getrieben. Anschließend wird die entsprechende Ladung des Kondensators C_1 wieder ausgeglichen durch den Strom i_1 . Dabei sinkt die Ausgangsspannung des Integrators auf null und löst über den Komparator und den Monovibrator erneut einen Ladeimpuls aus. Dieses Wechselspiel wiederholt sich fortlaufend, und zwar umso schneller, je größer der ausgleichende Strom i_1 ist. Die so am Ausgang gewonnene Impulsfrequenz $f = 1/T$ ist streng proportional zur Spannung u_1 . Das beschriebene Wirkungsprinzip trägt die Bezeichnung Ladungs-ausgleichs-Methode (*charge balancing method*).

Die Funktion als f/U-Umsetzer wird mit Abb. 14.25b beschrieben. Eine ankommende Impulsfolge löst mit der negativen Flanke über den Komparator und den Monovibrator jeweils einen Stromimpuls der Dauer T_i aus. Der OP wirkt in diesem Fall als Strom-Spannungs-Umformer mit Tiefpasscharakteristik im Sinne eines Mittelwertbildners und erzeugt eine Ausgangsspannung U_A proportional der eingehenden Impulsfrequenz. Durch eine hinreichend hohe Zeitkonstante $\tau = R_2 \cdot C_2$ lässt sich die enthaltene Welligkeit weitgehend unterdrücken, wodurch der Umsetzvorgang jedoch entsprechend langsam wird.

Abb. 14.26 zeigt die Nutzung beider Funktionen zu einer Analogsignalübertragung, wobei die Eingangs- und Ausgangsseite durch einen Optokoppler OK galvanisch getrennt sind und daher unterschiedliche Massepotentiale besitzen dürfen¹¹. Verwendet wird der Baustein 4151, der als be-

sonders einfache und preiswerte Version im 8 Pin-DIP auf einen Operationsverstärker als Integrator verzichtet. Die Impulsbreite T_i ist einstellbar mit den Schaltelementen R_T und C_T , der Strom I mit dem Widerstand R_I . Kondensator C_1 wird mit dem Strom I impulsweise geladen und entlädt sich in den Pausen über Widerstand R_1 . Sobald dabei die Spannung u_1 unterschritten wird, löst der Komparator den nächsten Ladeimpuls aus. Das Nachladen geschieht umso häufiger, je höher die Spannung u_1 ist. In entsprechend kürzeren Zeitabständen schickt die Leuchtdiode im Optokoppler OK Lichtimpulse zu dem benachbarten Fototransistor. Dieser wiederum erzeugt die negativen Triggerimpulse für den Monovibrator auf der Ausgangsseite. Die ausgelösten Stromimpulse werden dort von einem passiven Tiefpass $C_2 \parallel R_2$ aufgenommen und in eine Spannung umgeformt. Um den Ausgang A unabhängig von der Belastung zu machen, schaltet man zweckmäßig noch einen Pufferverstärker nach, der als Tiefpass ausgebildet, einer weiteren Welligkeitsunterdrückung dienen kann. Aufgrund der Integration am Eingang und Ausgang ist dieses Übertragungsverfahren relativ träge. Es verfügt jedoch gerade deswegen über eine hohe Rauschunterdrückung und Störsicherheit.

Eine etwas zweckentfremdete Anwendung des Bausteins 4151 zeigt Abb. 14.27a. Mit zwei Bausteinen dieser Art und einigen externen Elementen kann man einen Treppengenerator bauen. Seine Funktion wird anschaulich beschrieben mit Abb. 14.27b. Nach dem Einschalten der Betriebsspannung lädt sich zunächst Kondensator C über den Widerstand R auf, bis die am Pin 6 des Komparators K2 liegende Schwellenspannung erreicht wird. In diesem Augenblick wird der zugehörige Monovibrator getriggert. Dieser schaltet Transistor Tr 2 durch, der seinerseits Kondensator C sehr rasch entlädt. Gleichzeitig löst der Monovibrator einen Stromimpuls I_2 von der Dauer T_{i2} aus, der Kondensator C_A um den Betrag der Stufenspannung Δu auflädt. Anschließend wird Kondensator C erneut aufgeladen, womit sich die Vorgänge wiederholen. Dabei baut sich die Spannung u_A treppenförmig auf, bis der am Pin 6 des Komparators K1 anliegende Schwellenwert erreicht ist. In diesem Augenblick wird der Monovibrator des Bausteins 1 getriggert und schaltet über die ihm zugeordnete Stromquelle den externen Transistor Tr 3, der Kondensator C_A entlädt. Während der Zeit T_{i1} hält Transistor Tr 1 auch den Kondensator C entladen. Anschließend wird dieser freigegeben und erneut aufgeladen, so dass das Wechselspiel fortgesetzt wird.

Literatur: [14-5, 14-7]

¹¹ Zum Optokoppler siehe Abschn. 17.2.

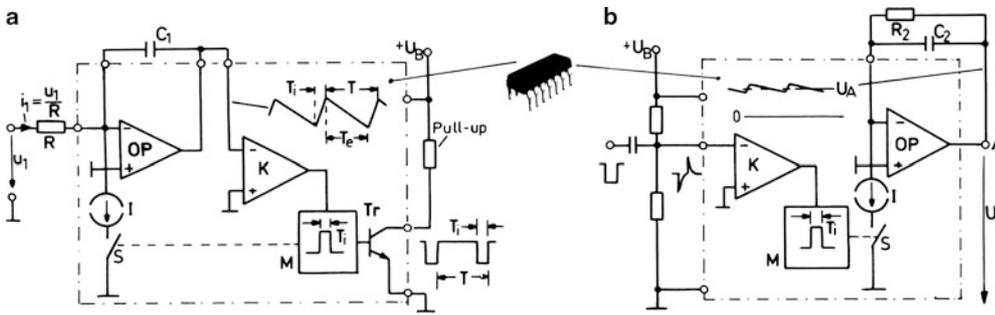


Abb. 14.25 Spannungs-Frequenz-Umsetzung und Frequenz-Spannungs-Umsetzung. Aufgebaut sind so die Typen VFC 32, AD 650 und RC 4153, siehe Anhang B.14. **a** U/f-Umsetzer (Prinzipbild), **b** f/U-Umsetzer (Prinzipbild)

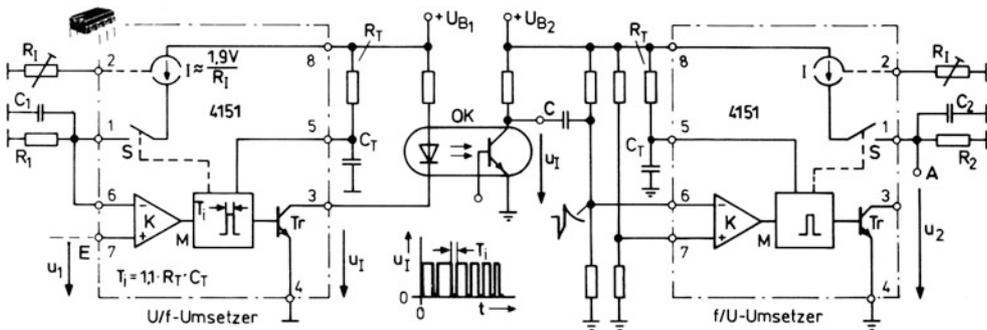


Abb. 14.26 Analogsignalübertragung über U/f- und f/U-Umsetzer mit optischer Kopplung. Zum Optokoppler siehe Abschn. 17.2. Zur Dimensionierung der übrigen Schaltung gilt: $R_1 = 12 \text{ k}\Omega \dots 20 \text{ k}\Omega$, $R_T = 4,7 \text{ k}\Omega \dots 10 \text{ k}\Omega$, $C_T = 1 \text{ nF} \dots 100 \text{ nF}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 0,1 \mu\text{F} \dots 10 \mu\text{F}$, $C_2 = 1 \dots 100 \mu\text{F}$

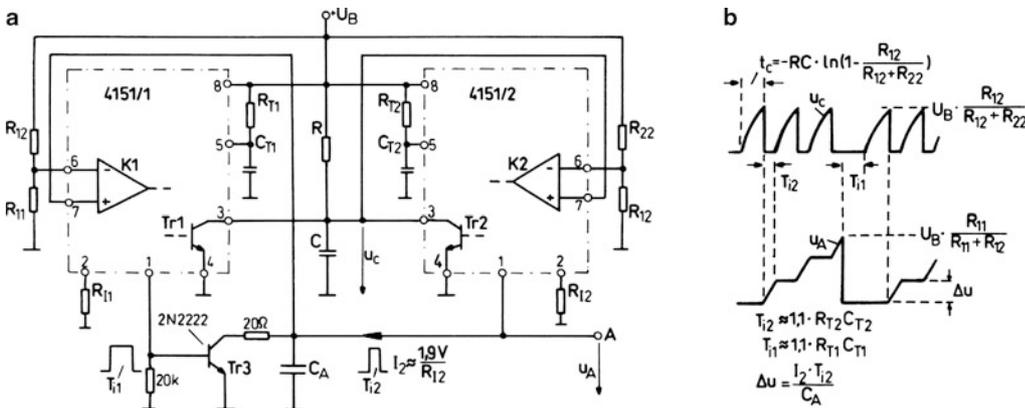


Abb. 14.27 Treppenspannungsgenerator. **a** Schaltung, **b** Spannungs-Zeit-Diagramm

14.10 Kippschaltungen mit Unijunction-Transistoren¹²

Seinem Aufbau nach hat der Unijunction-Transistor (UJT) Ähnlichkeit mit einem Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor (Abb. 14.28a). Die üblichen Elektrodenbezeichnungen sind jedoch vom Bipolartransistor übernommen, mit dem er die Ladungsträgerinjektion vom Emitter zur Basis gemeinsam hat. Die ausgedehnte Basiszone hat zwei Anschlüsse B_1 und B_2 , was in der Bezeichnung „Doppelbasisdiode“ zum Ausdruck kommt. Die schwach leitende Verbindung zwischen den beiden Anschlüssen Basis 1 und Basis 2 kann durch Reihenschaltung zweier Widerstände R_{B1} und R_{B2} ersatzweise dargestellt werden, die einen Spannungsteiler mit dem Teilverhältnis η bilden (Abb. 14.28b). Solange $U_E < \eta \cdot U_{BB}$ ist, befindet sich die Emitter-Basis-Diode im Sperrzustand, der „Interbasiswiderstand“ $R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$ ist relativ groß (mehrere $k\Omega$). Wird jedoch die Spannung U_E um den Betrag der Schleusenspannung größer als die Spannung $\eta \cdot U_{BB}$, so werden Minoritätsträger vom Emitter aus vor allem in den Bereich der Basis 1 injiziert. Durch Anreicherung mit Minoritätsträgern – beim hier betrachteten pn-Typ handelt es sich um Löcher – wird der Widerstand R_{B1} herabgesetzt. Die Spannung über dem Widerstand R_{B1} sinkt, so dass der Emitter noch stärker injizieren kann, womit es zu einem Zusammenbruch der Spannung über R_{B1} kommt.

Ein innerer Rückkopplungsmechanismus sorgt also für eine Stromzunahme bei gleichzeitiger Spannungsabsenkung und führt so zu der typischen Kippcharakteristik nach Abb. 14.28c. Danach fließt bei kleinen Spannungen U_E nur ein sehr kleiner Rückstrom (Sperrstrom) über die Emitterdiode. Mit steigender Spannung U_E kehrt sich die Stromrichtung um. Am Höckerpunkt (*peakpoint*) kommt es zum „Zünden“ des UJT mit einem Zusammenbruch der Spannung U_E bei steigendem Strom I_E . Zu diesem Kennlinienbereich bis zum Talpunkt (*valley point*) gehört ein negativer differentieller Widerstand r . Mit weiter steigendem Strom I_E folgt die Charakteristik der Kennlinie der Emitter-Basisstrecke E– B_1 (gestrichelt).

Die Anwendung in einem Kippgenerator zeigt Abb. 14.29a: Der Kondensator C wird aufgeladen über den Widerstand R bis zur Höckerspannung U_P . Dann entlädt er sich mit einem Stromstoß über die leitende Emitter-Basis-Diode E– B_1 und den Widerstand R_0 . Bei ausreichend hohem Widerstand R reißt der Stromfluss ab, und der Kondensator C wird neu aufgeladen. Es treten periodische Kippschwingungen auf. Abb. 14.29b erläutert diesen Vorgang mit der gestrichelten „Schwinglinie“ in Verbindung mit der Wider-

standsgeraden für den Ladewiderstand R . Im Augenblick des Durchschaltens springt der Strom entlang der Schwinglinie auf den Wert $i_{E\max}$ und sinkt dann bei gleichzeitiger Abnahme der Spannung u_c bis zum Talpunkt. Hier reißt der Stromfluss ab, weil die Spannung am Kondensator mit zunehmender Entladung weiter sinken müsste, die Kennlinie des UJT aber einen Spannungsanstieg verlangt. Die Aufladung des Kondensators kann von der Talspannung aus neu beginnen (Abb. 14.29c).

Voraussetzung für eine periodische Wiederholung des Vorgangs ist, dass die Widerstandsgerade WG die Kippcharakteristik zwischen Talpunkt und Höckerpunkt schneidet. Bei zu kleinem Widerstand R stellt sich ein stabiler Betriebspunkt oberhalb des Talpunktes ein. Der UJT bleibt durchgeschaltet. Ein zu großer Widerstand kann zu einem stabilen Betriebspunkt unterhalb des Höckerpunktes führen, wobei der UJT ständig sperrt. Der in Abb. 14.29c dargestellte Kippbetrieb mit $R = 2\text{ k}\Omega$ führt auf eine Periodendauer $T \approx 0,5 \tau = 2\text{ ms}$. Die Zeit T ist stark abhängig von der Zündspannung U_P und diese wiederum von dem inneren Teilverhältnis η , das seinerseits erheblichen Exemplarstreuungen unterliegt. Zum Bild gehört ein η -Wert von ungefähr 0,4. Ein noch im Rahmen des Streubereichs möglicher Wert von 0,8 ergäbe $T \approx 1,5 \tau$. Angesichts dieser Unsicherheit empfiehlt sich ein programmierbarer UJT¹³.

Eine kontinuierliche Steuerung der Periodendauer und damit der Kippfrequenz ergibt sich, wenn man gemäß Abb. 14.30 den Kondensator über eine steuerbare Stromquelle auflädt. Gebildet wird diese durch einen Operationsverstärker mit Stelltransistor T_1 in Verbindung mit einem Stromspiegel aus dem pnp-Transistorpaar T_2/T_3 , das zusammen mit T_1 im integrierten Baustein CA 3096 zur Verfügung steht¹⁴. Dazu gilt:

$$i_{C1} \approx \frac{u_1}{R_S} \approx i_{C3} = C \cdot \frac{du_c}{dt} \rightarrow \frac{du_c}{dt} \approx \frac{u_1}{T_i}$$

mit $T_i = C \cdot R_S$ als „Integrationszeit“.

Bei konstantem Strom i_{C3} ergibt sich ein linearer Anstieg der Kondensatorspannung u_c entsprechend Abb. 14.30b. Die Schaltung stellt damit einen Sägezahngenerator mit steuerbarer Frequenz dar.

Bei niedrigen Spannungen u_1 – großer Periodendauer T – zeigt sich eine Krümmung des Sägezahnes, die durch einen gewissen Leckstrom des UJT verursacht wird. Man kann dem durch eine Verkleinerung des Widerstandes R_S entgegenwirken bei gleichzeitiger Vergrößerung der Kapazität C . Dadurch wird dem Kondensator pro Periode mehr Ladung zugeführt bei unveränderter Integrationszeit. Die Leckverluste sind weniger wirksam.

Literatur: [14-11]

¹² Unijunction-Transistoren werden auch als Doppelbasisdioden bezeichnet.

¹³ Zum programmierbaren UJT (PUT) siehe den folgenden Abschnitt. 14.11.

¹⁴ Siehe Abschn. 10.14.

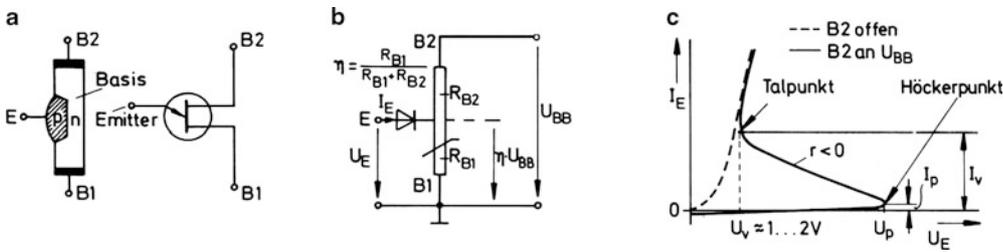


Abb. 14.28 Grundbegriffe des Unijunction-Transistors (UJT). **a** Aufbauschema und Schaltzeichen, **b** Ersatzbild, **c** Kennlinien

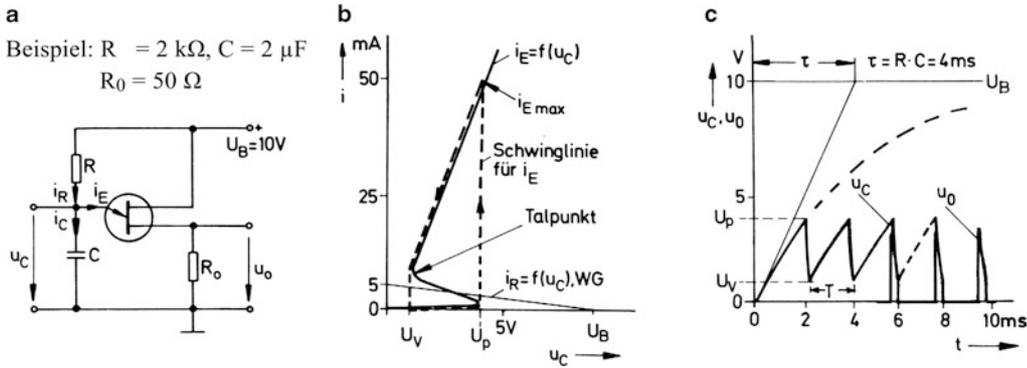


Abb. 14.29 Erzeugung von Kippschwingungen mit UJT. **a** Grundschiung, **b** Schwingungsdiagramm. Die durchgezogene Kennlinie $i_E = f(u_C)$ ergibt sich für die Reihenschaltung der Strecke E–B1 mit dem Widerstand R_0 , **c** Spannungs-Zeitdiagramm

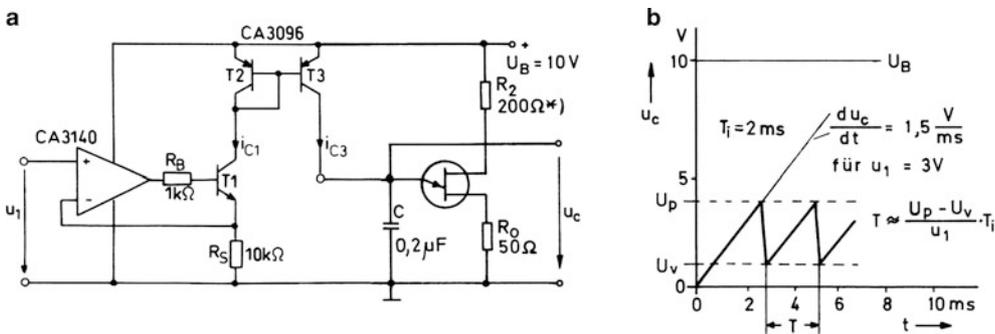


Abb. 14.30 Steuerbarer Sägezahngenerator (Rampengenerator) mit UJT. **a** Schaltbild. *) Der Widerstand R_2 dient der Stabilisierung der Zündspannung U_P gegenüber Temperaturänderungen, wobei man sich den positiven TK-Wert des Interbasiswiderstandes R_{BB} zunutze macht. Dieser führt zu einer Verringerung des kleinen Ruhestromes von B_2 nach B_1 und dadurch zu einem Anstieg des Ruhepotentials der Basis 2 mit steigender Temperatur. Die Spannung U_{BB} steigt also, während η fällt, womit U_P etwa konstant bleibt, **b** Spannungs-Zeitdiagramm

14.11 Vierschichtelemente (Thyristoren)

Durch die Hintereinanderschaltung von vier Halbleiterschichten mit jeweils abwechselndem Leitfähigkeitstyp entsteht eine Vierschichtdiode mit insgesamt drei pn-Übergängen (Abb. 14.31a). Der Anschluss an der p-Seite wird wie bei der einfachen Diode mit Anode, der Anschluss an der n-Seite mit Katode bezeichnet. Ist die Anode positiv gegenüber der Katode, so sperrt der mittlere pn-Übergang, im anderen Falle sperren die beiden äußeren pn-Übergänge. Bei Überschreitung einer gewissen Grenzspannung kommt es jedoch zum Durchbruch der Sperrschichten. Es liegt also nahe, die Vierschichtdiode in einer Ersatzschaltung nach Abb. 14.31b als Reihenschaltung aus drei einzelnen Dioden bzw. Z-Dioden darzustellen.

In Wirklichkeit wird aber die Diodenersatzschaltung dem elektrischen Verhalten der Vierschichtdiode nicht gerecht. Zweckmäßig stellt man sich diese als Kombination eines pnp- und npn-Transistors nach Abb. 14.31c vor. Bei niedrigen Spannungen U_{AK} zwischen Anode und Katode beliebiger Polarität ist das System gesperrt. Beim Überschreiten einer bestimmten Grenzspannung in positiver Richtung nimmt der Kollektor-Sperrstrom des Transistors T1 stark zu, so dass Transistor T2 aufgesteuert wird. Damit setzt eine Mitkopplung ein, die zu einem kippartigen Einschalten beider Transistoren führt, wenn das Produkt der Stromverstärkungen $\beta_1 \cdot \beta_2 > 1$ ist. Man spricht auch in Analogie zu dem vergleichbaren Einschaltvorgang bei einer Gasentladungsröhre vom Zünden der Schaltung. Die Spannung bricht dabei über der Anoden-Katoden-Strecke bis auf ungefähr 1 V zusammen, so dass der Strom stets durch einen Vorwiderstand begrenzt werden muss. Im durchgeschalteten Zustand folgt der Strom der Spannung etwa nach einer Diodenkennlinie. Bei Unterschreitung eines gewissen „Haltestromes“ I_H kippt das System wieder in den Sperrzustand zurück. Diesen Vorgang nennt man Löschen. Beim Überschreiten der Spannung U_{BR} in negativer Richtung tritt ein Durchbruch der äußeren pn-Übergänge ein, wobei sich etwa das Verhalten einer Z-Diode ergibt.

Versieht man die Basen der beiden inneren Transistoren mit Anschlüssen (Gates), so ergeben sich damit Steuermöglichkeiten für den Zündvorgang (Abb. 14.32). Es genügt ein kurzzeitiges Einprägen eines „Zündstromes“ I_{GK} oder I_{GA} , um das System bei positiver Spannung U_{AK} in den leitenden Zustand zu kippen. Das Vierschichtelement mit zwei Steuerelektroden nennt man Thyristortetrode, bei einer Steuerelektrode spricht man von Thyristortriode. Das Vierschichtelement ohne Gate heißt auch Thyristordiode¹⁵.

Versucht man einen Thyristor aus zwei diskreten Transistoren aufzubauen, so ergibt sich in der Regel kein ausgeprägter Schalterpunkt in der Kennlinie. Auch ohne äußeren Basisstrom (Gatestrom) geht das System mit dem im Transistor T2 verstärkten Sperrstrom des Transistors T1 gleich in den Durchlasszustand über. Überbrückt man jedoch die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T2 durch einen Widerstand (gestrichelt), so lässt sich der Sperrstrom ableiten, und man erhält typisches Thyristorverhalten. Durch Lichteinwirkung lässt sich der Sperrstrom andererseits kräftig erhöhen. Diese Möglichkeit nutzt der „Fotothyristor“ zur Zündung. Wesentlich für ein sicheres Sperren ist in jedem Fall, dass die Stromverstärkung β bei sehr kleinen Strömen hinreichend klein wird, damit die Kreisstromverstärkung V_{si} dann kleiner als eins ist (vgl. Abschn. 14.1).

Die Anwendung der Steuermöglichkeiten eines Thyristors veranschaulicht Abb. 14.33. Nach dem Schließen des Schalters S lädt sich der Kondensator C auf, bis der erste mit PUT bezeichnete Thyristor über die Anode gezündet wird. Dieser verhält sich in der betrachteten Schaltung wie ein Unijunction-Transistor, bei dem das Teilverhältnis η durch den externen Teiler $R_1 - R_2$ einstellbar ist. Man spricht daher auch von einem „programmierbaren Unijunction-Transistor“ (PUT). Der PUT dient nur als Hilfsthystor zur Zündung des Lastthyristors, für den ein normaler katodenseitig gesteuerter Thyristor eingesetzt ist. Dieser bleibt nach dem Zünden solange leitend, bis Schalter S geöffnet wird.

Abb. 14.34a zeigt eine mögliche Schaltungsergänzung zur Überspannungsabschaltung mit einem Thyristor $\ddot{U}T$, einer Z-Diode und einer Schmelzsicherung Si. Im normalen Betrieb ist die Z-Diode hochohmig. Der kleine Sperrstrom wird über den Widerstand R_Z abgeleitet. Sobald aber die Betriebsspannung U_B die Z-Spannung überschreitet, wird die Z-Diode leitend und zündet den Thyristor $\ddot{U}T$, was zum Abschalten über die Schmelzsicherung führt. Diese radikale Abschaltmethode wird im englischen Schrifttum als *Crowbar* (Breachstange) bezeichnet. Abb. 14.34b zeigt dazu eine Schaltungsvariante mit der einstellbaren Z-Diode TL 431, die eine Einstellung der Schaltschwelle gestattet.

Kleinthyristoren für Anodenstrommittelwerte $< 1 A$ sind im Anhang B.14 aufgeführt, unter anderem auch die Thyristortetrode BRY 39, die recht universell einsetzbar ist. Diese ist über das sehr empfindliche Katoden-Gate auch durch einen negativen Strom I_{GK} bzw. eine negative Spannung U_{GK} abschaltbar. Sie hat damit das Verhalten eines GTO-Thyristors (GTO = *Gate turn-off*).

Literatur: [14-11]

¹⁵ Die Bezeichnung Thyristor ist entstanden aus den Wörtern Thyatron und Transistor. Ein Thyatron ist eine Gasentladungsröhre, die ähnliche Eigenschaften hat wie ein Thyristor.

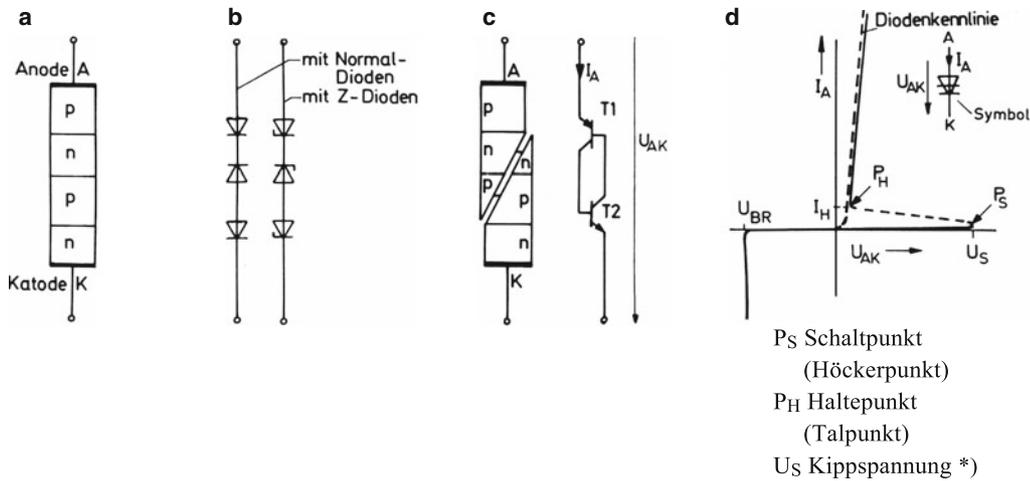


Abb. 14.31 Darstellung der Vierschichtdiode (Thyristordiode). **a** Aufbau, **b** Diodenersatzbild, **c** Transistorersatzbild, **d** Kennlinie. *) Die Kippspannung wird auch mit U_{BO} bezeichnet (Breakover Voltage)

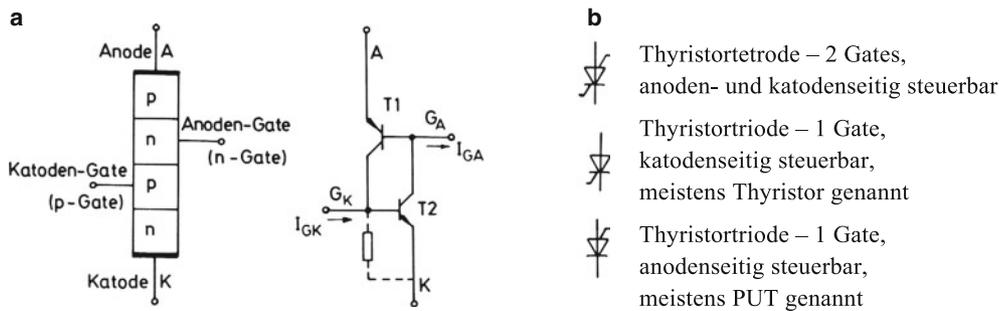


Abb. 14.32 Darstellung der Thyristorvarianten mit Steueranschlüssen. **a** Thyristortetrode, **b** Thyristorsymbole und Bezeichnungen. Für die katodengesteuerte Version des Thyristors findet man im engl. Schrifttum meistens die Bezeichnung SCR (Silicon Controlled Rectifier). PUT ist eine Abkürzung für Programmable Unijunction Transistor.

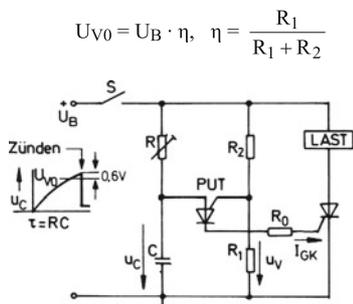


Abb. 14.33 Zeitschalter mit Thyristoren. Beispiel: $R = 5 \text{ M}\Omega$, $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_0 = 50 \text{ }\Omega$

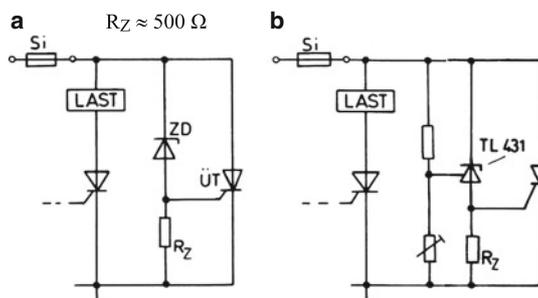


Abb. 14.34 Überspannungsabschaltung. **a** mit normaler Z-Diode, **b** mit einstellbarer Z-Diode. Siehe dazu Abschn. 11.13

15.1 Diodengatterschaltungen

Gatterschaltungen oder Torschaltungen sind in ihrer Grundform Übertragungsglieder mit mehreren Eingängen und einem Ausgang. Je nach Betriebszustand des Gatters kann der Übertragungsweg für ein Signal vom Eingang zum Ausgang freigegeben oder gesperrt werden. Abb. 15.1 zeigt zwei Ausführungsformen mit nur 2 Eingängen. Als unabhängige Eingangssignale (Eingangsvariable) sind die eingetragenen Spannungen u_1 und u_2 anzusehen, als davon abhängiges Ausgangssignal (Ausgangsvariable) wird die Spannung u_a betrachtet. Bei offenen Klemmen wird durch den Widerstand R im ersten Fall der Ausgang A auf Massepotential, im zweiten Fall auf ein positives Potential $+U_B$ gezogen.

Fall a (Höchstwertgatter): Werden positive Eingangsspannungen u_1 und u_2 angelegt, so erhalten die beiden Eingänge bzw. die Anoden der Dioden entsprechend positives Potential. Über die Diode mit dem höchsten Anodenpotential kommt es zu einem Stromfluss über den Widerstand R , die andere Diode bleibt gesperrt. Bei idealen Dioden – Flussspannung Null – folgt damit der Ausgang A immer genau dem höchsten Eingangspotential. Bei realen Dioden bleibt das Ausgangspotential um den Betrag der Flussspannung stets darunter.

Fall b (Tiefstwertgatter): Werden die Spannungen u_1 und u_2 an die Eingänge gelegt, so kann nur die Diode mit dem niedrigsten Katodenpotential leiten, die andere bleibt gesperrt. Über die leitende Diode wird der Ausgang A auf das Potential des entsprechenden Eingangs heruntergezogen, bzw. auf einen Wert, der um den Betrag der Flussspannung höher liegt. Die angegebenen Spannungs-Zeit-Diagramme mit teilweise kontinuierlich und teilweise sprunghaft sich ändernden Eingangsspannungen verdeutlichen die Funktion der Schaltungen.

In der Digitaltechnik arbeitet man mit sprunghaft sich ändernden Größen, die sich meistens nur zwischen zwei Zuständen ändern im Sinne einer zweiwertigen oder binären Logik. Spannungen als binäre Variable oder entsprechende Potentiale beschreibt man dann nur durch die Merkmale Low = L und High = H. Dabei steht das Symbol H für „hohe“ Spannung bzw. „hohes“ Potential (z. B. einige Volt) und das Symbol L für vergleichsweise niedrige Spannung bzw. niedriges Potential (z. B. 0,5 V oder 0 V). Mit dieser Vereinbarung lässt sich die Funktion der beiden Gatter nach den Funktionsdiagrammen in Abb. 15.2 beschreiben oder noch einfacher durch die daneben stehenden Funktionstabellen. Entsprechend der üblichen Darstellungsweise werden in den Tabellen die Variablen selbst mit den gleichen Kurzzeichen wie die entsprechenden Ein- und Ausgänge benannt.

Ordnet man, wie es durch den physikalischen Sachverhalt auch naheliegt, dem Zustand „H“ formal den Wert 1 und dem Zustand „L“ den Wert 0 zu, so folgen damit die angegebenen „Wahrheits- oder Logiktabellen“, nach denen sich das Höchstwertgatter als ODER-Schaltung und das Tiefstwertgatter als UND-Schaltung darstellt. Diese Zuordnung ist willkürlich und wird als positive Logik bezeichnet. Bei umgekehrter Zuordnung – bei negativer Logik – werden in der Wahrheitstabelle Einsen und Nullen vertauscht. Damit vertauschen die Schaltungen ihre logische Funktion. Die Benennung einer Schaltung als ODER-Gatter oder UND-Gatter ist also nur eindeutig in Verbindung mit einer bestimmten Zuordnungsvorschrift im Sinne einer positiven oder negativen Logik. Unabhängig davon kann man feststellen, dass das Höchstwertgatter sich als ODER-Schaltung gegenüber „H-Pegeln“ und als UND-Schaltung gegenüber „L-Pegeln“ verhält. Das Tiefstwertgatter verhält sich „von Natur aus“ umgekehrt¹.

Abb. 15.3 zeigt, wie man durch Hinzuschaltung weiterer Dioden die Zahl der Eingänge erweitern kann. Dazu steht gelegentlich ein spezieller „Expandereingang“ E zur Verfügung. Bei idealen Dioden wäre eine unbegrenzte Erweiterung zulässig. Jede reale Diode bringt aber in die Schaltung Schalt- und Sperrschichtkapazität ein, so dass damit das Umschaltverhalten des Gatters dynamisch ungünstig beeinflusst wird. Eine weitere Grenze setzt der Diodensperrestrom.

Der Arbeitswiderstand R – meist in der Größenordnung $k\Omega$ – muss in Verbindung mit der Belastung durch etwaige Widerstände R_L und R_H so dimensioniert werden, dass die Ausgangsspannung innerhalb bestimmter Toleranzfelder bezüglich L-Potential und H-Potential liegt, damit eine eindeutige Erkennbarkeit des Schaltzustandes immer gewährleistet ist. Beim ODER-Gatter zieht der Widerstand R_H den Ausgang in Richtung H, wenn er nach den Eingangswerten L-Potential aufweisen muss. Beim UND-Gatter zieht der Widerstand R_L den Ausgang in Richtung L, wenn er auf H-Potential zu liegen hat. Diese Wirkung ist bei der Nachschaltung weiterer Schaltglieder stets zu beachten.

Literatur: [15-1, 15-2, 15-3]

DIN 41859

¹ Alle Schaltungen, deren Funktion man formal durch eine Logiktablelle beschreiben kann, bezeichnet man auch als logische Schaltungen. Im Folgenden wird stets positive Logik zugrunde gelegt.

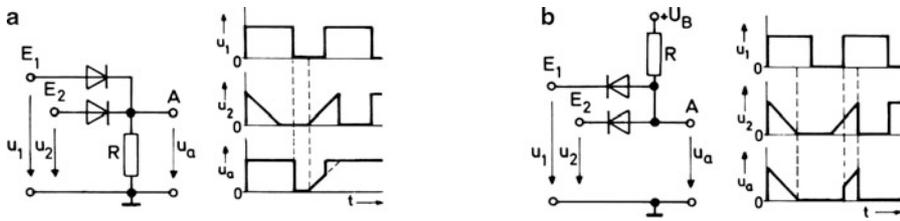


Abb. 15.1 Diodengatterschaltungen mit zwei Eingängen. **a** als Höchstwertgatter, **b** als Tiefstwertgatter

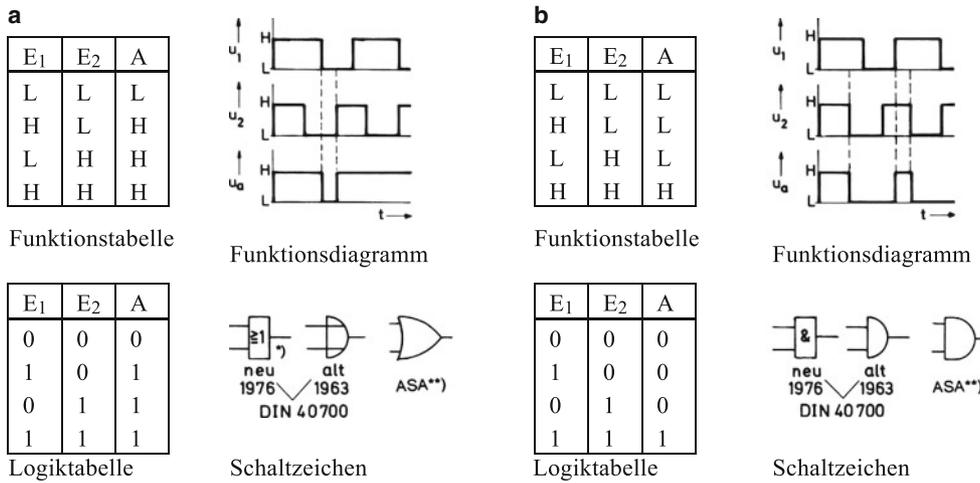


Abb. 15.2 Funktion und Logik der Diodengatter mit zwei Eingängen. **a** ODER-Schaltung. *) Die Ausgangsvariable nimmt den Wert 1 an, wenn mindestens eine Eingangsvariable den Wert 1 hat. Das Zeichen \geq oder die einfachere Version \geq darf weggelassen werden, wenn dadurch keine Unklarheiten entstehen, **b** UND-Schaltung. **) ASA = American Standard Association

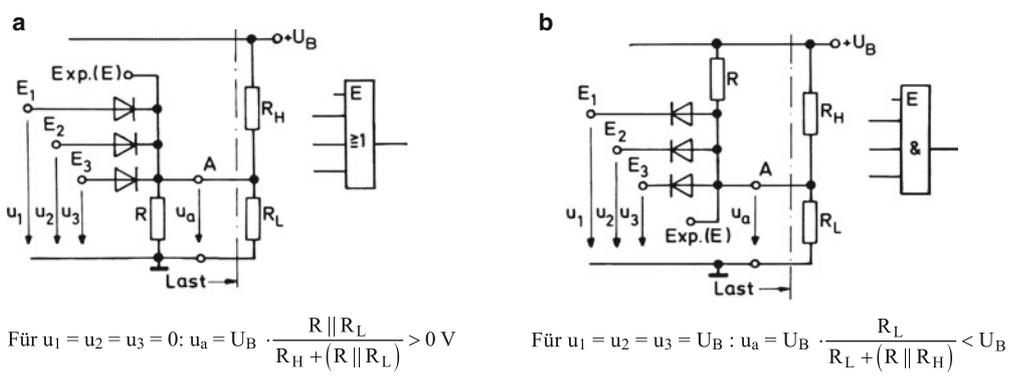


Abb. 15.3 Erweiterte Diodengatter mit Belastung und zusätzlichem Expandereingang. **a** ODER-Gatter für positive Logik, **b** UND-Gatter für positive Logik

15.2 Emitterschaltung als Inverter

Nach der UND- und ODER-Schaltung ist der Inverter die wichtigste logische Schaltung. Für das digitale Signal hat dieser nur *einen* Eingang E und *einen* Ausgang A, deren charakteristische Zustände sich jeweils komplementär zueinander einstellen. Er führt damit die logische Grundfunktion der Negation aus und wird auch als NICHT-Glied bezeichnet. Im neuen Schaltzeichen nach Abb. 15.4a wird dieses Verhalten ausgedrückt durch den „Negationskreis“ am Ausgang.

Die technische Realisierung ist mit der Emitterschaltung nach Abb. 15.4b möglich. Darin wird der Transistor T als Schalter betrieben. Bei genügend kleiner Eingangsspannung u_e (Low-Potential L) ist der Transistor gesperrt, und der Ausgang A befindet sich auf High-Potential H. Wird dagegen die Eingangsspannung hinreichend groß, so wird der Transistor leitend, und der Ausgang geht auf Low-Potential. Die Schaltung wirkt als Umkehrstufe. Mit der Zuordnung $L \hat{=} 0$ und $H \hat{=} 1$ für Eingang und Ausgang erfüllt sie die in Abb. 15.4a angegebene Logiktablelle.

Abb. 15.4c beschreibt den Übergang zwischen den beiden Schaltzuständen. Danach darf sich bei der vorgegebenen Dimensionierung die Eingangsspannung im Bereich $0 < u_e < U_{eLmax} = 3\text{ V}$ bewegen, ohne dass der auf H-Potential befindliche Transistorausgang eine nennenswerte Potentialänderung erfährt. Bei $u_e = 3\text{ V}$ wird nach Maßgabe des Spannungsteilers $R_1 - R_2$ die Basis-Emitterspannung $U_{BE} = 0,5\text{ V}$. Eine weitere Erhöhung führt zu einem Aufsteuern des Transistors und infolge des ansteigenden Kollektorstromes zu einem steilen Abfall der Ausgangsspannung u_a bis auf einen sehr niedrigen Wert $< 0,5\text{ V}$. Je nach Stromverstärkung des Transistors wird dieser Zustand bei $u_e = u_{eHmin} = 4 \dots 5\text{ V}$ erreicht. Für $u_e > u_{eHmin}$ befindet sich der Transistor in der Sättigung.

Die durchgezogene Kennlinie gilt für den Leerlaufbetrieb ($R_H, R_L \rightarrow \infty$). Bei Belastung ergeben sich die gestrichelten Abweichungen. Wieder zieht ein Widerstand R_L einen auf H-Potential befindlichen Ausgang gegen 0 V und ein Widerstand R_H einen auf L-Potential befindlichen Ausgang gegen $+U_B$ ². Unter dem Einfluss der Last kann die Spannung u_a im High-Zustand auf U_{aHmin} absinken und im Low-Zustand auf U_{aLmax} ansteigen. Die ordnungsgemäße Ansteuerung einer Folgeschaltung bleibt trotzdem gewährleistet unter der Voraussetzung: $U_{aHmin} > U_{eHmin}$ und $U_{aLmax} < U_{eLmax}$. Man

bezeichnet die jeweilige Differenz dieser Spannungswerte als Störabstand S_H bzw. S_L . Abb. 15.4d veranschaulicht dies. In der Hintereinanderschaltung (Kettenschaltung) mehrerer Schaltglieder können zufällige Änderungen der Eingangsspannung bis zu dieser Größe toleriert werden, ohne dass eine Änderung (Störung) des bestehenden Schaltzustandes eintritt.

Abb. 15.5 zeigt eine Kettenschaltung aus drei gleichartigen Inverterstufen mit einem Rechteckgenerator am Eingang. Untersucht werde das Verhalten des mittleren Gliedes, das sich in einer „normalen Umgebung“ befindet. Bei niedriger Schaltfrequenz erhält man ein Oszillogramm entsprechend Abb. 15.5a mit scheinbar unendlich steilen Flanken. Eine bessere zeitliche Auflösung bei hoher Schaltfrequenz lässt jedoch eine gewisse Schaltträgheit gemäß Abb. 15.5b erkennen. Man unterscheidet dazu zwischen den Flankenzeiten (Übergangszeiten) t_T und den Verzögerungszeiten (Laufzeiten) t_p . Es gibt jeweils ein Paar dieser Zeiten entsprechend den beiden verschiedenen Übergängen $L \rightarrow H$ und $H \rightarrow L$. Die Zeiten t_{TLH} und t_{THL} werden außer von den „transistoreigenen Schaltzeiten“ auch wesentlich bestimmt durch Lastkapazitäten. Für die Bestimmung der Zeit t_p dient üblicherweise der 50 %-Wert (Mittelwert $U_H - U_L$) als Bezugsgröße, wie Abb. 15.5b veranschaulicht.

Eine schnelle digitale Steuerung verlangt kurze Schaltzeiten mit dem unvermeidlichen Nachteil, dass sie dann auch durch die Einwirkung sehr kurzer Störimpulse beeinflusst werden kann. Relativ träge Schaltglieder mit langen Flankenzeiten dagegen sprechen nicht darauf an. Die Störimpulse dürfen dann in ihrer Höhe sogar die „statischen Störabstände“ S_H und S_L übersteigen. Die beiden Forderungen nach hoher Störsicherheit und großer Schnelligkeit stehen also zueinander im Widerspruch.

Abb. 15.6 zeigt, wie man besonders störsichere Schaltglieder realisieren kann. Nach Abb. 15.6a wird die Spannung U_{eLmax} und damit der L-Störabstand S_L erhöht durch eine vorgeschaltete Z-Diode. Gleichzeitig muss zur Erhaltung des H-Störabstandes die Betriebsspannung erhöht werden.

Eine Erhöhung der dynamischen Störsicherheit ergibt sich, wenn man die Flankenzeiten t_{TLH} und t_{THL} vergrößert, beispielsweise durch die Zuschaltung einer äußeren Kollektor-Basis-Kapazität (Abb. 15.6b). Der Inverter wird damit träge. Die sog. LSL-Schaltungen machen von beiden Maßnahmen nach Abb. 15.6 Gebrauch³.

² Vgl. Abschn. 15.1, Lastabhängigkeit der ODER- und UND-Schaltung.

³ LSL = Langsame störsichere Logik

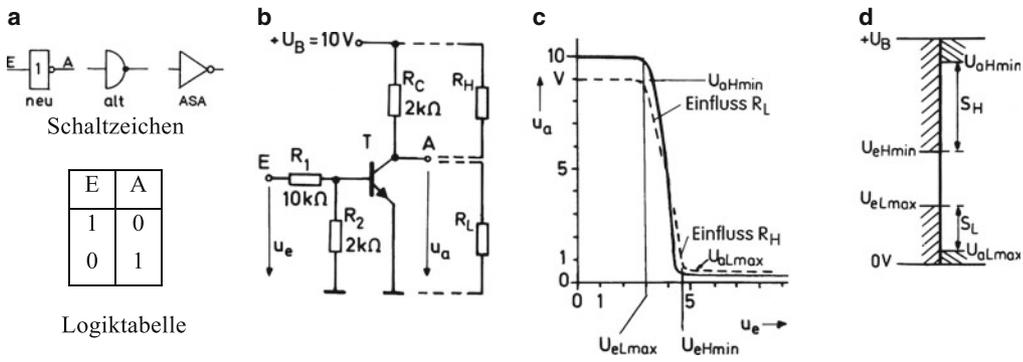


Abb. 15.4 Emitterschaltung als Inverter. Vgl. auch die Abschn. 10.2 und 10.4. **a** Inverter allgemein, **b** Schaltung, **c** Übertragungskennlinie, **d** Störabstand

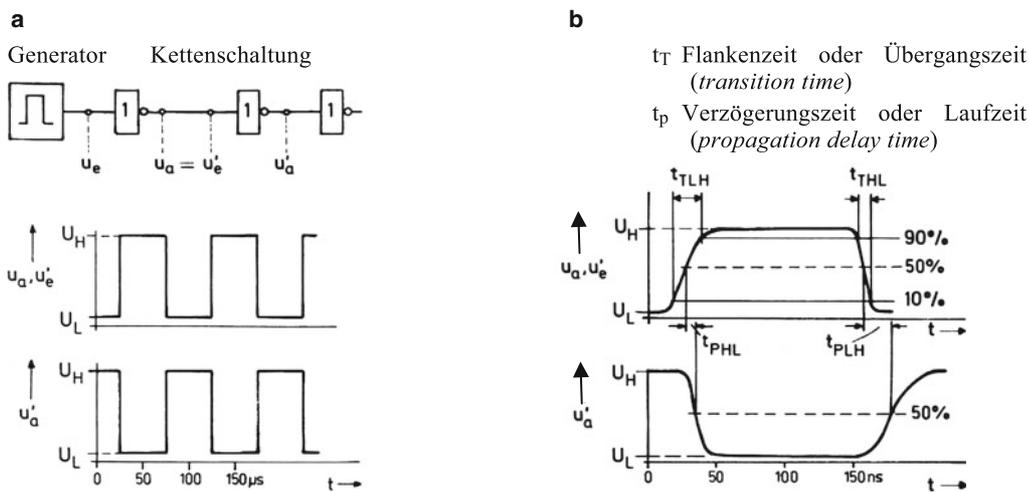


Abb. 15.5 Dynamisches Verhalten in einer Kettenschaltung. **a** bei niedriger Schaltfrequenz, **b** bei hoher Schaltfrequenz

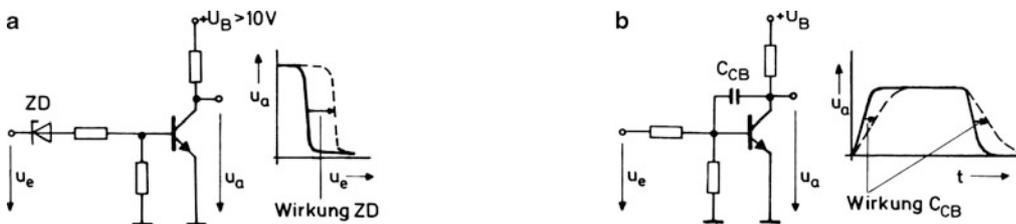


Abb. 15.6 Maßnahmen zur Erhöhung der Störsicherheit. **a** statisch wirksam, **b** dynamisch wirksam

15.3 NOR- und NAND-Gatter in DTL-Technik⁴

Durch Kombination einer ODER-Schaltung mit einem Inverter nach Abb. 15.7a erhält man die Darstellung der ODER-NICHT-Funktion bzw. der „NOR-Funktion“. Man spricht auch von einem NOR-Gatter. Analog ergibt sich durch Kettenschaltung eines UND-Gatters mit einem Inverter nach Abb. 15.7b eine UND-NICHT-Schaltung oder ein „NAND-Gatter“. Beim NOR-Gatter genügt offenbar H-Potential an *einem* Eingang, um den Transistor durchzusteuern und damit L-Potential am Ausgang einzustellen. Der notwendige Steuerstrom fließt über die gerade leitende Diode. Der Ausgang des vorangehenden Schaltgliedes wird dadurch gegen Masse belastet wie durch einen Widerstand R_L ⁵. H-Potential am Ausgang erhält man, wenn alle Eingänge auf L-Potential liegen und die Dioden nichtleitend sind.

Beim NAND-Gatter müssen alle Eingänge auf H-Potential liegen, damit der Transistor über die Widerstände R_1 und R_3 aufgesteuert wird. Alle Dioden an den Eingängen sind dann gesperrt und führen nur einen sehr geringen – bei Si-Dioden vernachlässigbaren – Sperrstrom. Sofern auch nur *ein* Eingang auf L-Potential liegt, wird über die betreffende Diode der Steuerstrom für den Transistor abgeleitet, so dass dieser sperrt. Der über die Diode und den Widerstand R_3 geleitete Strom fließt aus dem Eingang heraus und belastet den Ausgang des vorangehenden Schaltgliedes wie ein nach H-Potential ziehender Widerstand R_H ⁶.

Offenbar belasten NOR-Schaltung und NAND-Schaltung das vorangehende steuernde Schaltglied in verschiedener Weise. Es ist jeweils nur eine bestimmte Grenzlast zulässig, damit die Toleranzbereiche für das L- und H-Potential nach Maßgabe der Übertragungskennlinie eingehalten werden. Die Letztere hat für NOR- und NAND-Glied im Prinzip den gleichen Verlauf wie für den einfachen Inverter. Um einen möglichst steilen Übergangsbereich in der Übertragungskennlinie zu erhalten, kann man beim NAND-Gatter den Widerstand R_1 durch eine Reihenschaltung aus Dioden ersetzen (im Schaltbild angedeutet). In monolithischer Technik sind diese leichter herstellbar als engtoleriertere Widerstände⁷.

Man kann jeweils mit NOR-Gattern und NAND-Gattern allein nach Abb. 15.8a alle drei Grundverknüpfungen realisieren. Die NICHT-Funktion erhält man, indem man einfach alle Eingänge untereinander verbindet. Beim NOR-Gatter

kann man auch die überzähligen Eingänge mit Masse, beim NAND-Gatter mit dem Pluspol der Betriebsspannungsquelle verbinden. Es ist möglich, jede beliebig komplizierte logische Schaltung nur mit NOR- oder nur mit NAND-Gattern aufzubauen. Die letztere Schaltung wird bevorzugt angewendet. Sie ermöglicht auch in der sog. *Wired-AND*-Schaltung die Realisierung der UND-ODER-NICHT-Funktion durch Verbindung der Ausgänge zweier NAND-Gatter (Abb. 15.8b).

Die Bezeichnung „Wired-AND“ rührt daher, dass bei der Zusammenschaltung der Ausgänge A_1 und A_2 in Bezug auf diese Ausgänge eine UND-Schaltung entsteht: A kann nur dann H-Potential annehmen, wenn nach den Eingangspegeln der Einzelgatter jeweils A_1 und A_2 auf H-Potential gehen müssen. Man findet auch die Bezeichnung Phantom-UND-Schaltung. Es eignen sich dafür besonders NAND-Gatter mit offenem Kollektor, denen man extern *einen* gemeinsamen Kollektorwiderstand als Pull-up-Widerstand zuschaltet, wie im nächsten Abschnitt noch ausgeführt wird.

Abb. 15.9 zeigt zwei NAND-Gatter, ausgeführt in integrierter Technik, für höhere Ausgangsbelastung und die meist verwendete Betriebsspannung $U_B = 5\text{ V}$. Im ersten Fall wird, wenn alle Eingänge auf H-Potential liegen, über den Treibertransistor T1 dem Schalttransistor T2 ein relativ hoher Basisstrom zugeführt. Damit wird T2 stark gesättigt und so befähigt, einen verhältnismäßig großen Laststrom I_{ZU} nach Masse abzuleiten. Dagegen kann bei H-Potential am Ausgang, begrenzt durch den Kollektorwiderstand ($5\text{ k}\Omega$), nur ein relativ kleiner Strom aus der Ausgangsklemme herausfließen. Mit dieser Eigenschaft eignet sich die Schaltung besonders für die Ansteuerung von NAND-Gattern. Wie groß die mögliche Ausgangsverzweigung ist, wird mit dem Begriff „*Fan-out*“ beschrieben. Die Eingangsauffächerung (Zahl der Eingänge) wird oft mit „*Fan-in*“ bezeichnet. Gelegentlich wird darunter auch die normierte Eingangslast, der sog. Eingangslastfaktor, verstanden (Vorsicht!).

Bei der Gegentaktschaltung nach Abb. 15.9b ist bei L-Pegel am Ausgang Transistor T3 leitend, bei H-Pegel dagegen Transistor T2. Die „Hubdiode“ D2 dient dem sicheren Sperren von Transistor T2, wenn T1 und T3 leiten. Die Schaltung kann offenbar über Transistor T2 einen relativ großen Strom abgeben und über Transistor T3 einen relativ großen Strom aufnehmen. Damit eignet sich diese Schaltung sowohl für die Ansteuerung einer größeren Anzahl von NAND- wie auch NOR-Gattern. Wegen ihres Aussehens wird sie in der Literatur als Totem-Pole-Schaltung (wörtlich: Totem-Pfahl, *totem pole circuit*) bezeichnet.

Literatur: [15-1, 15-2, 15-3]

⁴ DTL = Dioden-Transistor-Logik, heute weitgehend abgelöst durch TTL, siehe Abschn. 15.4.

⁵ Siehe „Inverter“, Abschn. 15.2 und „Diodengatterschaltungen“, Abschn. 15.1.

⁶ Siehe „Inverter“, Abschn. 15.2 und „Diodengatterschaltungen“, Abschn. 15.1.

⁷ Digitale Schaltungen werden heute fast ausschließlich als ICs hergestellt.

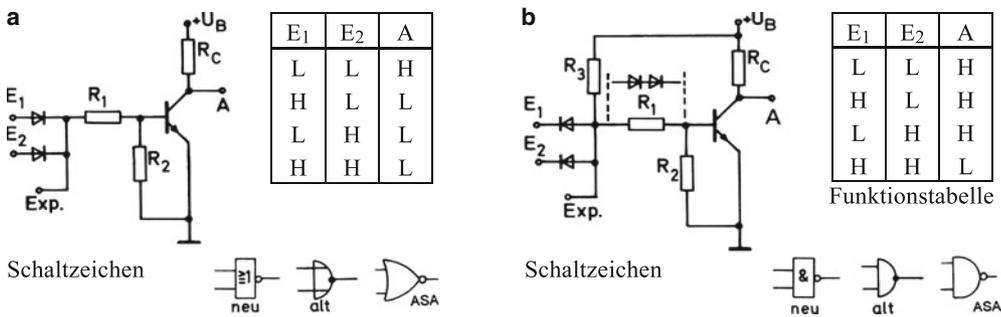


Abb. 15.7 Grundsaltungen der DTL-Schaltungsfamilie. **a** NOR-Gatter (positive Logik), **b** NAND-Gatter (positive Logik)

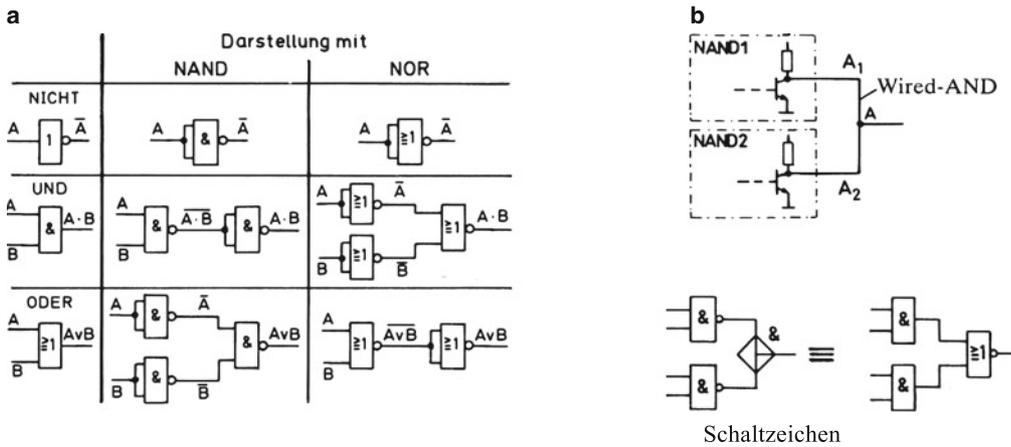


Abb. 15.8 Verknüpfungen mit NOR- und NAND-Gliedern. **a** Grundoperationen. Die Funktionsbeschreibung mit Buchstabensymbolen entspricht der Darstellungsweise der Schaltalgebra, **b** UND-ODER-NICHT-Funktion durch „Wired-AND“

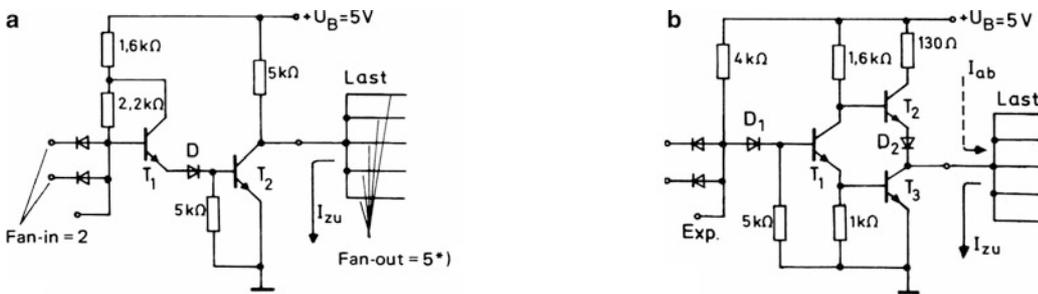


Abb. 15.9 DTL-Leistungsgatter. Hergestellt um 1970 als IC-Bausteine von der Fa. VALVO (heute Philips). **a** mit Eintakt-Ausgang. *) Die Datenblätter geben den maximal möglichen Fan-out-Wert an, bezogen auf eine Einheitslast, **b** mit Gegentakt-Ausgang

15.4 Grundsaltungen der TTL-Technik⁸

Die TTL-Technik stellt eine Weiterentwicklung der DTL-Technik dar. Wesentliches Merkmal der TTL-Schaltungsart ist der Multiemittertransistor am Gattereingang (Abb. 15.10). Die dargestellte Schaltung mit einer Gegentakt-Ausgangsstufe vom Totem-Pole-Typ stellt ein NAND-Gatter dar. Die Schaltung arbeitet wie folgt: Liegt mindestens *ein* Eingang (Emitter) auf L-Potential, so wird der Eingangstransistor gesättigt leitend. Sein Basisstrom liegt in der Größenordnung 1 mA. Als Kollektorstrom fließt jedoch nur ein aus der Basis des Transistors T2 austretender Sperrstrom, so dass der Emitterstrom praktisch gleich dem Basisstrom ist. Transistor T2 wird gesperrt, da seine Basis auf L-Potential gezogen wird. Damit wird auch Transistor T4 gesperrt, T3 dagegen wird leitend und zieht als Emitterfolger den Ausgang auf H-Potential. Sofern alle Emitter des Transistors T1 auf H-Potential geschaltet werden, wird T1 invers leitend⁹. Es fließt ein Strom in die als Kollektor wirkenden Emitter hinein, der zusammen mit dem zufließenden Basisstrom Transistor T2 aufsteuert. Damit wird auch T4 leitend, der den Ausgang auf L-Potential zieht, T3 wird gesperrt.

Während des Umschaltvorgangs sind kurze Zeit – bei normalem Umschalten etwa 10 ns – Transistor T3 und T4 gleichzeitig leitend, so dass in dieser Übergangszeit ein unvermeidlicher großer Strom über beide Transistoren (*current spike*) fließt, dessen Größenordnung einige mA beträgt¹⁰. Die Diode in der Emitterleitung des Transistors T3 sorgt jedoch danach für ein sicheres Sperren dieses Transistors. Sie vergrößert praktisch seine Eingangsschwellenspannung, indem sie sein Emitterpotential um etwa 0,6 V anhebt.

Die beschriebene Funktion führt zu den typischen Übertragungskennlinien nach Abb. 15.10b, die für zwei verschiedene Belastungen und eine Temperatur $T_U = 25^\circ\text{C}$ dargestellt sind. Es handelt sich um mittlere Kennlinien innerhalb eines gewissen Streubandes, gemessen bei der normalen Betriebsspannung $U_B = 5\text{ V}$. Als Belastung sind TTL-Schaltungen zugrunde gelegt, die den gleichen Eingang haben wie das beschriebene Gatter selbst (Einheitslasten).

⁸ TTL = Transistor-Transistor-Logik.

⁹ Die inverse Stromverstärkung ist wesentlich kleiner als eins, so dass der Strom begrenzt wird. Überzählige Emitter sind zweckmäßig auf H-Potential zu legen.

¹⁰ Beim gleichzeitigen Umschalten mehrerer Gatter können diese Stromspitzen einen Einbruch der Betriebsspannung bewirken. Abhilfe schaffen Abblockkondensatoren zwischen der Plusleitung und Masse, hier meistens als „Stützkondensatoren“ bezeichnet.

Von diesen muss der auf L-Potential befindliche Ausgang jeweils einen Strom von etwa 1,1 mA (maximal 1,6 mA, *worst-case*) aufnehmen. Der auf H-Potential befindliche Ausgang dagegen braucht nur einen Strom von jeweils 20 μA in umgekehrter Richtung zu liefern.

Über den Kennlinien sind die für alle TTL-Gatter zulässigen Bereiche für den Eingangspegel angegeben. Der dazwischen liegende Übergangsbereich umfasst auch temperaturbedingte Kennlinienschwankungen und gilt als verbotene Zone. Er ist beim Umschalten eines Gatters möglichst schnell zu durchlaufen. Die Ansteuerflanken sollen kürzer als 1 μs sein, da innerhalb des Übergangsbereiches eine gewisse Schwingneigung der Schaltung besteht.

Abb. 15.10c zeigt das Anschlussbild eines häufig benutzten Vierfach-NAND-Gatters im DIL-Gehäuse, und Abb. 15.10d gibt eine Übersicht über die wesentlichen Kenndaten der „Schaltungsfamilie“ 74XX. Weitere Bausteine folgen im Anhang B.15.

Kombiniert man zwei NAND-Gatter nach Abb. 15.11a bei gleichzeitiger Einsparung einer Ausgangsstufe, so erhält man eine invertierende UND-ODER-Schaltung. Sie reduziert sich auf ein einfaches NOR-Gatter, wenn man nur jeweils *einen* Emitter der Eingangstransistoren T11 und T12 verwendet. Die mit dieser Schaltung realisierte UND-ODER-NICHT-Funktion lässt sich auch darstellen durch die Wired-AND-Schaltung nach Abb. 15.11b. Diese ist jedoch nur möglich bei TTL-Schaltungen mit offenem Kollektor, die mit einem gemeinsamen Pull-up-Widerstand zusammengeschaltet werden können. Eine Zusammenschaltung von Totem-Pole-Ausgängen ist nicht zulässig, da in diesem Fall hohe Kurzschlussströme über gleichzeitig leitende Transistoren T3 und T4 verschiedener Gatter auftreten können.

Die ausgangsseitige Zusammenschaltung von Gattern mit Gegentaktausgang wie bei der Wired-AND-Schaltung ist möglich, wenn die Ausgangstransistoren über einen zusätzlichen Sperreingang – meistens mit „Enable“ bezeichnet – gleichzeitig gesperrt werden können (Abb. 15.12). Wegen dieses dritten möglichen Schaltzustandes neben H und L spricht man dann von einer Tristate-Logik. Bei einer Verbindung mehrerer Ausgänge derartiger Schaltungen darf nur jeweils *ein* Ausgang freigegeben werden, der dann das Potential aller anderen bestimmt. Die Sperrfähigkeit des Ausgangs ist von grundsätzlicher Bedeutung für den Betrieb von Sammelleitungen, wobei mehrere Gatter eine gemeinsame Ausgangsleitung (Datenbus) benutzen.

Literatur: [15-2, 15-4, 15-5]

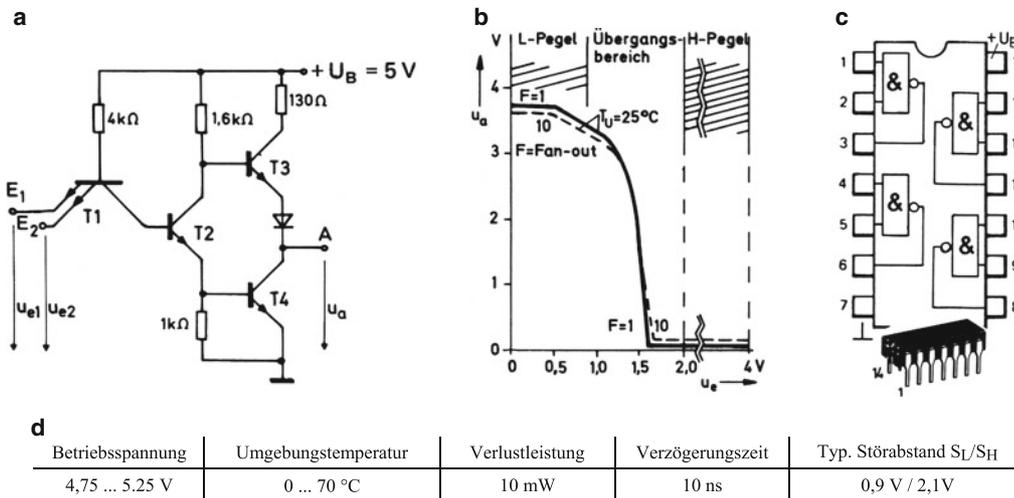


Abb. 15.10 TTL-NAND-Gatter (Standardausführung). **a** Grundschaltung, **b** Übertragungskennlinie, **c** Baustein 7400. Erster Baustein einer umfangreichen Schaltungsfamilie. Die ersten beiden Ziffern stehen für die kommerzielle (nichtmilitärische) Ausführung entsprechend einem Temperaturbereich von 0 bis + 70 °C (siehe Anhang B.15), **d** Kenndaten

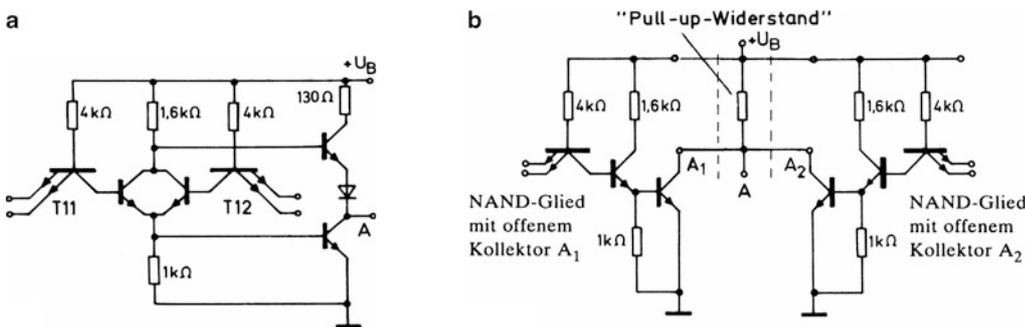


Abb. 15.11 Invertierende UND-ODER-Schaltungen (UND-ODER-NICHT-Schaltungen). **a** als monolithischer Baustein (7451), **b** als Wired-AND-Schaltung

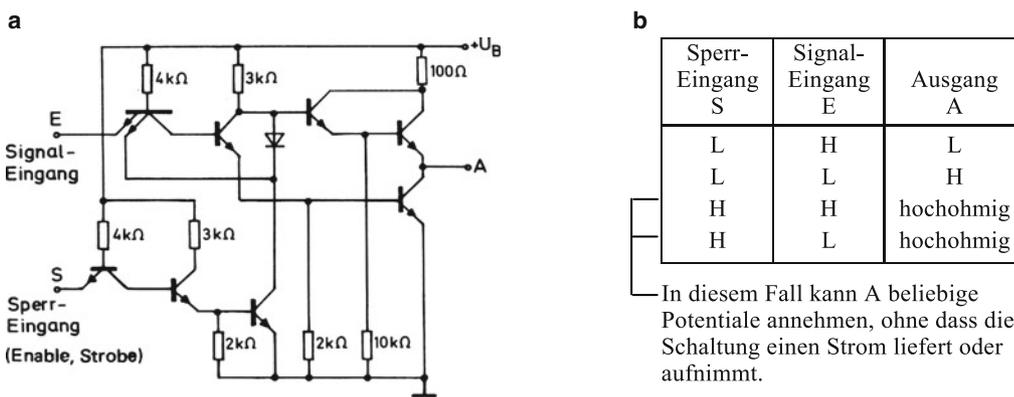


Abb. 15.12 TTL-Tristate-Schaltung. **a** Schaltung, **b** Funktionstabelle

15.5 Schottky- und ECL-Schaltungen

Das Streben nach kürzeren Schaltzeiten führte zur Entwicklung der Schottky-TTL-Schaltungen. Dabei handelt es sich um sogenannte ungesättigte Logikschaltungen, bei denen die einzelnen Transistoren nicht bis in die Sättigung hinein aufgesteuert werden, um die dadurch bedingten Verzögerungszeiten zu vermeiden. Bei der Schottky-TTL-Technik wird dies erreicht durch den Einsatz von Schottky-Transistoren. Diese Sonderform des Transistors erhält man entsprechend Abb. 15.13 durch Kombination eines herkömmlichen Bipolartransistors mit einer Schottky-Diode¹¹. Die Letztere entsteht nach Abb. 15.13a durch den Kontakt eines Metalles mit n-Silizium bestimmter Leitfähigkeit. Im Gegensatz zu normalen Dioden weist sie im Durchlasszustand praktisch keine Ladungsspeicherung auf und gilt daher als extrem schnelle Schaltodiode ohne messbare Sperrverzögerung. Durch Überlappung des Basisanschlusses aus Aluminium mit der Kollektorzone lässt sich die Schottky-Diode unmittelbar in einen npn-Transistor integrieren. Sie wirkt dann als Klemmdiode zwischen Basis und Kollektor (Antisättigungsdioden). Wegen der geringen Flussspannung von 0,3 ... 0,4 V ist eine zusätzliche Hubdiode wie beim Einsatz normaler Si-Dioden nicht erforderlich¹².

Eine breite Anwendung fand der Schottky-Transistor erstmals um 1970 bei der Einführung der Schottky-TTL-Schaltungen mit der Kurzbezeichnung S-TTL. Abb. 15.13c zeigt ein NAND-Gatter aus dieser „Schaltungsfamilie“ mit vielen einzelnen Bausteintypen. Die Schottky-Dioden am Eingang der Gatter dienen zur Dämpfung von Störimpulsen, die sich aufgrund von Leitungsreflexionen ausbilden können. Sie wirken als Klemmdioden für alle negativen Unterschwingen auf der Eingangsleitung.

Nachteilig bei der alten Schottky-Familie S-TTL ist ihr hoher Stromverbrauch (große Netzteile) bzw. ihre hohe Verlustleistung. Um diese zu reduzieren, sind in der Folgezeit durch Schaltungsvariation weitere konkurrierende TTL-Baureihen in Schottky-Technik entstanden, so dass sich das folgende Bild ergibt:

| | | Bezeichnung | Einführungsjahr |
|--------------------------------|---|-------------|-----------------|
| Herkömmliche Schottky-Familien | Schottky-TTL (S-TTL) | 74SXX | 1969 |
| | Low-Power-Schottky-TTL (LS-TTL) | 74LSXX | 1971 |
| Neuere Schottky-Familien | FAST-Schottky-TTL (F-TTL) | 74FXX | 1979 |
| | Advanced-Low-Power-Schottky-TTL (ALS-TTL) | 74ALSXX | 1980 |
| | Advanced-Schottky-TTL (AS-TTL) | 74ASXX | 1982 |

Für alle TTL-Familien gilt die einheitliche Betriebsspannung von 5 V sowie Pin- und Funktionskompatibilität bei Schaltungen gleichen Typs. Aufgrund gleicher Eingangs- und Ausgangspegel ist beliebige Zusammenschaltbarkeit möglich. Die Unterschiede ergeben sich aus Abb. 15.14.

Abb. 15.14a gibt die zulässige Strombelastung für normale Gegentakt-Ausgänge an, z. B. 20 mA als „Sink-Strom“ und 1 mA als „Source-Strom“ bei der S-Familie. Bei dieser Belastung bleiben die zugehörigen Ausgangspegel L bzw. H noch ungestört. Die absoluten Grenzwerte für den Strom liegen jedoch darüber.

Abb. 15.14b weist die AS-Familie als die schnellste TTL-Familie aus, dicht gefolgt von „FAST“ mit deutlich geringerer Verlustleistung. „ALS“ hat eindeutige Vorzüge gegenüber „LS“, der gegenwärtig noch meistverbreiteten Logikfamilie, von der „Standard-TTL“ praktisch ganz verdrängt wurde.

Ein anderer Weg zum Aufbau „ungesättigter Logikschaltungen“ nutzt das Prinzip des Stromumschalters mit Emitterkopplung nach Abb. 15.15a (ECL-Technik). Die Grundschaltung hat zwei Eingänge wie ein Differenzverstärker, wobei der *eine* auf ein festes Referenzpotential zwischen $+U_B$ und $-U_B$ gelegt wird. Durch den Widerstand R_E wird der Summenstrom für das emittergekoppelte Transistorpaar so begrenzt, dass eine Sättigung bei normaler Ansteuerung ausgeschlossen wird. Liegt der Eingang E gegenüber dem Referenzeingang auf einem genügend tiefen Potential, so ist Transistor T1 gesperrt, Strom fließt nur über Transistor T2. Schaltet man dagegen den Eingang E auf ein höheres Potential, so übernimmt Transistor T1 den Strom, während T2 sperrt.

Den Aufbau eines ECL-Gatters zeigt Abb. 15.15b. Die eingeführten Systeme nach dieser Schaltungsart arbeiten mit einer negativen Betriebsspannung $U_B = -5,2$ V und den angegebenen Pegelwerten. Wenn Eingang E_1 oder E_2 oder E_3 H-Potential erhält, wird der betreffende Transistor leitend, T2 dagegen sperrt. Am Ausgang A_1 stellt sich dann H-Potential, am Ausgang A_2 L-Potential ein. Die beiden Emitterfolger sorgen dafür, dass ein niederohmiger belastungsfähiger Ausgang gebildet wird. Andererseits ergeben sich in Verbindung mit ihren Basis-Emitterspannungen (0,6 ... 0,7 V) die richtigen Pegelwerte am Ausgang.

¹¹ Benannt nach W. Schottky (Halbleiterphysiker).

¹² Siehe dazu Abschn. 10.4.

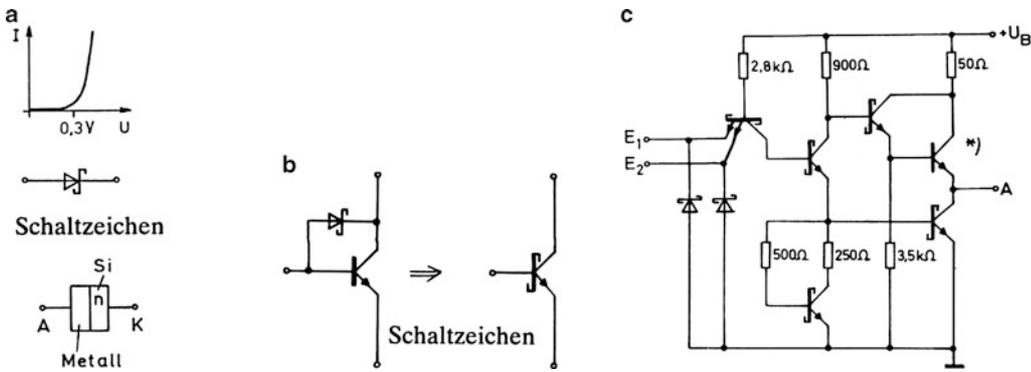


Abb. 15.13 Schottky-TTL-Technik. **a** Schottky-Diode, **b** Schottky-Transistor, **c** Schottky-NAND-Gatter.
 *) Normaltransistor, Sättigung wird durch Treibertransistor verhindert

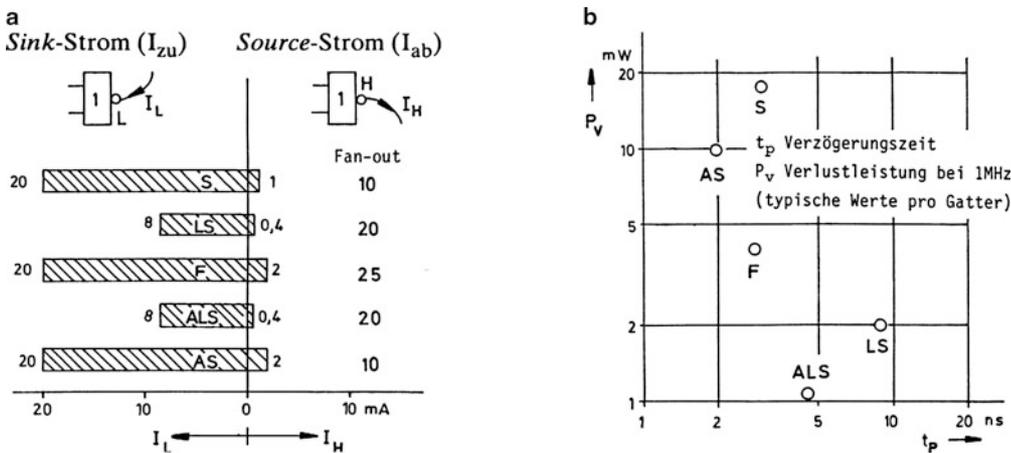


Abb. 15.14 Eigenschaften der Schottky-Familien. **a** Strombelastbarkeit und Fan-out. Die Werte beziehen sich auf normale Gattereingänge der betreffenden Schaltungsfamilie, **b** Verzögerungszeit und Verlustleistung

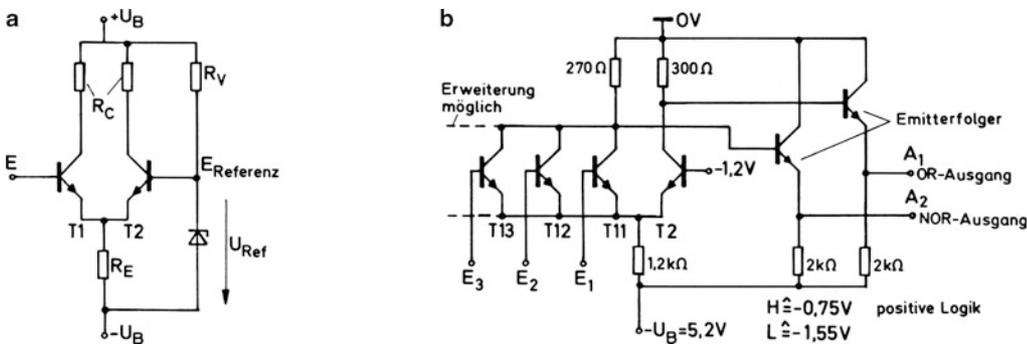


Abb. 15.15 ECL-Technik (Emitter Coupled Logic). **a** Stromumschalter, **b** ECL-Gatterschaltung

15.6 CMOS-Logikschaltungen

Ein wesentlicher Teil der Digitaltechnik arbeitet mit CMOS-Schaltungen. Die 4000er Baureihe (Standardreihe) stellt da zu etwa 150 verschiedene Bausteine zur Verfügung¹³. Die Grundschialtung ist der Inverter, grundsätzlich versehen mit einer Eingangsschutzschaltung und meistens auch mit einer Ausgangstreiberstufe (Puffer) entsprechend Abb. 15.16. Die Pufferstufe besteht aus zwei hintereinander geschalteten Invertern. Die Ausgangstristoren haben vergrößerte Strukturen. Sie werden dadurch niederohmig und machen den Ausgang weniger lastabhängig. Die Übertragungskennlinie wird versteilert. Sie wird dann zur reinen Schalterkennlinie (gestrichelt) und eignet sich nicht mehr für analoge Verstärkerzwecke. Schaltglieder mit zusätzlicher Pufferstufe (*buffer*) werden gekennzeichnet durch den Zusatz „B“ (B-Serie), ungepufferte durch den Zusatz „UB“ (unbuffered). Abb. 15.16c zeigt aus der B-Serie den Baustein 4049B, der entsprechende nichtinvertierende „Bruder“ heißt 4050B.

Abb. 15.17a zeigt die Erweiterung einer Inverterschaltung zu einem NOR-Gatter mit zwei Eingängen. Eingangsschutzschaltung und Ausgangspuffer sind weggelassen. Befinden sich E1 und E2 auf L-Potential, so sind beide p-Kanal-FETs leitend, während die n-Kanal-FETs sperren. Der Ausgang liegt auf H-Potential. Wenn einer der beiden Eingänge oder beide auf H-Potential gehen, erscheint am Ausgang L-Potential. Durch eine Vertauschung der Reihen-Parallel-Anordnung gewinnt man das NAND-Gatter. Gatter mit mehr als zwei Eingängen lassen sich aufbauen über eine systematische Erweiterung der Reihen-Parallel-Anordnung durch Zuschaltung weiterer FETs.

Abb. 15.18a zeigt die Erweiterung eines Ausgangspuffers um ein Übertragungsgatter, wodurch ein Tristate-Ausgang erreicht wird¹⁴. Eine andere Lösung dazu zeigt Abb. 15.18b. Bei H-Potential am Anschluss S schalten die beiden äußeren FETs durch und machen damit den inneren Inverter funktionsfähig. Bei L-Potential dagegen wird dieser beidseitig abgetrennt.

Im Vergleich mit TTL-Schaltungen sind zusammenfassend folgende Eigenschaften zu nennen:

1. Im Ruhebetrieb nehmen CMOS-Schaltglieder praktisch keinen Strom auf. Nur beim Umschalten tritt ähnlich wie bei TTL-Schaltungen ein kurzzeitiger Querstrom auf. Der Stromverbrauch ist insgesamt geringer.
2. Die Gattereingänge führen auf die isolierten Gates der MOSFETs. Wegen dieser extrem hochohmigen Eingänge sind bedeutend höhere Fan-out-Werte möglich als in der TTL-Technik.
3. Der Störabstand ist bei CMOS-Schaltungen größer als bei TTL-Schaltungen. Die Störsicherheit ist größer.

¹³ Vgl. Abschn. 9.9 und 9.10. Beschrieben werden dort die Bausteine: 4007, 4066, 4016, 4051 und 4052.

¹⁴ Zum Transmissionsgatter (Übertragungsgatter) siehe Abschn. 9.10, zum Tristate-Ausgang Abschn. 15.4.

Diese Vorteile haben dazu geführt, dass neben Standard-CMOS weitere CMOS-Familien entwickelt wurden, insbesondere die 1981 eingeführte High-Speed-CMOS-Serie 74 HC... Diese erreicht die Schaltgeschwindigkeit der TTL-Reihe 74 LS. Sie ist ausgelegt für eine Betriebsspannung zwischen 2 V und 6 V, während die ältere Standardreihe CMOS 4000 mit Betriebsspannungen zwischen 5 V und 15 V arbeiten kann. Viele Funktionen der TTL-LS Reihe sowie einige der Reihe CMOS 4000 sind in die neue HCMOS-Reihe übernommen worden. Die entsprechenden 74 HC-Bausteine tragen die gleiche Ziffernbezeichnung wie die Vorgängertypen und sind mit diesen jeweils pinkompatibel. Eine gemischte Anwendung ist jedoch wegen unterschiedlicher Pegelwerte nicht ohne weiteres möglich, meistens nur über geeignete „Interfaceschaltungen“.

Abb. 15.19 gibt die Schaltungsmöglichkeiten an für den Übergang CMOS-TTL und TTL-CMOS. Dabei wird eine einheitliche Betriebsspannung von 5 V angenommen bei einer Beschränkung auf die drei Familien 4000B, 74 HC sowie 74 LS-TTL. Entsprechend Abb. 15.19 kann der Übergang CMOS-TTL durch eine direkte Verbindung bewerkstelligt werden, wobei man bei der neuen HC-Reihe bedeutend höhere Fan-out-Werte erreicht als bei Standard-CMOS. Der umgekehrte Übergang ist normalerweise nur in Verbindung mit einem Pull-up-Widerstand möglich, mit dessen Hilfe der zu niedrige H-Pegel des TTL-Ausgangs angehoben wird (Abb. 15.19b). Diese Maßnahme kann jedoch entfallen, wenn man entsprechend Abb. 15.19c auf Schaltungen des Typs 74 HCT... übergeht. Dabei handelt es sich um spezielle HCMOS-Bausteine mit einem Pegelumsetzer am Eingang zur direkten Kopplung TTL-CMOS.

Als eine noch schnellere Schaltungsfamilie wurde 1986 die ACL-Serie 74AC.../74ACT... (mit Pegelumsetzer) eingeführt (ACL = Advanced Cmos Logik). Dazu haben jedoch einige Hersteller (TI und Philips) die Pinkompatibilität zu den Vorgängerreihen aufgegeben, um durch eine mittige Anordnung der Betriebsspannungsanschlüsse (U_B und Masse) die Leitungsinduktivitäten herabzusetzen. Abb. 15.20 zeigt die ACL-Familie im Vergleich mit den Vorgängerreihen.

In den 90er-Jahren kommen zusätzlich CMOS-Schaltungsfamilien für niedrige Betriebsspannung (1... 3,6 V) auf, bestimmt für den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten. Sie werden bezeichnet mit den Anfangsbuchstaben LV... (Low Voltage). Sehr aktuell ist zur Zeit (1998) die LVT-Reihe in BiCMOS-Technik, eine Bipolar-CMOS-Kombination für $U_B = 2,7 \dots 3,6$ V.

Anmerkung

Die herkömmlichen Schaltkreisfamilien mit Gatter- und Flip-Flop-Bausteinen verlieren für die industrielle Fertigung zunehmend an Bedeutung angesichts der modernen programmierbaren Logikbausteine (siehe Anhang B.15).

Literatur: [15-3, 15-4, 15-6]

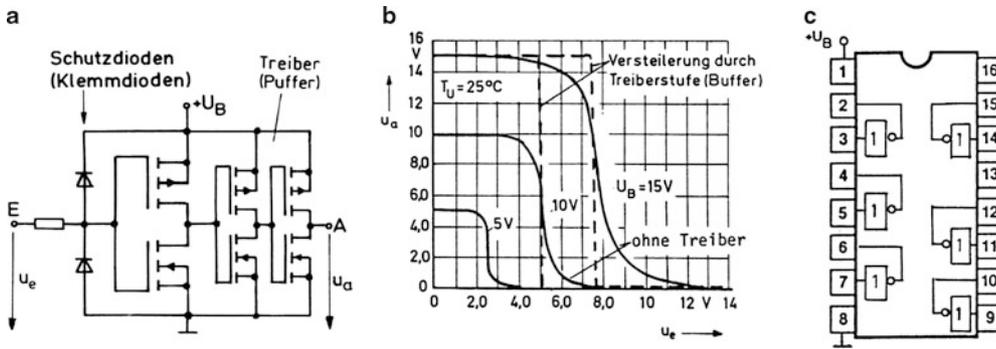


Abb. 15.16 CMOS-Inverter. a) Schaltung mit Ausgangstreiber, b) Übertragungskennlinien, c) Inverter 4049 B

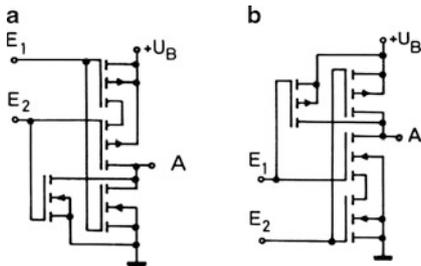


Abb. 15.17 CMOS-Gatter. Ungenutzte Eingänge sind beim NOR-Gatter auf L-Potential, beim NAND-Gatter auf H-Potential zu legen. a) NOR-Gatter, b) NAND-Gatter

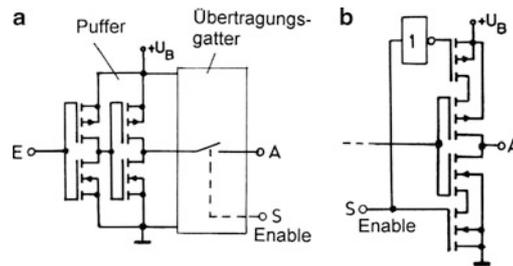


Abb. 15.18 Tristate-Schaltungen. a) mit Ü-Gatter, b) mit Trenn-FETs

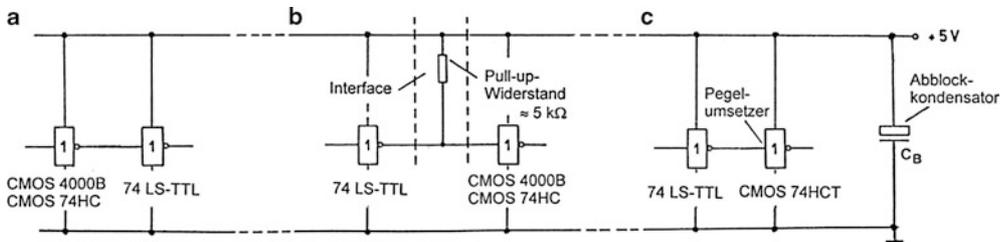


Abb. 15.19 Interfaceschaltungen. a) CMOS-TTL, b) TTL-CMOS, c) TTL-HCTMOS

| Baureihe | | Standard CMOS ...4000 | HCMOS HC/HCT | ACL AC/ACT |
|--|----------|--------------------------|-----------------|---------------|
| Typ. Verzögerungszeit | ns | 40 | 10 | 3 |
| Strombelastbarkeit bei $U_B = 5\text{ V}$ | I_H mA | 0,5 *) | 4 | 24 |
| | I_L mA | 0,5 *) | 4 | 24 |

Abb. 15.20 Vergleichstabelle. *) Höhere Ströme $-I_H = 1\text{ mA}$ und $I_L = 5\text{ mA}$ – stellen die oben genannten Puffer 4049B und 4050B zur Verfügung. Man verwendet diese als Treiber, wenn mehr als 1 LS-TTL-Last anzusteuern ist

15.7 Kippschaltungen mit NOR- und NAND-Gattern

Inverter und invertierende Gatterschaltungen verhalten sich während des Umschaltvorganges aufgrund ihrer steil abfallenden Übertragungskennlinie als phasenumkehrende Spannungsverstärker mit einer beträchtlich hohen Spannungsverstärkung im Übergangsbereich. Die Kettenschaltung zweier Schaltglieder dieser Art mit einer Rückkopplung vom Ausgang des einen Gliedes auf den Eingang des anderen stellt demnach eine Mitkopplungsschaltung dar, bei der die Schleifenverstärkung wesentlich über Eins liegt. Sobald sich beide Schaltglieder im Übergangsbereich befinden, kippt die Schaltung. Je nach Art der Rückkopplung mit Widerständen oder Kondensatoren lassen sich auf diese Weise bistabile, monostabile und astabile Kippschaltungen herstellen.

Abb. 15.21 und 15.22 zeigen zwei Ausführungen für eine bistabile Kippschaltung mit der Funktion eines RS-Flip-Flops. Im regulären Betrieb stellen sich die beiden Ausgänge Q und \bar{Q} auf zueinander komplementäre Pegel ein. Die formale Funktion der Schaltungen erklärt sich aus der Funktion der Einzelgatter und wird durch die angegebenen Funktionstabellen beschrieben. Mit der ersten Zeile dieser Tabellen wird die Speicherfunktion der Flip-Flops dargestellt. Der Ausgang Q behält den vorherigen Schaltzustand Q_0 bei ($Q_0 = H$ oder $Q_0 = L$), wenn beim NOR-Flip-Flop beide Eingänge auf L-Potential und beim NAND-Flip-Flop beide Eingänge auf H-Potential gelegt werden. Das Setzen und Zurücksetzen der Flip-Flops wird im ersten Fall durch H-Potential am S- bzw. R-Eingang, im zweiten Fall dagegen durch L-Potential bewirkt. Im Schaltzeichen des NAND-Flip-Flops wird dieses andersartige Verhalten durch die Invertierungszeichen an den Eingängen zum Ausdruck gebracht. Die Eingangskombinationen H-H bzw. L-L sind zu vermeiden. Dazu stellen sich gleiche Pegelwerte an beiden Ausgängen ein. Der Übergang zur Speicherstellung ist dann unbestimmt (nicht definiert), da sich das Flip-Flop in diesem Fall beliebig einstellen kann.

Flip-Flops einfacher Art mit nur *einer* Rückkopplungsschleife nennt man auch Latch (engl. Riegel, Klinke). Da sie häufig als Grundschaltung für noch zu besprechende kompliziertere Flip-Flops dienen, bezeichnet man sie in diesem Zusammenhang auch als Basis-Flip-Flop. Das einfache RS-Latch wird in der Digitaltechnik nur relativ selten benötigt. Es steht aber zur Verfügung im TTL-Baustein 74279 und im CMOS-Baustein 4044 (siehe Anhang B.15).

Abb. 15.23 zeigt für die Praxis wichtige Sonderschaltungen. In Abb. 15.23a wird das Setzen und Zurücksetzen an

einem NAND-Latch über mechanische Kontakte vorgenommen. Die Schaltung wird als Entprellschaltung für Relais und Taster verwendet, da stets nur die erste Kontaktgabe wirksam ist. Wiederholungen als Folge eines Prellvorganges bleiben wirkungslos. In Abb. 15.23b wird einer der beiden Eingänge – hier der Reset-Eingang – über zwei Vorgatter verriegelt. Ein Rücksetzbefehl wird nur wirksam, wenn nicht gleichzeitig ein Setzbefehl am Eingang E_1 ansteht (H am NOR-Latch und L am NAND-Latch).

Die Abb. 15.24, 15.25 und 15.26 zeigen ausgewählte Beispiele für die Verwendung von NAND-Gliedern – als Inverter geschaltet – zum Bau eines nichtinvertierenden Triggers, eines monostabilen und eines astabilen Multivibrators. Die angeschriebenen Beziehungen gelten als Näherungen ausschließlich für CMOS-Schaltungen mit Ausnahme der HCT-Bausteine, die einen Pegelumsetzer am Eingang besitzen. Normale CMOS-Schaltungen schalten um, wenn die Eingangsspannung etwa gleich der halben Betriebsspannung ist. Im Übrigen haben sie vernachlässigbare Eingangsströme, so dass das Rückkopplungsverhalten gut überschaubar ist.

Abb. 15.24 zeigt einen nichtinvertierenden Trigger. Unter der Voraussetzung $R_1 \gg R_2$ ergibt sich eine schmale Schalthysterese. Der Trigger kippt dann bei $u_E > U_B/2$ von L nach H. Zum Rückkippen muss u_E weiter abgesenkt werden wegen des über R_1 fließenden Rückstromes, der am Punkt E' eine Potentialanhebung der Größe ΔU bewirkt.

Abb. 15.25 stellt einen Monovibrator vor, der auf kurze L-Impulse am Eingang mit längeren L-Impulsen der Dauer T_i antwortet. Im Ausgangszustand befindet sich Punkt M auf L-Potential, Ausgang Q und Eingang E auf H-Potential. Kondensator C ist ungeladen. Ein Sprung von H nach L am Eingang E schaltet das erste UND-Gatter um und zieht Punkt M auf H-Potential, was L-Potential am Ausgang Q bedeutet. Dieser „metastabile“ Zustand dauert solange, bis sich Kondensator C auf die halbe Betriebsspannung aufgeladen hat. Dann wird $u_M = 1/2 U_B$, und die Schaltung kippt zurück. Dabei sorgt Diode D für ein rasches Entladen des Kondensators C.

Abb. 15.26 zeigt einen Rechteckgenerator. Die Punkte M und Q schwingen ständig im Gegentakt zwischen H und L. Die Spannung u_E hat den angegebenen Verlauf mit einem positiven und negativen Überschwingen. Damit die Überschwinger nicht durch die Eingangsschutzdioden des ersten Gatters gekappt werden, ist ein ausreichend großer Widerstand R_v vorzusehen. Andernfalls lassen sich die Impuls- und Pausenzeiten schwerlich berechnen.

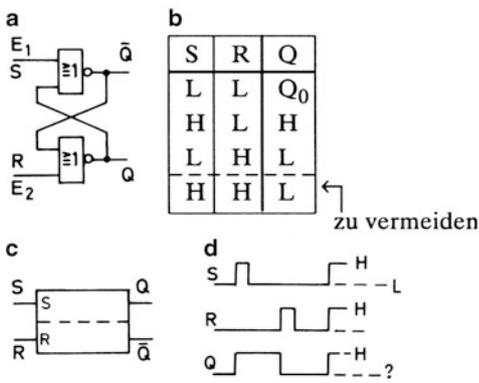


Abb. 15.21 RS-NOR-Flip-Flop. **a** Schaltung, **b** Funktionstabelle, **c** Symbol, **d** Funktionsdiagramm

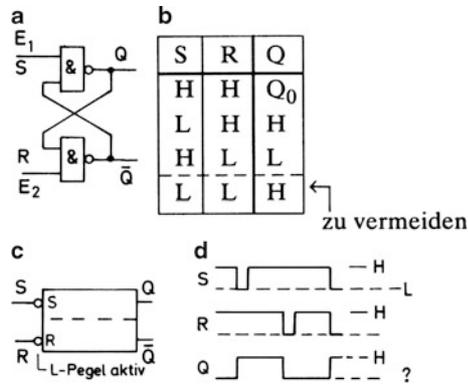


Abb. 15.22 RS-NAND-Flip-Flop. **a** Schaltung, **b** Funktionstabelle, **c** Symbol, **d** Funktionsdiagramm

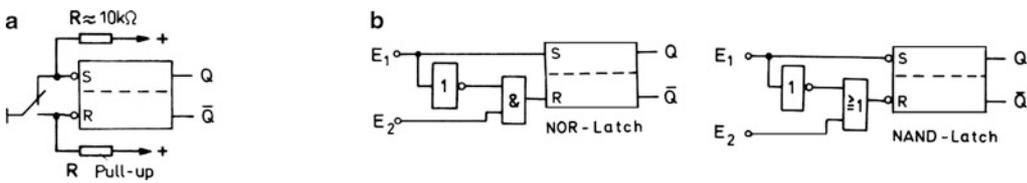


Abb. 15.23 Sonderschaltungen mit NOR- und NAND-Latch. **a** Kontaktsteuerung, **b** für dominierendes Setzen (Vorrangschaltungen)

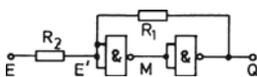
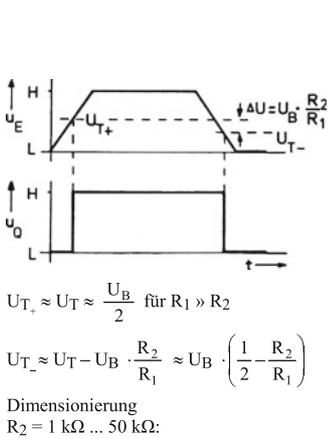


Abb. 15.24 Trigger. Vergleichbar ist der Stromtrigger im Abschn. 14.1, Abb. 15.23. Im Übrigen stehen Trigger – meistens invertierend – und ebenso Monovibratoren als ICs in TTL- und MOS-Technik zur Verfügung (siehe Anhang B.15)

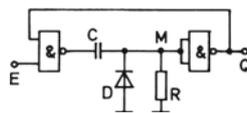
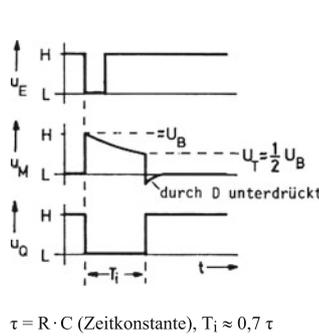


Abb. 15.25 Monovibrator

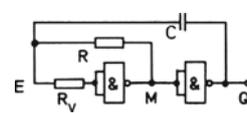
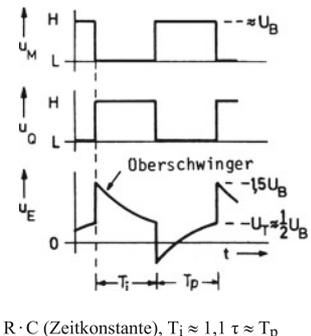


Abb. 15.26 Astabiler Multivibrator

15.8 Einfache Flip-Flops mit Taktsteuerung

Taktgesteuerte Flip-Flops, auch getaktete Flip-Flops genannt, weisen im Gegensatz zu den ungetakteten Flip-Flops zusätzlich zu den Eingängen S und R für das Setzen und Rücksetzen noch einen weiteren Eingang, den Takteingang C, auf. Der auf diesen Eingang wirkende Takt (*clock pulse*) ist im Allgemeinen ein Rechteckpuls, mit dessen Hilfe das Setzen und Rücksetzen mehrerer Flip-Flops synchron vorgenommen werden kann. Die Eingänge S und R haben bei der Taktsteuerung nur eine vorbereitende Funktion. Sie werden daher auch als Vorbereitungs- oder Bedingungsingänge bezeichnet. Abb. 15.27a zeigt eine entsprechende Ausführung eines RS-Flip-Flops, die aus einem NAND-Flip-Flop als Basis-Flip-Flop besteht mit einer vorgeschalteten Gatterkombination. Die gestrichelt eingetragenen direkt wirkenden Setz- und Rücksetzeingänge (*Preset* und *Clear*) sind taktunabhängig. Sie können einer Voreinstellung dienen und sollen im Folgenden unberücksichtigt bleiben.

Das Funktionsdiagramm nach Abb. 15.27b mit einem fortlaufenden Takt macht deutlich, dass das Flip-Flop nur gesetzt und rückgesetzt werden kann, wenn der Takteingang C auf H-Potential liegt. Bei L-Potential an C haben die Ausgänge der vorgeschalteten NAND-Gatter H-Potential. Die Eingänge S und R können dann beliebige Werte annehmen (X und Y) ohne Wirkung auf das Flip-Flop. Dieses bewahrt den vorher eingestellten Wert Q_0 (Speicherfunktion). Bei H-Potential an C verhält sich die Schaltung wie ein einfaches RS-Flip-Flop. Folglich ist auch die Signalkombination $S = H$ und $R = H$ zu vermeiden, wie Abb. 15.27c in einer Gesamtübersicht angibt. Im normgerechten Schaltzeichen wird die Abhängigkeit des S- und R-Eingangs von dem Takteingang durch die Bezugsziffer 1 (C1, 1S, 1R) zum Ausdruck gebracht.

Abb. 15.28 zeigt das RS-Flip-Flop mit einer durch die Kettenschaltung von drei Invertern veränderten Eingangsschaltung. Bei $C = L$ hat Punkt C' den Pegel H. Beim Wechsel des Taktes C ändert sich dieser Pegel nicht unmittelbar, sondern bleibt während einer bestimmten Verzögerungszeit, bedingt durch die Kettenschaltung der Inverter, noch erhalten. Während dieser Zeit geben die NAND-Gatter das nachgeschaltete Flip-Flop zum Setzen oder Rücksetzen über S und R frei, um anschließend die S- und R-Eingänge wieder abzuriegeln. Eine Signalübernahme ist also praktisch nur mit der Anstiegsflanke des Taktimpulses möglich. Es liegt Flankensteuerung vor. Abb. 15.28b beschreibt die Funktion tabellarisch. Dazu gilt unverändert das Impulsdiagramm der

Abb. 15.27b, wenn die Setz- und Rücksetzimpulse wie dort bereits anstehen vor Erscheinen der positiven Taktflanke.

Die beschriebenen RS-Flip-Flops mit Taktsteuerung werden zu „D-Flip-Flops“, wenn man dem R-Eingang stets das gegenüber dem S-Eingang invertierte Signal zuführt. Die notwendige Schaltungsergänzung für ein taktzustandsgesteuertes und taktflankengesteuertes D-Flip-Flop zeigt Abb. 15.29. Es gibt also neben dem Takteingang nur *einen* weiteren taktabhängigen Eingang, der als D-Eingang (Dateneingang) bezeichnet wird. H-Pegel am D-Eingang bereitet das Setzen durch den nächsten Taktimpuls vor und L-Pegel das Rücksetzen. Die am D-Eingang in einer zeitlichen Folge anliegenden Pegel werden mit einer gewissen Zeitverzögerung, die vom Eintreffen des nächsten Taktimpulses abhängt, jeweils an den Ausgang übertragen. Auf diese Eigenschaft bezieht sich die Bezeichnung D-Flip-Flop als „Delay-Flip-Flop“. Während beim taktzustandsgesteuerten D-Flip-Flop die am Eingang D anliegende Information stets übernommen wird, solange das Taktsignal aktiv ist, muss bei der flankengesteuerten Ausführung die Information stets *vor* der wirksamen Taktflanke anliegen.

Das einfache D-Flip-Flop mit Zustandssteuerung wird oft als D-Latch bezeichnet. Der D-Eingang wirkt während des Taktimpulses unmittelbar auf den Ausgang, weshalb das D-Latch als „transparentes“ Flip-Flop gilt. Im Gegensatz dazu wird beim D-Flip-Flop mit Flankensteuerung nach der aktiven Taktflanke der D-Eingang abgekoppelt. Derartige Flip-Flops heißen daher nichttransparent. Sie lassen sich wie angegeben auch als Untersetzer (*Toggle-Flip-Flop*) betreiben.

Abb. 15.30 zeigt eine Abwandlung des RS-Flip-Flops nach Abb. 15.28 durch die Einführung zweier Rückkopplungen. Die Schaltung wird dann als JK-Flip-Flop bezeichnet, und die Eingänge S und R werden in J und K umbenannt. Sie behalten aber die ursprüngliche Funktion der Setz- und Rücksetzeingänge bei mit *einer* wesentlichen Ausnahme. Wenn beide Eingänge gleichzeitig auf H-Potential gehen, führt der folgende Taktimpuls stets zu einem Umkippen des Flip-Flops. Beim RS-Flip-Flop dagegen ist der anschließende Zustand unbestimmt. Dieses andersartige Verhalten rührt daher, dass vom Ausgang her stets eines der beiden UND-Gatter vor dem Basis-Flip-Flop durch L-Signal verriegelt wird. Erhält die nicht verriegelte Seite H-Signal über den J- oder K-Eingang, so führt dies – unabhängig von dem Eingangssignal auf der anderen Seite – zum Kippen.

Literatur: [15-2, 15-3]

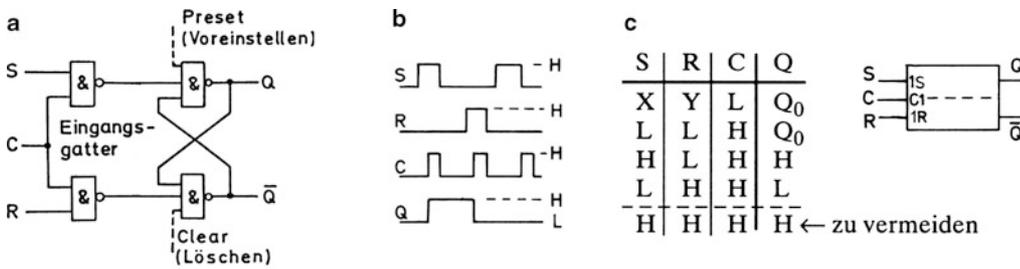


Abb. 15.27 RS-Flip-Flop mit Taktzustandssteuerung. **a** Schaltung, **b** Funktionsdiagramm, **c** Funktionstabelle und Schaltzeichen

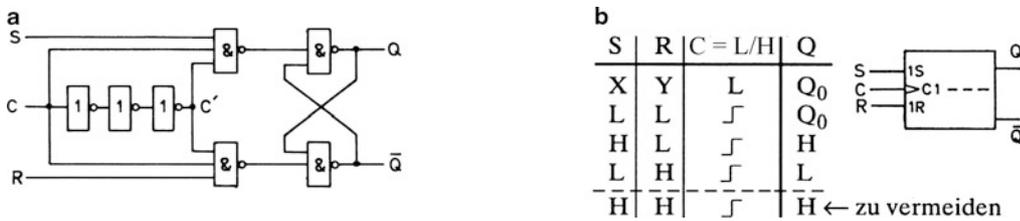


Abb. 15.28 RS-Flip-Flop mit Taktflankensteuerung. **a** Schaltung, **b** Funktionstabelle und Schaltzeichen

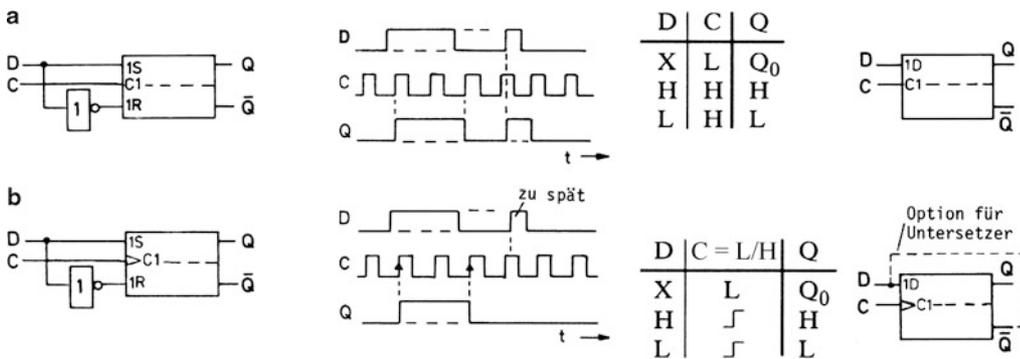


Abb. 15.29 D-Flip-Flops. **a** Taktzustandssteuerung, **b** Taktflankensteuerung

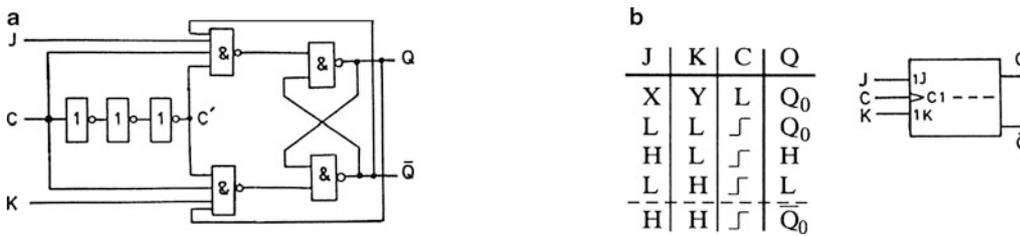


Abb. 15.30 JK-Flip-Flops mit Taktflankensteuerung. **a** Schaltung, **b** Funktionstabelle und Schaltzeichen

15.9 Master-Slave-Flip-Flops (MS-Flip-Flops)

Nichttransparente Flip-Flops werden häufig realisiert nach dem Master-Slave-Prinzip. Man baut ein „MS-Flip-Flop“ auf aus zwei in Kette geschalteten taktgesteuerten RS-Flip-Flops gemäß Abb. 15.31a und erhält damit ein „Zweisppeicher-Flip-Flop“. Das dem Master-Flip-Flop nachgeschaltete Slave-Flip-Flop wird mit dem invertierten Takt des ersteren angesteuert, so dass beide Flip-Flops nur wechselweise umschaltbereit sind. Die Wirkungsweise erklärt sich anhand des Funktionsdiagramms nach Abb. 15.31b. Geht man vom Grundzustand aus, in dem beide Flip-Flops gelöscht sind ($P = L$, $Q = L$), und bereitet den Setzeingang S zum Setzen vor (H-Pegel), so wird das Master-Flip-Flop mit der ansteigenden Vorderflanke des nächsten Taktimpulses gesetzt. Mit der fallenden Rückflanke desselben Taktimpulses wird dann entsprechend verzögert (retardiert) auch das Slave-Flip-Flop gesetzt. Sobald der Rücksetzbefehl gegeben wird (H-Pegel am R-Eingang), wird mit der Vorderflanke des nächsten Taktimpulses das Master-Glied und mit der Rückflanke wieder verzögert das Slave-Glied zurückgesetzt. Man spricht auch von einer Zweiflankensteuerung. Dabei ist zu bedenken, dass sowohl das Master- wie auch das Slave-Flip-Flop für sich betrachtet taktzustandsgesteuert oder pegelgesteuert ist (statischer Eingang). Das Kippen wird eingeleitet bei Erreichen bestimmter Pegel innerhalb der auf- und absteigenden Flanken der Taktimpulse, wozu für einen geordneten Betrieb die Schaltschwelle für den Takteingang beim Master-Flip-Flop höher liegen muss als beim Slave-Flip-Flop. Wie beim vorher besprochenen einfachen RS-Flip-Flop, so ist auch beim hier betrachteten RS-Master-Slave-Flip-Flop die Eingangskombination $S = H$ und $R = H$ aus demselben Grund zu vermeiden.

Wieder lässt sich die vorgenannte Einschränkung aufheben, wenn man das RS-Flip-Flop zu einem JK-Flip-Flop abwandelt. Man gewinnt es gemäß Abb. 15.32 in einfacher Weise aus einem RS-MS-Flip-Flop, indem man den Vorbereitungseingängen des Master-Flip-Flops UND-Gatter vorschaltet und auf diese Gatter die Ausgänge Q und \bar{Q} in der gezeichneten Weise rückkoppelt. Im Abb. 15.32 sind diese UND-Gatter in den Block des Master-Flip-Flops eingezeichnet. Die freien Bedingungeingänge werden dann wieder mit J und K bezeichnet. Bei $J = K = H$ werden die Ausgänge mit jeder Rückflanke des Taktimpulses umgeschaltet. Im Übrigen liegt das gleiche Verhalten wie beim RS-MS-Flip-Flop vor mit *einer* Ausnahme: Führen kurze Störimpulse auf der J - oder K -Leitung während des Taktimpulses zum Kippen,

so ist ein Rückkippen nicht mehr möglich, da das Flip-Flop sich vom Ausgang her selbst blockiert. Es kann während der Taktdauer nur einmal kippen.

Zwei mögliche Anwendungen des JK-Flip-Flops zeigt Abb. 15.33. In der Schaltung als T-Flip-Flop nach Abb. 15.33a (*Toggle-Flip-Flop*) werden die Eingänge J und K miteinander verbunden zu einem hier mit TE (*Toggle-Enable*) bezeichneten Steuereingang. Bei $TE = H$ arbeitet das Flip-Flop als Binäruntersetzer. Es kippt ausgangsseitig bei jeder negativen Flanke des Taktes C . Nach dem Umschalten auf $TE = L$ verharrt es in der zuletzt eingenommenen Stellung.

Man erhält ein D-MS-Flip-Flop (Abb. 15.33b), wenn man dem Rücksetzeingang K das invertierte Signal des Setzeingangs J zuführt. Die am D-Eingang anstehende Information wird erst mit der Rückflanke des nächsten Taktimpulses zum Ausgang durchgeschaltet, wenn die Eingänge des Master-Flip-Flops bereits wieder blockiert sind. In dieser Arbeitsweise zeigt sich besonders deutlich die Eigenschaft als nichttransparentes Flip-Flop im Unterschied zum einfachen D-Latch.

JK-MS-Flip-Flops besitzen in der Regel auch direkt wirkende taktunabhängige Preset- und Cleareingänge. Manchmal sind mehrere J - und K -Eingänge vorhanden, die durch Gatter intern verbunden sind. Der Takteingang (C) kann auch dynamisch wirkend ausgebildet werden, was im Schaltzeichen durch das Dreiecksymbol in üblicher Weise ausgedrückt wird (Abb. 15.34). Anders als beim statischen Takteingang muss dann die Information einige Nanosekunden (*Set up time*) vor dem Zeitpunkt t_1 bereitstehen, wenn das Master-Flip-Flop diese aufnehmen soll. Zum Zeitpunkt t_2 wird die Information an das Slave-Flip-Flop weitergegeben. Ein wesentlicher Vorteil der dynamischen Ansteuerung besteht darin, dass Störimpulse auf dem J - oder K -Eingang während der Taktdauer unwirksam sind. Diese Verhaltensweise wird mit dem Stichwort „data lockout“ bezeichnet.

Flip-Flops werden heute nahezu ausschließlich als fertige ICs eingesetzt. Der Anhang B.15 dieses Buches zeigt Beispiele für ein RS-Flip-Flop, mehrere JK-Flip-Flops und die häufig anzutreffenden D-Flip-Flops. Die beiden Letzteren sind immer taktgesteuert. Bei Verwendung einer gemeinsamen Taktleitung können mehrere Flip-Flops dieser Art synchron umgeschaltet werden. Aus diesem Grund bezeichnet man sie auch als „synchron“ Flip-Flops, während die nichttaktgesteuerten Flip-Flops als „asynchron“ gelten.

Literatur: [15-2, 15-3]

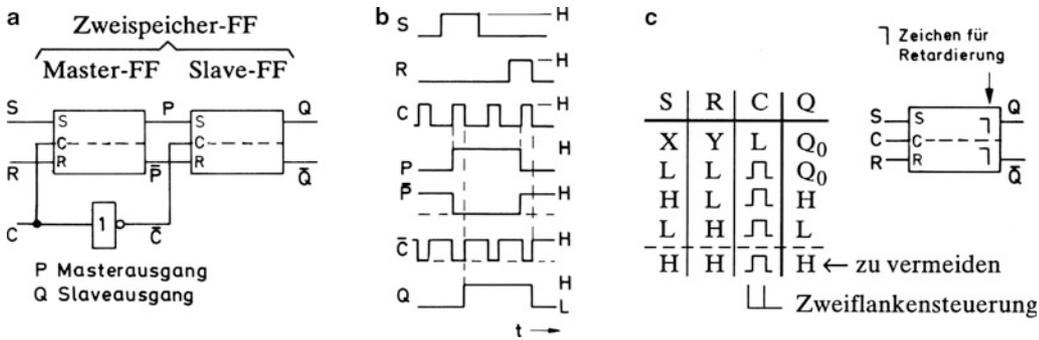


Abb. 15.31 RS-Master-Slave-Flip-Flop (Zweiflankensteuerung). **a** Schaltung, **b** Funktionsdiagramm, **c** Funktionstabelle und Schaltzeichen

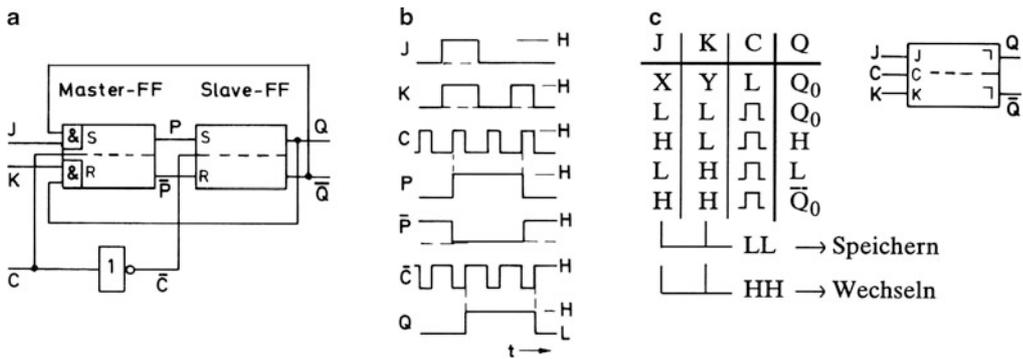


Abb. 15.32 JK-Master-Slave-Flip-Flop (JK-MS-Flip-Flop). **a** Schaltung, **b** Funktionsdiagramm, **c** Funktionstabelle und Schaltzeichen

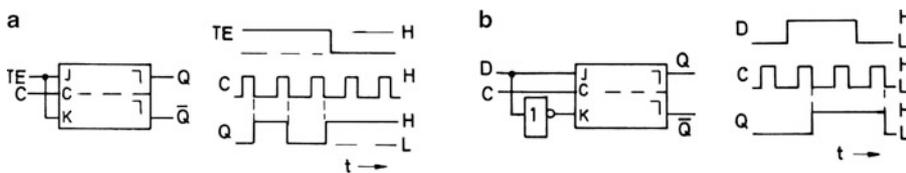


Abb. 15.33 Abwandlungen des JK-Master-Slave-Flip-Flops. **a** als T-Flip-Flop, **b** als D-Flip-Flop

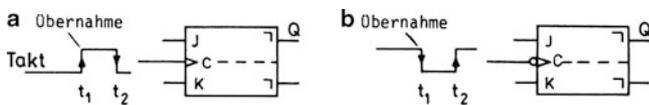


Abb. 15.34 JK-MS-Flip-Flops mit dynamischem Eingang. **a** Übernahme mit positiver Flanke, **b** Übernahme mit negativer Flanke

15.10 Register

Register sind Anordnungen mit Flip-Flops, die zur vorübergehenden Speicherung von Binärwerten dienen. Ein durch einen H- oder L-Pegel repräsentierter Binärwert wird als 1 Bit bezeichnet. Ein einzelnes Flip-Flop kann nur jeweils 1 Bit aufnehmen und speichern.

Abb. 15.35a zeigt den Aufbau eines 4 Bit-Registers, dargestellt als Vierfach-D-Latch mit gemeinsamer Taktleitung. Bei H-Pegel auf der Taktleitung sind die Flip-Flops aufnahmebereit und schalten die an den Dateneingängen ankommenden Informationen auf die Ausgänge durch. Beim Wechsel des Taktes von H nach L werden die Dateneingänge blockiert und die zuletzt eingetroffenen Informationen gespeichert. Das Register eignet sich somit dazu, die Daten von vier anderen Flip-Flops parallel zu übernehmen und während der Taktpause parallel bereitzustellen. In Anbetracht dieser Funktion spricht man auch von einem Auffangregister. Abb. 15.35b zeigt die normgerechte symbolische Darstellung.

Es gibt Register, die eine Binärinformation nicht nur aufnehmen und speichern, sondern diese auch nach links oder rechts auf benachbarte Flip-Flops übertragen können. Derartige Register nennt man Schieberegister. Das Prinzip zeigt Abb. 15.36a. Es handelt sich um eine Kettenschaltung aus einzelnen MS-Flip-Flops vom D-Typ mit gemeinsamer Taktleitung. Durch einen Löschimpuls über die ebenfalls gemeinsame Löscheinleitung setzt man zunächst alle Flip-Flops in den Grundzustand mit $Q = L$ ¹⁵. Ein am D-Eingang des ersten Flip-Flops wirksamer H-Pegel wird mit dem ersten Taktimpuls an den Ausgang Q_1 übertragen. Mit der Vorderflanke des zweiten Taktimpulses übernimmt das folgende Master-Flip-Flop dann diese Information, um sie mit der anschließenden Rückflanke an seinen Ausgang Q_2 weiterzuschicken. Mit jedem Taktimpuls übernimmt jedes Flip-Flop den Schaltzustand des unmittelbar vorangehenden.

Für den Bau von Schieberegistern eignen sich ebenso wie für Binäruntersetzer nur nichttransparente Flip-Flops¹⁶. Bei Verwendung von RS- bzw. JK-Flip-Flops ist das erste in der Kette durch Zuschalten eines Inverters in ein D-Flip-Flop umzuwandeln (Abb. 15.36b). Die Bedingungsingänge der folgenden Flip-Flops werden mit den vorangehenden Ausgängen verbunden.

¹⁵ Aus Gründen der Übersicht wird der Löscheinang entgegen der Norm längsseitig am Flip-Flop eingetragen.

¹⁶ Das einfache D-Latch ist dafür unbrauchbar. Ein H-Signal am D-Eingang würde im Schieberegister nicht Schritt für Schritt fortgeschaltet, sondern gleich durch die ganze Kette geschoben.

Abb. 15.37a zeigt ein Schieberegister in vereinfachter Darstellung, das je nach Stellung des vorgesehenen Umschalters im Geradeausbetrieb oder Umlaufbetrieb arbeiten kann. Bei der eingetragenen Schalterstellung nimmt das Register seriell Daten auf, die im Verlaufe der weiteren Taktung wieder verlorengehen. Dieser Verlust ist vermeidbar, wenn man in einer Taktpause den Schalter umlegt und damit den Ausgang Q auf den Eingang D rückkoppelt. Auf diese Weise ergibt sich eine Ringschaltung, in der eine einmal eingelesene Kombination von H- und L-Werten beliebig oft mit dem Takt umlaufen kann. Anstelle der mechanischen Umschaltung ist auch eine kontaktlose Umschaltung beispielsweise mit Hilfe eines 2 zu 1-Multiplexers möglich¹⁷. Abb. 15.37b zeigt auch eine mit Gattern aufgebaute Lösung. Für $U = L$ ergibt sich der Geradeausbetrieb und für $U = H$ der Umlaufbetrieb.

Abb. 15.38 zeigt ein 10-stufiges Schieberegister für ständigen Umlaufbetrieb. Durch eine „Nulleinstellung“ wird zunächst das „Null-Flip-Flop“ am Anfang der Kette gesetzt (H-Pegel am Ausgang). Alle übrigen Flip-Flops werden rückgesetzt. Mit dem ersten Taktimpuls wird das Null-Flip-Flop rückgesetzt, während der H-Pegel von ihm auf Flip-Flop 1 übergeht. Mit jedem weiteren Taktimpuls wird der H-Pegel die Kette entlang um eine Stufe weitergeschaltet, bis schließlich nach zehn Taktimpulsen die Ausgangsstellung wieder erreicht ist.

Die beschriebene Schaltung wird zu einem Impulszähler, wenn man über die Ausgänge der Flip-Flops und entsprechende Treibertransistoren eine Anzeigeeinrichtung ansteuert, beispielsweise mit einer Ziffernanzeigeöhre. Für jede Zehnerstelle benötigt man dabei *eine* Ringschaltung, die bei der Rückkehr in ihre Nullstellung jeweils mit einem Übertragsimpuls den nächstfolgenden Ring ansteuern muss. In der Tat wurden nach diesem Prinzip früher häufig Zähler gebaut, die man als Ringzähler bezeichnete. Die heutige Anwendung beschränkt sich auf zyklisch arbeitende Steuerungen.

Es gibt zahlreiche integrierte Bausteine als Schieberegister für Rechts- oder Linksschiebebetrieb, zum Teil sogar umschaltbar. Sie unterscheiden sich ferner in Bezug auf die Art der Dateneingabe. Möglich ist Parallelingabe wie beim Auffangregister nach Abb. 15.35 oder Serieneingabe wie in Abb. 15.36. Der Ausgang kann ebenfalls seriell oder parallel angelegt sein (siehe Anhang B.15).

¹⁷ Zum Digitalmultiplexer siehe auch Abschn. 15.15, zum Analogmultiplexer Abschn. 9.10.

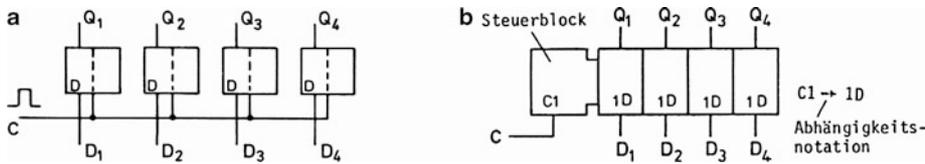


Abb. 15.35 4 Bit-Auffangregister. 4-Bit-Auffangregister lassen sich mit integrierten Bausteinen herstellen, die vier D-Flip-Flops enthalten. Im Anhang B.15 dieses Buches findet man dazu die ICs 7475 und 74175. In beiden Fällen stellen die Flip-Flops neben dem Ausgang Q auch den komplementären Ausgang \bar{Q} zur Verfügung. **a** Schaltung, **b** symbolische Darstellung

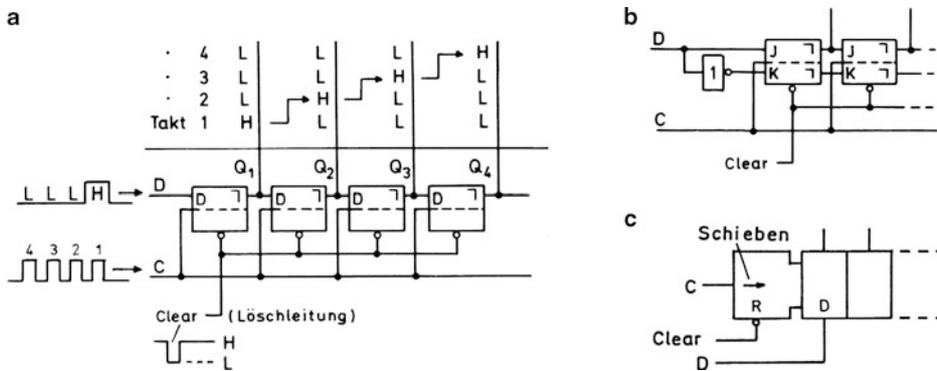


Abb. 15.36 Schieberegister. **a** mit D-MS-Flip-Flop, **b** mit JK-MS-Flip-Flop, **c** symbolische Darstellung

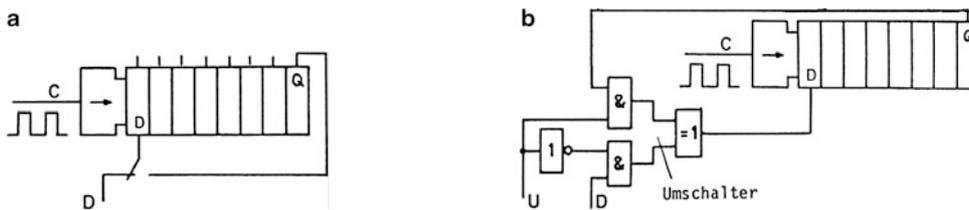


Abb. 15.37 Schieberegister mit Umschalteneinrichtung für Umlaufbetrieb. **a** mit Kontaktumschaltung, **b** mit Gatterumschaltung

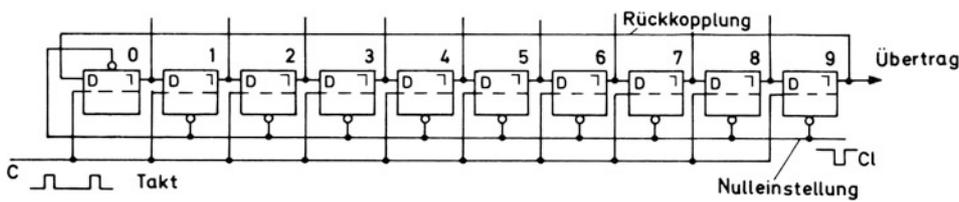


Abb. 15.38 Umlaufschieberegister (Ringzähler)

15.11 Frequenzteiler (Untersetzer) und Zähler-schaltungen

Die elementare Frequenzteilerschaltung ist das T-Flip-Flop (*Toggle-Flip-Flop*). Es hat die Funktion eines 1 : 2-Teilers. Eine Kettenschaltung aus zwei T-Flip-Flops untersetzt im Verhältnis 1 : 4, eine Kette aus n Flip-Flops demzufolge im Verhältnis 1 : 2^n . Abb. 15.39a zeigt eine Kettenschaltung mit vier als T-Flip-Flop geschalteten JK-MS-Flip-Flops. Jedes Flip-Flop wird von dem vorangehenden getriggert, das erste von den Taktimpulsen T . Es ergibt sich somit das in Abb. 15.39c angegebene Impulsdiagramm. Die Ausgänge A, B, C und D stellen Rechteckschwingungen zur Verfügung, deren Frequenz im Verhältnis 1 : 2, 1 : 4, 1 : 8 und 1 : 16 mit Bezug auf die Taktfrequenz untersetzt ist. Nach 16 Taktimpulsen kehrt die Schaltung wieder in ihre Ausgangslage zurück. Sie verfügt offenbar über 16 definierte Ausgangszustände als Kombinationen aus H- und L-Werten.

Untersetzerschaltungen dieser Art lassen sich auch als Zähler-schaltungen benutzen, weil die Zahl der aufgenommenen Taktimpulse an der Stellung der Flip-Flops ablesbar ist. Ordnet man dem H-Pegel am Flip-Flop-Ausgang jeweils den logischen Wert 1 und dem L-Pegel den logischen Wert 0 zu (positive Logik), so ergibt sich für den 1 : 16-Untersetzer aus dem Impulsdiagramm die angegebene Zustandstabelle. Nach dem fünften Taktimpuls erhält man z. B. von unten nach oben gelesen die Ziffernfolge 0101, womit die Zahl 5 als Dualzahl dargestellt wird. Entsprechendes gilt für alle anderen Spalten der Tabelle, die somit den Dualcode für die Zahlen von 0 bis 9 darstellt. Der beschriebene Untersetzer ist also auch ein Dualzähler, der bis zur Dualzahl $1111 \hat{=} 15$ hochzählt und dann wieder auf null geht¹⁸.

Die beschriebene Funktion kann realisiert werden mit dem TTL-Baustein 7493 nach Abb. 15.39b. Dieser enthält 4 als T-Flip-Flop geschaltete JK-Flip-Flops, von denen das erste getrennt arbeiten kann, während die anderen drei eine Kettenschaltung bilden, die als 1 : 8-Untersetzer arbeitet. Durch Verbindung der Anschlüsse 12 und 1 erhält man einen 1 : 16-Untersetzer, dem Anschluss 14 als Takteingang dient.

Durch gemeinsame Nullrückstellung aller Flip-Flops über ein internes NAND-Gatter bietet sich für die Anwendung als Frequenzteiler die Möglichkeit, auch andere Untersetz-

ungen als die oben genannten zu erzielen. Für die Untersetzung 1 : 5 kann man z. B. mit der Verdrahtung nach Abb. 15.40a die Ausgänge A und C auf die Eingänge des Rückstellgatters schalten, weil diese zum Ende des fünften Taktimpulses gleichzeitig H-Pegel annehmen und damit eine Rückstellung auslösen können. Das dann am Ausgang C erscheinende Impuls-Zeit-Diagramm wird in der zweiten Zeile der Abb. 15.40b dargestellt. Offensichtlich weist die so entstehende Rechteckschwingung unterschiedliche Impuls- und Pausenzeiten auf, die Periodendauer ist aber genau fünfmal größer als diejenige der Taktschwingung. In entsprechender Weise ergibt sich eine Untersetzung 1 : 10 am Ausgang D, wenn man gemäß Abb. 15.40c die Ausgänge B und D auf das Rückstellgatter schaltet. Nach dieser Methode lassen sich alle Untersetzungen von 1 : 3 bis 1 : 15 bewerkstelligen. Im Abb. 15.40d sind die noch Fehlenden aufgelistet und dazu die Ausgänge, mit denen man in einer UND-Verknüpfung – eventuell über ein zusätzliches externes Gatter – die Rückstellung einleiten muss. Der zuletzt genannte Ausgang ist jeweils auch der Teiler-ausgang.

Frequenzteiler bzw. Untersetzerschaltungen werden häufig dazu verwendet, zeitgenaue Taktgeber zu bauen, wobei ein niederfrequenter Takt aus einem präzisen höherfrequenten Takt abgeleitet wird. Dazu stehen mehrere Spezialbausteine zur Verfügung, z. B. 74292 und 74294. Es handelt sich dabei um programmierbare Binärteiler für den Bereich von 1 : 2 bis 1 : 2^{31} bzw. 1 : 2 bis 1 : 2^{15} . Das bekannteste Beispiel ist die Quarzuhr. Ein Quarzoszillator mit einer Frequenz von beispielsweise $32768 \text{ Hz} = 2^{15} \text{ Hz}$ dient dabei als Taktgeber für einen 15-stufigen Binärteiler, von dessen Ausgang ein Sekundentakt abgegeben wird. Einen fast ebenso genauen Sekundentakt kann man aus dem 50-Hz-Wechselstromnetz gewinnen, wenn man im Verhältnis 1 : 50 untersetzt. Ein Schaltungsbeispiel dazu zeigt Abb. 15.41, wobei die oben beschriebenen Frequenzteiler 1 : 5 und 1 : 10 zur Anwendung kommen.

Frequenzteiler 1 : 5 und 1 : 10 lassen sich besonders einfach mit dem Baustein 7490 realisieren, der dem oben beschriebenen Baustein 7493 sehr ähnlich ist (Abb. 15.42). Der Typ 7490 enthält ebenfalls 4 MS-Flip-Flops. Ein Flip-Flop kann wieder getrennt als T-Flip-Flop verwendet werden, während die anderen drei intern so verschaltet sind, dass sie als 1 : 5-Untersetzer arbeiten. Verbindet man alle Flip-Flops zu einer Viererkette, so erhält man einen 1 : 10-Untersetzer mit 10 definierten Ausgangszuständen und damit einen 4-Bit-Dezimalzähler. Jede Zahl von 0 bis 9 wird durch vier Binärwerte dargestellt (4 Bits) wieder mit den Wertigkeiten 1, 2, 4, 8 entsprechend Abb. 15.39d. Diese Zuordnung wird als natürlicher BCD-Code (Binär-Dezimal-Code) bezeichnet.

¹⁸ In der deutschen Literatur findet man auch zum Wort Code die verdeutschte Schreibweise mit dem Buchstaben „K“, z. B. Kode, Dualkode, Dekoder, Kodeumsetzer usw.

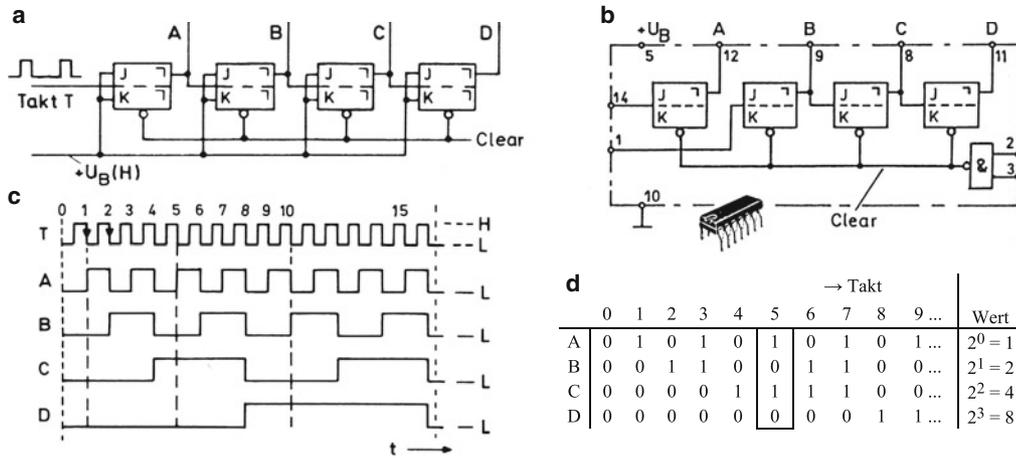


Abb. 15.39 Vierstufiger Binäruntersetter. a Grundschiung, b TTL-Baustein 7493, c Impulsdigramm, d Zustandstabelle

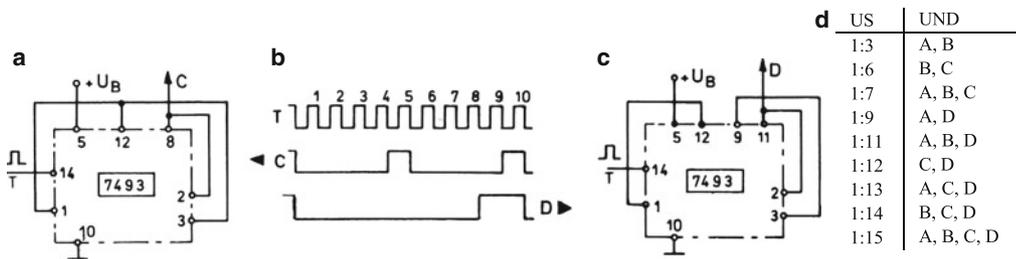


Abb. 15.40 Baustein 7493 als Untersetter. a 1:5-Untersetter, b Impulsdigramm, c 1:10-Untersetter, d weitere Funktionen

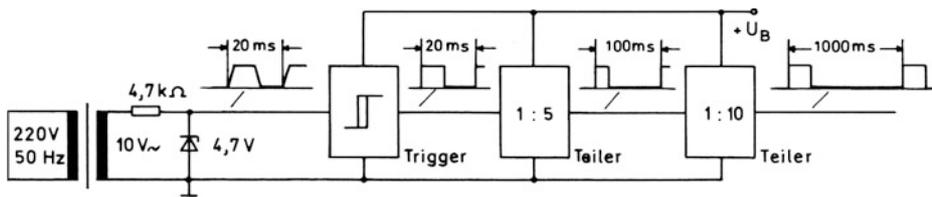


Abb. 15.41 Taktgeber für genauen Sekundentakt

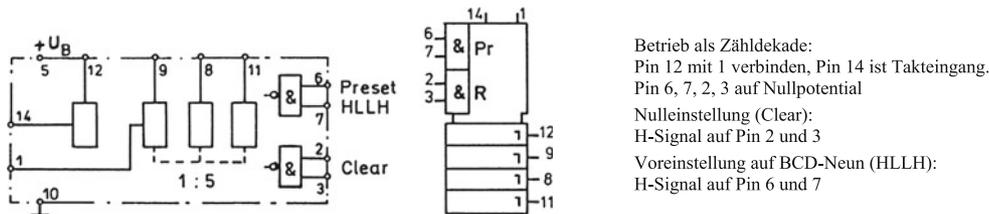


Abb. 15.42 TTL-Baustein 7490 in herkömmlicher und neuer Darstellung

15.12 Zeitzähler (Timer-Counter) 2240¹⁹

Der im Folgenden beschriebene Zeitzähler 2240 nimmt eine Sonderstellung ein, da er nicht zu einer der großen digitalen Schaltungsfamilien gehört. Er besteht im Wesentlichen aus einem Kipposzillator nach Art des einfachen Timers 555 und einem nachgeschalteten 8-Bit-Dualzähler. Der Zähler verfügt über acht Ausgangstransistoren mit offenem Kollektor (Anschlüsse 1 bis 8). Im Ruhezustand (Resetzustand) sind alle Ausgangstransistoren gesperrt, ebenso die beiden von einem Doppelkomparator gesteuerten Transistoren T_C und T_0 . Nach dem Anlegen der Betriebsspannung lädt sich der zeitbestimmende Kondensator C_T bis zur Betriebsspannung U_B auf. Mit einem Triggerimpuls – Mindestamplitude 2 V, Mindestdauer $2 \mu\text{s}$ – wird über ein internes Steuer-Flip-Flop FF auf aktiven Betrieb umgeschaltet, T_C und T_0 werden aufgesteuert. Über den Ersteren entlädt sich der Kondensator C_T , bis $u_C \approx 0,27 U_B$ wird. In diesem Augenblick werden T_C und T_0 durch den Komparator gesperrt, sodass Kondensator C_T sich erneut auflädt, bis u_C etwa $0,73 U_B$ erreicht und wieder auf Entladen umgeschaltet wird. Dieses Wechselspiel führt mit der Beschaltung nach Abb. 15.43a zu den Zeitverläufen der Abb. 15.43b.

Man erkennt in der Spannung u_0 die negativen Triggerimpulse für den Zähler. Sie werden erzeugt als kurzzeitige Spannungseinbrüche, wenn Transistor T_0 leitet. Während der anschließenden Sperrphase wird der Kollektor dieses Transistors über den Pull-up-Widerstand R_0 auf ein Potential von etwa 6 V gezogen, das vorgegeben wird durch eine interne Spannungsquelle U_0 . Mit dem Erscheinen eines Reset-Impulses wird das Steuer-Flip-Flop umgeschaltet, der Komparator blockiert und der Zähler wieder rückgesetzt (alle Ausgänge hochohmig). Ein folgender Triggerimpuls schaltet erneut um auf Zählbetrieb, zu dessen Beginn alle Ausgangstransistoren des Zählers synchron durchschalten.

Der Baustein ist verfügbar im 16 Pin-DIP und geeignet für Betriebsspannungen U_B von 4 V bis zu 15 V²⁰. Bei $U_B > 7 \text{ V}$ wird intern begrenzt auf den Wert $U_0 = 6 \text{ V}$. Davon unabhängig ergibt sich mit den Schwellenwerten $0,27 U_B$ und $0,73 U_B$ die Periodendauer T immer in Übereinstimmung mit der Zeitkonstanten $\tau = R \cdot C_T$, wenn man die sehr kurze Entlade-

zeit für den Kondensator C_T vernachlässigt. Eine Änderung der Schwellenwerte und in deren Folge auch eine Änderung der Frequenz ist möglich durch eine Steuerung am Pin 12.

Abb. 15.44 zeigt die Schaltung für einen freilaufenden Betrieb zur Erzeugung von insgesamt 8 Rechteckschwingungen u_1 bis u_8 , wobei der Dualzähler als 8-stufiger Frequenzteiler arbeitet. Die Schaltung wird mit der Beschaltung R_S – C_S gegenüber dem Einschalten der Betriebsspannung verzögert gestartet, sobald das Potential an Klemme 11 die Triggerschwelle von 1,5 V überschreitet. Mit der Reset-Klemme 10 auf Masse läuft sie anschließend frei weiter. Der Abblockkondensator C_B schützt den Kipposzillator vor unerwünschten Störmodulationen über Klemme 12.

In Abb. 15.44 ist jeder Zählerausgang mit einem eigenen Pull-up-Widerstand versehen. Schaltet man mehrere Ausgänge im Sinne einer Wired-AND-Verknüpfung auf einen gemeinsamen Pull-up-Widerstand, so kann man vielfältige Rechteckmuster an dem gemeinsamen Ausgang gewinnen (z. B. Mehrfachimpulse mit anschließender längerer Pause).

Die Möglichkeit der Wired-AND-Schaltung ist besonders nützlich beim Betrieb als Monovibrator entsprechend Abb. 15.45. Durch einen Triggerimpuls wird der Kipposzillator angestoßen, Ausgang A geht auf L-Potential. Nach Ablauf eines vorgewählten Zeitabschnittes $T_p = D \cdot T$ springt der Ausgang wieder auf H-Potential (L-H-Sprung) und setzt die Schaltung zurück. Die Zahl D ist beliebig wählbar zwischen 1 und 255, im Beispiel ist $D = 6$.

Als eine selbsttriggernde Variante des Monovibrators kann die Schaltung nach Abb. 15.46 betrachtet werden. Im Gegensatz zum Monovibrator wird das Rücksetzen gegenüber dem L-H-Sprung am Ausgang A durch den Kondensator C' zunächst aufgehalten, damit der zeitbestimmende Kondensator C_T sich ausreichend entladen kann. Sinkt die Kondensatorspannung u_C dann wie üblich bis zum unteren Schwellenwert, so beginnt ein normaler Ladevorgang. Während der folgenden Ladezeit muss zunächst die Rücksetzschwelle am Pin 10 und etwas später – verzögert durch C'' – die Triggerschwelle am Pin 11 überschritten werden. Geschieht dies innerhalb der Zeit T , so läuft anschließend wieder der normale Zählbetrieb über die Zeit T_p .

Nach dem gleichen Prinzip wie der XR 2240 arbeiten auch die sehr preisgünstigen CMOS-Bausteine 4060 und 4541 aus der 4000er Serie. Sie enthalten einen internen Oszillator, dessen Frequenz wie beim XR 2240 durch externe Elemente eingestellt wird. Der nachgeschaltete Untersetzer ist im ersten Fall 14-stufig, im zweiten Fall 16-stufig.

¹⁹ Firmenbezeichnungen: XR-2240 (EXAR), μA 2240 (Texas Instruments).

²⁰ Eine CMOS-Version 7240 arbeitet schon mit $U_B = 2 \text{ V}$, weitere Daten siehe Anhang B.14 im Zusammenhang mit anderen Zeitgeberbausteinen.

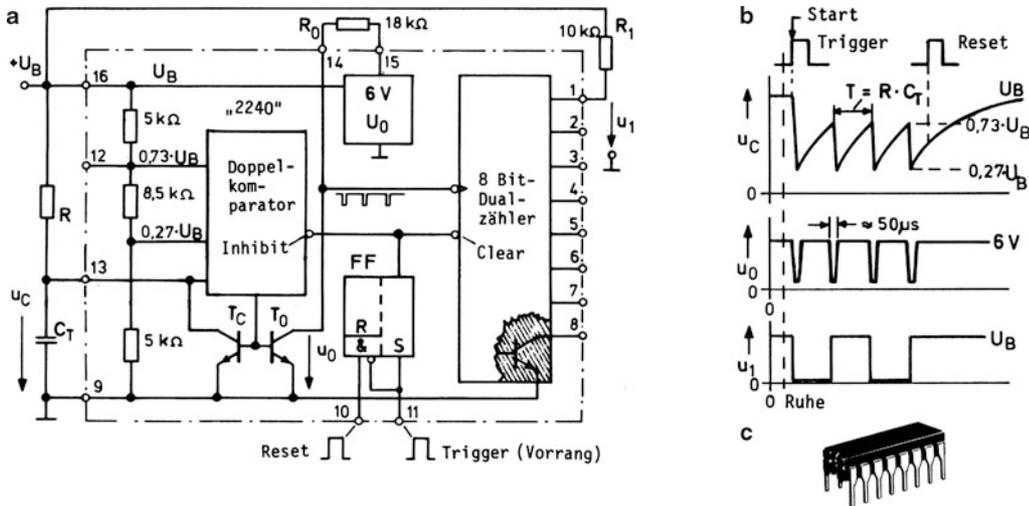


Abb. 15.43 Zeitzähler 2240. a Blockbild, b Zeitverläufe, c Gehäuse

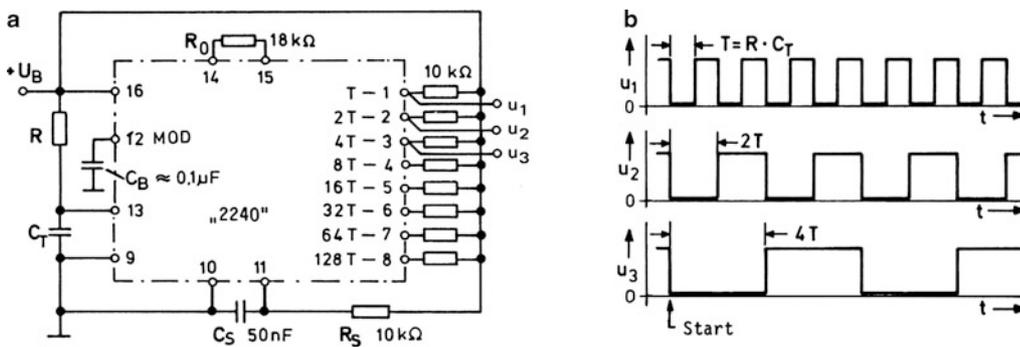


Abb. 15.44 Freilaufender Rechteckgenerator mit mehrfacher Frequenzteilung. a Schaltbild, b Zeitverläufe an den Ausgängen 1 bis 3

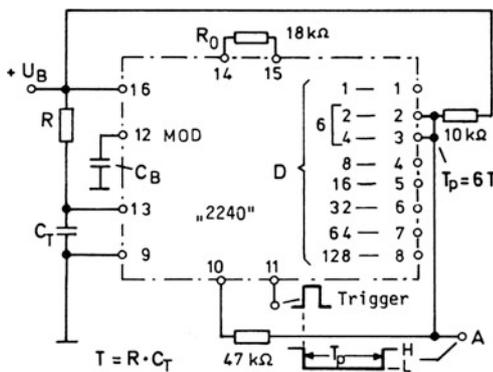


Abb. 15.45 Monostabiler Multivibrator mit programmierbarer Impulszeit

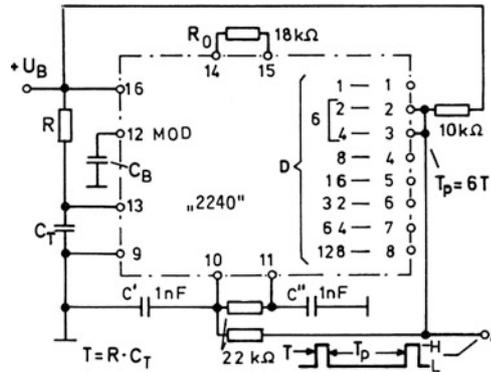


Abb. 15.46 Astabiler Multivibrator mit programmierbarem Tastverhältnis

15.13 Impulszähler

Praktische Impulszähler verfügen in der Regel über mehrere Zehnerstellen und werden meistens aufgebaut aus Zähldekaden, also 4 Bit-Zählstufen, die nach dem BCD-Code arbeiten²¹. Jede Zählstufe zählt von 0 bis 9 und gibt gleichzeitig mit der folgenden Nullrückstellung einen Übertragungsbefehl auf die nächsthöhere Dekade. Abb. 15.47a zeigt eine Blockdarstellung der Zähldekade 7490 in Verbindung mit einer häufig verwendeten Anzeigeschaltung. Der Zähldekade nachgeschaltet ist ein „Dekoderbaustein“, der die Binärwerte des Zählers so auswertet, dass unmittelbar die richtigen Segmente einer 7-Segment-LED-Anzeige angesteuert werden.

Der angegebene Dekoder 7447 eignet sich für Anzeigen mit gemeinsamer Anode. Er verfügt ausgangsseitig über 7 Treibertransistoren mit offenem Kollektor. Diese verbinden die Katoden der einzelnen Leuchtdioden über Strombegrenzungswiderstände R mit Masse. Der Anschluss LT (*Lamp Test*) dient zum Helltesten aller Segmente unabhängig von der Stellung des Zählers. Die weiteren Anschlüsse RBI und RBO dienen zur Dunkeltastung überflüssiger Nullen in einer mehrstelligen Anzeige. Ausgehend von einer (überflüssigen) Null in der höchstwertigen Stelle, können mit den Anschlüssen RBI und RBO auch die folgenden „Vornullen“ unterdrückt werden (*Ripple Blanking*). Abb. 15.47b zeigt das Verfahren am Beispiel der Zahl 301 auf einer vierstelligen Anzeige.

Abb. 15.47c gibt eine Schaltungsvariante an, wobei die Zählerausgänge nicht unmittelbar, sondern über ein zwischengeschaltetes Auffangregister auf den Dekoder geschaltet werden. Das hat den Vorteil, dass die Anzeige nicht ständig während des Zählvorganges mitläuft, sondern gespeichert wird, wenn der Steuereingang C (*Enable*) auf L-Potential liegt. Eine neue Abfrage des Zählerstandes erfolgt erst nach einem Wechsel des C-Einganges auf H-Potential.

Die bereits beschriebenen Zähler 7490 und 7493 gehören zur Gruppe der Asynchrone Zähler, bei denen nur das erste Flip-Flop in der Kette direkt durch die Taktimpulse angesteuert wird, alle anderen indirekt. Beim Dualzähler 7493

kippt jedes Flip-Flop das unmittelbar folgende. Der Takt wird gleichsam wellenartig die Kette entlang geschoben, weshalb im englischen Schrifttum der Asynchrone Zähler als *Ripple Counter* bezeichnet wird. Für hohe Zähhfrequenzen ist diese Arbeitsweise unzureichend wegen der zwangsläufig eintretenden Verzögerungen. Man bevorzugt dann den Synchronzähler, bei dem die durch ihre Bedingungsingänge jeweils vorbereiteten Flip-Flops über eine gemeinsame Taktleitung gleichzeitig gekippt werden.

Zähler dieser Art können z. T. vor- und rückwärts zählen und besitzen zudem die Möglichkeit der Voreinstellung (*Load*) einer beliebigen Zahl über direkt wirkende Preseteingänge. Man nennt sie daher programmierbar und verwendet sie häufig als Vorwahlzähler für Abzählvorgänge. Die Zählweise vorwärts/rückwärts (UP/DOWN) kann über einen besonderen Steuereingang durch H- oder L-Pegel wahlweise eingestellt werden (siehe Anhang B.15).

Mehrstelliger Zähler erhält man durch Vervielfachung der Baugruppen nach Abb. 15.47, wobei die Vervielfachung der Leitungen in der Anzeigeeinheit Schwierigkeiten bereitet. Eine wesentliche Leitungersparnis ergibt sich durch Anwendung des Multiplex-Verfahrens, das in Abb. 15.48 an einer dreistelligen Anzeige dargestellt wird und beliebig erweiterbar ist. Dabei werden alle Anzeigeeinheiten von demselben Dekoderbaustein angesteuert, dessen Eingänge abwechselnd auf die Ausgänge der einzelnen Zähldekaden bzw. der zugehörigen Auffangregister geschaltet werden. Die von allen Dekaden gemeinsam genutzte vierdrähtige Leitung zum Dekoder bezeichnet man auch als Bus. Das Umschalten von einer Dekade zur anderen besorgt ein Schiebepuffer an den Tristate-Puffern. Der Takt wird durch einen Generator G erzeugt und über ein Umlaufschieberegister zeitversetzt auf die Strobe-Eingänge S geschaltet. Er steuert auch die einzelnen „Stellentreiber“ an, die immer denjenigen Anzeigebaustein an die Betriebsspannung schalten, dessen Zähldekade vom Dekoder gerade gelesen wird. Für eine flimmerfreie Anzeige ist eine Zyklusfrequenz von über 50 Hz erforderlich.

Abb. 15.49 stellt einen 28-poligen Zählerbaustein vor, in dem die Multiplexelektronik für eine 4-stellige LED-Anzeige integriert ist. Er kann vor- und rückwärts zählen, besitzt ein Halteregeister für die Anzeige (*Store*), einen Übertragsausgang (*Carry*) für eine Zählererweiterung, einen Zero-Ausgang für die Markierung der Nullstellung und einen vierstelligen BCD-Ausgang. Der Letztere kann in umgekehrter Richtung auch für das Laden eines internen Vergleichsregisters dienen, mit dem sich die Funktion eines Vorwahlzählers einrichten lässt.

²¹ Im üblichen Sprachgebrauch versteht man unter BCD-Code den 1-2-4-8-Code, also den „natürlichen“ BCD-Code und nennt einen danach arbeitenden Zähler BCD-Zähler. Unter einem Binärzähler (*binary counter*) wird üblicherweise ein Dualzähler verstanden, beispielsweise aus mehreren Bausteinen vom Typ 7493. Strenggenommen ist jedoch jeder mit zwewertiger (binärer) Logik arbeitende Zähler auch ein Binärzähler (s. Abschn. 15.11).

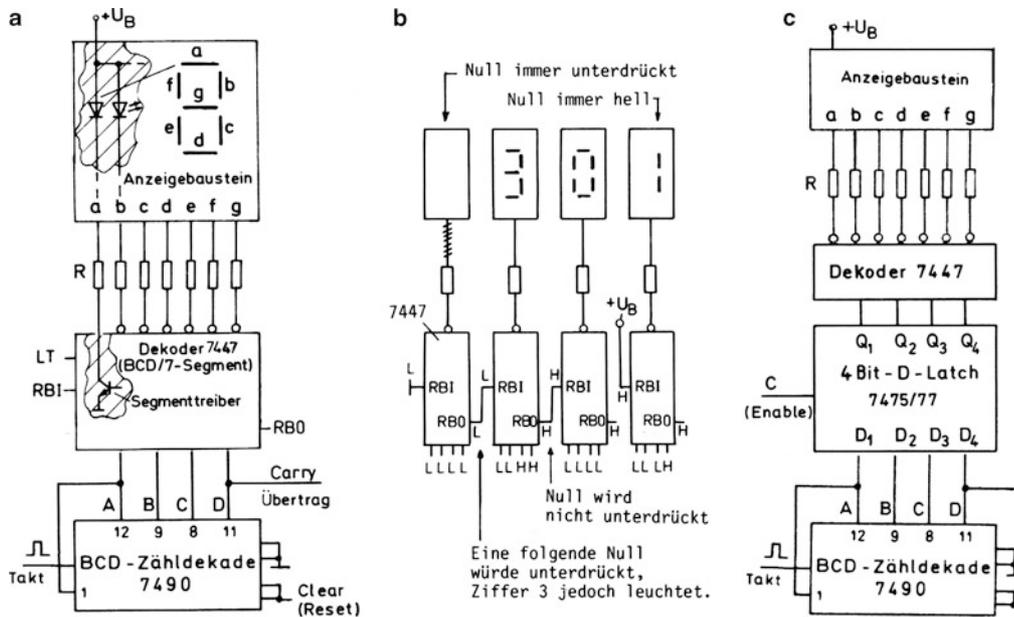


Abb. 15.47 Zähldekade mit Dekoder und Anzeigebaustein. Zum Baustein 7490 siehe Abschn. 15.11 und zur Sieben-Segment-Anzeige siehe Abschn. 3.6. **a** Anzeige direkt gesteuert, **b** Ripple-Blanking. RBI = Ripple-Blanking-Input, L-Signal an RBI tastet die Null dunkel. RBO = Ripple-Blanking-Output, gibt L-Signal ab, wenn die Null dunkel getastet wird, **c** Betrieb mit Auffangregister

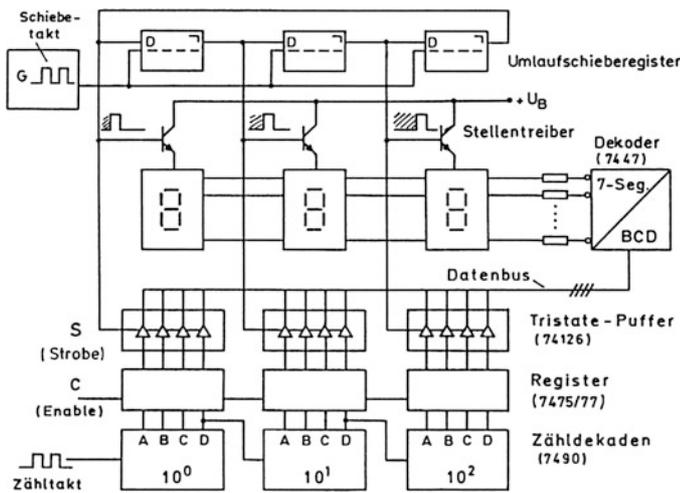


Abb. 15.48 Schaltungskonzept für mehrstelligen Zähler mit Multiplex-anzeige

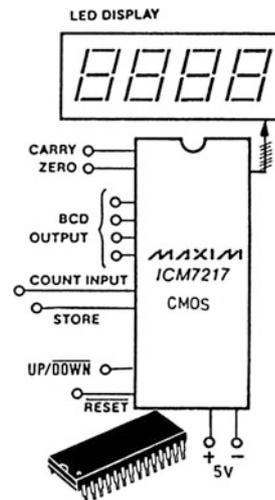


Abb. 15.49 Vierstelliger integrierter Zähler

15.14 Vergleichler (Komparatoren)

Die elementare Aufgabe des Vergleichlers bzw. Komparators der Digitaltechnik besteht darin, zwei binäre Variable A und B miteinander zu vergleichen. Die Frage nach ihrer Verschiedenheit bzw. Gleichheit kann auf zwei verschiedene Weisen beantwortet werden:

- durch Bejahung der Antivalenz bzw. Verneinung der Äquivalenz,
- durch Bejahung der Äquivalenz bzw. Verneinung der Antivalenz.

Für eine entsprechende Prüfung gibt es die Grundschaltungen nach Abb. 15.50 und 15.51, die als Antivalenz- und Äquivalenzschaltung bezeichnet werden. Sie bestehen im Kern jeweils aus einer UND-ODER-NICHT-Schaltung²², der die Variablen A und B sowohl direkt als auch negiert zugeführt werden. Bei der Antivalenzschaltung tritt am Ausgang des oberen oder unteren UND-Gatters H-Pegel auf, wenn A und B gleich sind ($A = B = H$ bzw. $A = B = L$). Das bedeutet L-Pegel für den Ausgang des folgenden NOR-Gatters. Bei einer Verschiedenheit von A und B liefern beide UND-Gatter stets L-Pegel, so dass am Ausgang des NOR-Gatters H-Pegel erscheint. Entsprechend lässt sich auch die Äquivalenzschaltung erklären. Im Übrigen werden beide Schaltungen durch die angegebenen Funktionstabellen beschrieben.

Anhand der Funktionstabelle ist festzustellen, dass die Antivalenzschaltung sich wie eine einfache ODER-Schaltung verhält mit Ausnahme des Falles, bei dem an beiden Eingängen H-Pegel auftritt. Man bezeichnet sie daher üblicherweise als Exklusiv-ODER-Schaltung und die Äquivalenzschaltung auch als Exklusiv-NOR-Schaltung. Bei der Ersteren tritt am Ausgang H-Pegel nur dann auf, wenn nur *ein* Eingang H-Pegel aufweist, bei der Letzteren dagegen immer, wenn beide Eingänge gleiche Pegelwerte haben. Diese Eigenschaften sind den Funktionskennzeichen in den neuen Schaltsymbolen zugrunde gelegt²³.

Besondere Erwähnung verdient die Anwendung als steuerbarer Inverter. L-Pegel an *einem* Eingang schaltet beim Exklusiv-ODER das Signal des anderen Eingangs unverändert zum Ausgang, H-Pegel dagegen kehrt es um. Auf dieser Eigenschaft beruht die Anwendung als Phasenumschalter, beispielsweise in Verbindung mit LCD-Anzeigen. Die gleiche Funktion führt auch die Exklusiv-NOR-Schaltung aus bei umgekehrtem Steuersignal.

Eine alternative Anwendung beider Schaltungen beschreibt die Abb. 15.52 mit der Durchführung eines Vergleichs zwischen zwei binär kodierten Zahlen. Diese Auf-

gabe tritt auf bei sog. Vorwahlzählern, bei denen der Vergleichler (Komparator) eine einstellbare Sollzahl mit dem Zählerwert vergleicht und bei Übereinstimmung H-Pegel am Ausgang Z liefert. Im Beispiel wird nur *eine* Zähldekade mit dem natürlichen BCD-Code betrachtet. Der Sollwert wird daneben im gleichen Code mit Hilfe von Kodierschaltern eingestellt, die es handelsüblich für sehr verschiedenartige Kodierungen gibt. BCD-Schalter besitzen entsprechend den vier Ausgängen vier Kontaktbahnen, die gemäß dem Code die Ausgänge mit einem gemeinsamen Schleifer verbinden oder freigeben. Die freigegebenen Ausgänge werden mit Pull-up-Widerständen R (z. B. 10 k Ω) auf H-Pegel gelegt, die anderen über den Schleifer auf L-Pegel (Masse). In Abb. 15.52a wird so die vorgewählte Zahl, die zwischen 0 und 9 liegen kann, in negierter Form (negative Logik) dargestellt. Der Zahlenvergleich wird dazu Stelle für Stelle durch Antivalenzglieder vorgenommen. Bei unterschiedlichen Pegelwerten auf allen Stellen geht der Ausgang Z auf H-Pegel und zeigt damit das Erreichen des Sollwertes an. Im Gegensatz dazu wird in Abb. 15.52b der Sollwert in positiver Logik dargestellt, so dass Äquivalenzglieder zum Vergleich herangezogen werden. Derartige Vergleichsschaltungen für vier Binärstellen bezeichnet man auch als 4 Bit-Komparator.

Erweitert man das einfache Äquivalenzglied nach Abb. 15.53a durch zwei UND-Glieder, so gewinnt man zusätzlich die Aussagen $A < B$ und $A > B$, wie man leicht nachprüfen kann. Mit einer Vierfachanordnung dieser Schaltung werden in monolithisch integrierter Form 4 Bit-Komparatoren hergestellt, die man anstelle des Komparators in Abb. 15.52b verwenden kann²⁴. Diese Schaltungen haben drei Ausgänge ($A < B$, $A = B$, $A > B$). Mit A und B wird dann jeweils die gesamte 4 Bit-Kombination, das sog. 4 Bit-Wort, bezeichnet, das aus den Stellen $A_1 \dots A_4$ bzw. $B_1 \dots B_4$ besteht. Man kann derartige 4 Bit-Komparatoren zu $n \cdot 4$ Bit-Komparatoren beliebig in Kette schalten (kaskadieren), so dass Vergleichler für Mehrdekadenvorwahlzähler hergestellt werden können (Abb. 15.53b). Jeder Baustein verfügt, korrespondierend zu den drei Ausgängen, noch über drei Übertragseingänge, mit denen das Vergleichsergebnis von der in Bezug auf den Stellenwert nächst niedrigeren Dekade übernommen wird. Mit entsprechenden Additionsbausteinen kann man auch die Addition zweier Dualzahlen durchführen.

Literatur: [15-3, 15-5]

²² Siehe Abschn. 15.3 und 15.4.

²³ Schaltzeichen nach DIN 40 700

²⁴ Z. B. Typ 7485 in TTL oder auch Typ 4063 in C-MOS (siehe auch Anhang B.15).

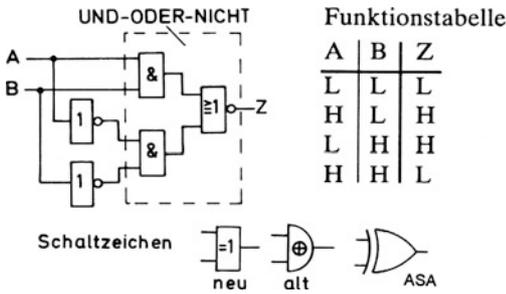


Abb. 15.50 Antivalenzschaltung. Es gibt verschiedene Schaltungsvarianten sowohl für die Exklusiv-ODER- als auch für die Exklusiv-NOR-Funktion (Exklusiv-ODER-Schaltung)

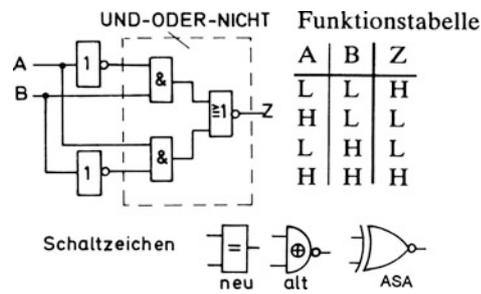


Abb. 15.51 Äquivalenzschaltung. Es gibt verschiedene Schaltungsvarianten sowohl für die Exklusiv-ODER- als auch für die Exklusiv-NOR-Funktion (Exklusiv-NOR-Schaltung)

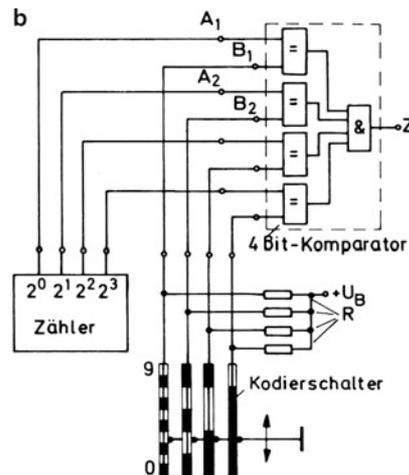
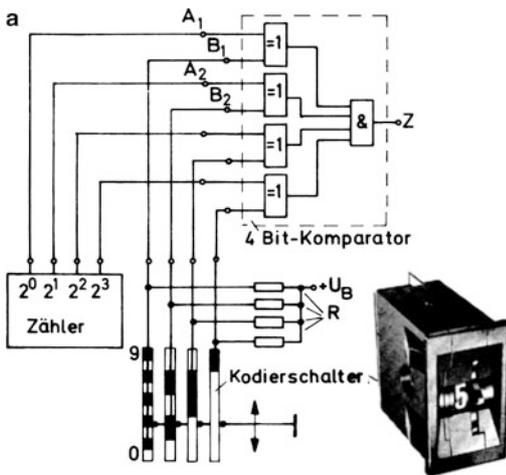


Abb. 15.52 Vergleichsschaltungen für Vorwahlzähler. **a** mit Exklusiv-ODER, **b** mit Exklusiv-NOR

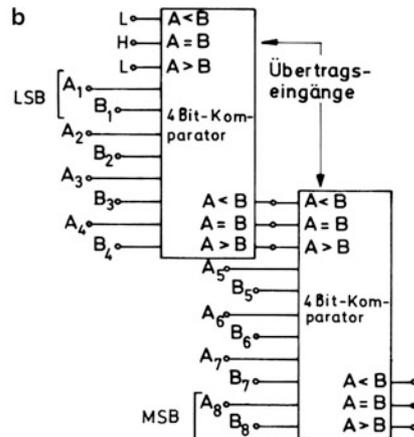
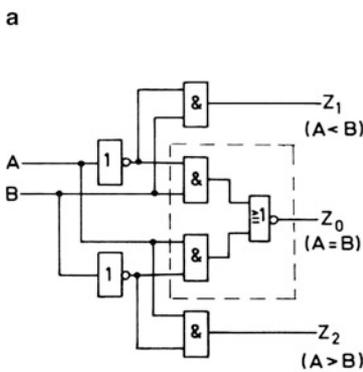


Abb. 15.53 Komparatoren mit 3 Ausgängen. **a** 1 Bit-Komparator, **b** 8 Bit-Komparator. LSB = Least significant Bit (niedrigste Stelle), MSB = Most significant Bit (höchste Stelle)

15.15 Multiplexer und Demultiplexer

Multiplexer der Digitaltechnik haben wie Analogmultiplexer die Aufgabe, mehrere auf verschiedenen Leitungen ankommende Signale zeitlich nacheinander auf eine Ausgangsleitung zu schalten. Ein Lösungsbeispiel mit logischen Schaltungsgliedern zeigt Abb. 15.54. Vier verschiedene Signale können auf die Eingänge $E_0 \dots E_3$ gelangen und werden dann auf Abruf jeweils einzeln an den Ausgang Z übertragen. Die Auswahl erfolgt über die „Adresseneingänge“ A und B, über die jeweils nur *eines* der vier UND-Gatter freigegeben wird. Ein zusätzlicher „Strobeeingang“ S^{25} hat eine Sperr- bzw. Freigabefunktion für alle Gatter gemeinsam. H-Pegel am Strobeeingang bedeutet L-Pegel an allen unteren Eingängen der UND-Gatter und somit deren Sperrung. Unabhängig vom Signalpegel auf den Eingangsleitungen $E_0 \dots E_3$ erscheint dann L-Pegel am gemeinsamen Ausgang Z. L-Pegel am Strobeeingang gibt die UND-Gatter für eine Auswahl über die Adresseneingänge frei. Bei $A = L$ und $B = L$ wird das obere UND-Gatter freigegeben und die Variable E_0 wird zum Ausgang Z übertragen. Alle weiteren Fälle ergeben sich leicht nachprüfbar anhand der angegebenen Funktionstabelle.

Der beschriebene Multiplexer kann vier binäre Variable mit Hilfe eines 2 Bit-Adressencodes selektieren und übertragen. Es handelt sich um einen „4 Bit-Datenselektor“. Die Schaltung ist beliebig erweiterungsfähig. Mit einer n-Bit-Adresse lässt sich ein 2^n Bit-Datenselektor nach dem gleichen System bauen.

Im Gegensatz zum Multiplexer hat ein Demultiplexer die Aufgabe, einen Eingang E mit einer von mehreren Ausgangsleitungen zu verbinden. Nach Abb. 15.55 erhält man einen Demultiplexer aus einem Multiplexer indem man das ODER-Glied am Ausgang entfernt und die Signaleingänge miteinander verbindet. Die Funktion wird durch die angegebene Tabelle beschrieben.

Der Demultiplexer wird zu einem Dekoder, wenn man den Strobeeingang auf L-Pegel und den Eingang E auf H-Pegel legt. Für diesen Betriebsfall wird das Verhalten der Schaltung durch die letzten vier Zeilen der Funktionstabelle beschrieben. Man erkennt, dass immer nur einer von vier Ausgängen H-Pegel annimmt. Die Schaltung übersetzt also den 2 Bit-Adressencode in einen 1 aus 4-Code. Eine Schaltung mit

einer 3 Bit-Adresse übersetzt nach diesem System in einen 1 aus 8-Code und mit einer 4 Bit-Adresse in einen 1 aus 16-Code. Der Adressencode ist jeweils ein Dualcode, da man jede Adresse mit $H \hat{=} 1$ und $L \hat{=} 0$ unmittelbar als Dualzahl lesen kann.

Zwei wichtige Sonderfälle des Multiplexers und Demultiplexers werden in Abb. 15.56 gezeigt. Diese Schaltungen erfüllen die Funktion einfacher Wechselschalter und gehen als Vereinfachungen aus den oben beschriebenen Schaltungen hervor, wobei auf den Strobe-Eingang verzichtet wird. Das jeweils nebenstehend angegebene mechanische Analogon gilt nur mit folgenden Einschränkungen: Im Gegensatz zum mechanischen Wechselschalter können die mit Gattern aufgebauten Multiplexer und Demultiplexer keine analogen Signale übertragen sondern nur digitale. Es gibt außerdem nur *eine* Übertragungsrichtung.

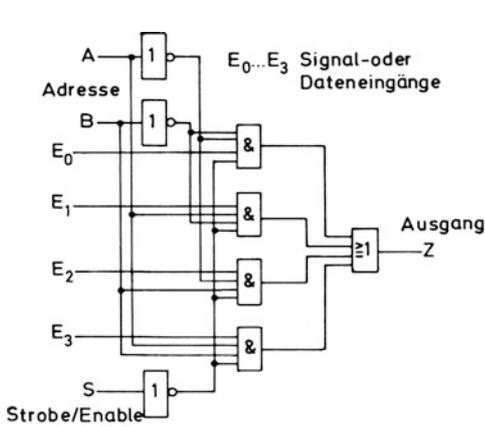
Die aufgezeigten Einschränkungen lassen sich aufheben, wenn man CMOS-Übertragungsgatter für die Signalwege verwendet²⁶. Abb. 15.57 zeigt eine derartige Schalteranordnung, die über einen Demultiplexer angesteuert wird. Der Letztere hat dabei nur die Funktion einer Auswahl-schaltung in Bezug auf die Signalschalter und wird daher als Selektor bezeichnet. Mit Hilfe einer 2 Bit-Adresse an seinen Eingängen A und B kann jeweils einer der vier Signalwege für analoge *oder* digitale Signale durchgeschaltet werden, wobei die Übertragungsrichtung beliebig ist: Die Kombination Selektor/ Anlogschalter eignet sich damit sowohl als Multiplexer wie auch als Demultiplexer für analoge *und* digitale Signale.

Die Schaltung nach Abb. 15.57 ist verwendbar als Messstellenumschalter analog einem mechanischen Schrittschaltwerk, wenn man die Adresse A–B nach dem Dualcode zyklisch ändert. Eine dazu geeignete Ansteuerschaltung ist jeder nach dem Dualcode arbeitende 1 : 4-Untersetzer, der von einem Generator in Umlauf gehalten wird. Abb. 15.57 zeigt eine Ausführung mit 2 als T-Flip-Flop geschalteten JK-Flip-Flops. Über ein Start/Stop-Signal auf alle JK-Eingänge kann man die Weiterschaltung aufhalten und außerdem über den Strobe-Anschluss alle Anlogschalter auftrennen (sperrern). Die Verbindung des E-Eingangs mit dem Taktgenerator bewirkt, dass die Anlogschalter nur während der Impulszeiten des Generators schließen können. Störende Überlappungen werden auf diese Weise sicher vermieden.

²⁵ Die Bezeichnungen Strobe (auftasten), Enable (befähigen) und Inhibit (verhindern) werden in der Digitaltechnik für die Sperr- und Freigabefunktion alternativ nebeneinander verwandt, siehe auch Abschn. 15.4.

Literatur: [15-3]

²⁶ Siehe dazu Abschn. 9.10.

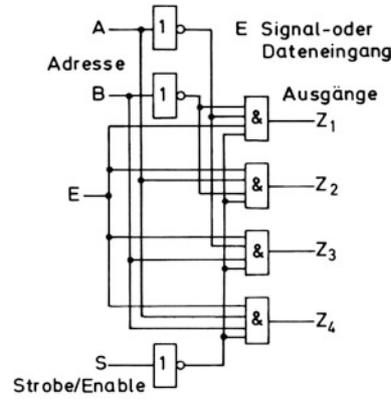


Funktionstabelle

| A | B | S | Z |
|---|---|---|-------|
| X | X | H | L |
| X | X | X | L |
| L | L | L | E_0 |
| H | L | L | E_1 |
| L | H | L | E_2 |
| H | H | L | E_3 |

X beliebig
 Reihenfolge nach Dualcode (H $\hat{=}$ 1, L $\hat{=}$ 0)

Abb. 15.54 4 zu 1-Multiplexer (4 Bit-Datenselektor)



Funktionstabelle

| A | B | S | E | Z ₁ | Z ₂ | Z ₃ | Z ₄ |
|---|---|---|---|----------------|----------------|----------------|----------------|
| X | X | H | X | L | L | L | L |
| X | X | X | L | L | L | L | L |
| L | L | L | H | H | L | L | L |
| H | L | L | H | L | H | L | L |
| L | H | L | H | L | L | H | L |
| H | H | L | H | L | L | L | H |

Reihenfolge nach Dualcode (H $\hat{=}$ 1, L $\hat{=}$ 0)

Abb. 15.55 1 zu 4-Demultiplexer (2 Bit/1 aus 4-Dekoder)

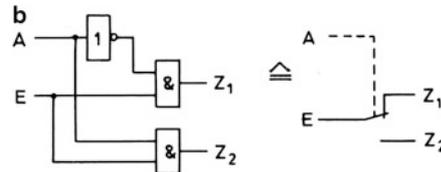
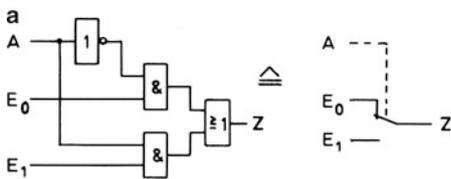


Abb. 15.56 Multiplexer und Demultiplexer als Wechselschalter. a 2 zu 1-Multiplexer, b 1 zu 2-Demultiplexer

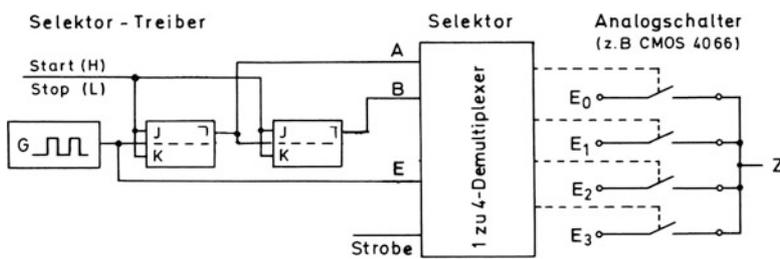


Abb. 15.57 Analoger Multiplexer/Demultiplexer mit Ansteuerschaltung

15.16 Schreib-Lese-Speicher (RAMs)

Entsprechend der Bezeichnung RAM (Random Access Memory = Speicher mit wahlfreiem Zugriff) können bei einem Schreib-Lese-Speicher Daten in Form einzelner Bits oder Bitmuster beliebig abgespeichert und wieder ausgelesen werden. Abb. 15.58a zeigt als Einführungsbeispiel schematisch den Aufbau eines 64 Bit-Speichers mit matrixförmiger Anordnung der „Speicherzellen“ (Kästchen), die jeweils 1 Bit aufnehmen können. Im Bild sind in willkürlicher Verteilung die Speicherinhalte als Nullen und Einsen eingetragen. Über x- und y-Leitungen kann man die Zellen einzeln ansprechen. Dies geschieht mit einer Adresse $A_0 \dots A_n$ mittels eines Zeilen- und Spaltendekoders. Für die dargestellte 8×8 -Matrix genügt dazu offenbar eine 6 Bit-Adresse, jeweils 3 Bit für die Zeilen (A_0 bis A_2) und 3 Bit für die Spalten (A_3 bis A_5).

Über eine Steuerlogik kann der Baustein wahlweise auf Schreib- oder Lesebetrieb eingestellt werden. Dazu dient der Anschluss WE (*Write Enable*). Bei $WE = H$ z. B. kann über den D-Eingang (Dateneingang) eine adressierte Zelle mit 1 oder 0 beschrieben werden. Bei $WE = L$ dagegen ist der Speicherinhalt unveränderbar und am Ausgang Q ablesbar. Voraussetzung dafür ist, dass über den Anschluss CE (*Chip Enable*) der Baustein in Betriebsbereitschaft gesetzt ist.

Die Ausführung der Speichermatrix und auch der Steuerlogik kann je nach Speicherkapazität und Technologie (z. B. Bipolar- oder MOS-Technik) sehr verschiedenartig sein. Dennoch besitzen die meisten RAM-Bausteine eine der Abb. 15.58b ähnliche logische Struktur, wonach sich das eigentliche Speicherelement pro Speicherzelle durch ein D-Latch beschreiben lässt. Über den Dateneingang kann es die Information 1 oder 0 aufnehmen, wenn es über die x- und y-Leitung adressiert wird und gleichzeitig die Bedingungen $WE = H$ (Schreibbereitschaft) und $CE = H$ (Chipbereitschaft) erfüllt werden. Die adressierte Zelle übermittelt dann ihren Speicherinhalt invertiert an eine interne Leseleitung, auf die alle Zellenausgänge in einer Wired-AND-Verknüpfung geschaltet sind. Bei $WE = L$ und $CE = H$ überträgt der Leseverstärker die gespeicherte Information an den Ausgang Q. Dieser wird als Open-Kollektor- oder als Tristate-Ausgang ausgebildet und bei $CE = L$ gesperrt. Dadurch ist die Parallelschaltung der Ausgänge mehrerer Bausteine auf eine gemeinsame Busleitung möglich.

Zu dem in Abb. 15.58 beschriebenen Speichermodell gibt es viele Varianten. Abb. 15.59 zeigt zum Beispiel ein Blockbild des „bitorganisierten“ CMOS-RAMs 4505, bei dem jede einzelne Zelle wie im Modell adressierbar ist. Für die Funktion „*Chip-Enable*“ gibt es hier drei Steuereingänge (Strobe,

CE1, CE2), die intern UND-verknüpft sind. Nur bei Erfüllung der UND-Verknüpfung – alle Eingänge auf H-Pegel – ist der Baustein zum Schreiben und Lesen bereit. Die Funktion „*Write-Enable*“ wird mit R/W (*Read/Write*) bezeichnet. Bei $R/W = H$ kann gelesen und bei $R/W = L$ eingeschrieben werden. Im letzteren Fall ist der Ausgang hochohmig, ebenso bei Nichterfüllung der oben genannten UND-Bedingung. Die angegebene „Zugriffszeit“ ist die Zeitspanne zwischen dem Anlegen der Adresse und dem Erscheinen der gespeicherten Daten am Ausgang. Sie ist bedingt durch interne Signallaufzeiten und gilt als charakteristische Größe.

Abb. 15.60 zeigt als zweites Beispiel den TTL-Baustein 7489. Bei unveränderter Speicherkapazität von 64 Bit verfügt er mit 4 Adresseneingängen nur über 16 Adressen. Jeweils 4 Speicherzellen werden durch *eine* Adresse gleichzeitig angesprochen und stellen ihre Informationen parallel an den 4 Ausgängen Q_1 bis Q_4 zur Verfügung. Ebenso geschieht auch das Einschreiben parallel über die Eingänge D_1 bis D_4 . Dieser Baustein ist also „wortorganisiert“, weil er immer nur ein ganzes Datenwort mit jeweils 4 Bit aufnehmen und abgeben kann. Die Funktion CE wird hier mit CS (*Chip Select*) bezeichnet. Bei $CS = L$ und $WE = L$ ist der Speicher zum Schreiben bereit, bei $CS = L$ und $WE = H$ zum Lesen, wobei das ursprünglich eingeschriebene Datenwort an den Ausgängen Q_1 bis Q_4 invertiert erscheint. Die Ausgänge können im LOW-Zustand etwa 10 mA aufnehmen, bei $CS = H$ und $WE = H$ sind sie gesperrt (hochohmig).

Die beschriebenen Bausteine gehören zur Gruppe der statischen RAMs, bei denen das eigentliche Speicherelement in der Zelle durch ein integriertes Flip-Flop gebildet wird. Statische RAMs werden vorzugsweise mit Speicherkapazitäten von 1 KBit bis 1 MBit hergestellt²⁷. Vor allem hohe Speicherkapazitäten können heute wirtschaftlicher realisiert werden nach dem Prinzip des dynamisch arbeitenden RAMs, wobei das Speicherelement nicht durch ein Flip-Flop, sondern durch eine integrierte Kapazität gebildet wird. Da die gespeicherte Information in Form einer elektrischen Ladung jedoch flüchtig ist, muss sie in gewissen Zeitabständen aufgefrischt werden. Die dazu notwendige „Refresh-Elektronik“ kann mit auf dem Halbleiterchip integriert werden, in der Regel aber ist sie extern beizufügen.

RAMs haben die nachteilige Eigenschaft, dass sie mit dem Abschalten der Betriebsspannung ihren Speicherinhalt verlieren. Eine Ausnahme bilden neuere NV-RAMs (*NON VOLATILE RAMs* = nicht-flüchtige RAMs), die beim Ausfall der Betriebsspannung ihre Daten in ein unmittelbar kombiniertes EEPROM ablegen können, um sie nach Rückkehr der Betriebsspannung wieder aufzunehmen. Zum EEPROM siehe Abschn. 15.17.

Literatur: [15-3, 15-7]

²⁷ 1 KBit = 1 Kilobit = 2^{10} Bit = 1024 Bit. 1 MBit = 1 Megabit = 2^{20} Bit = 1048576 Bit.

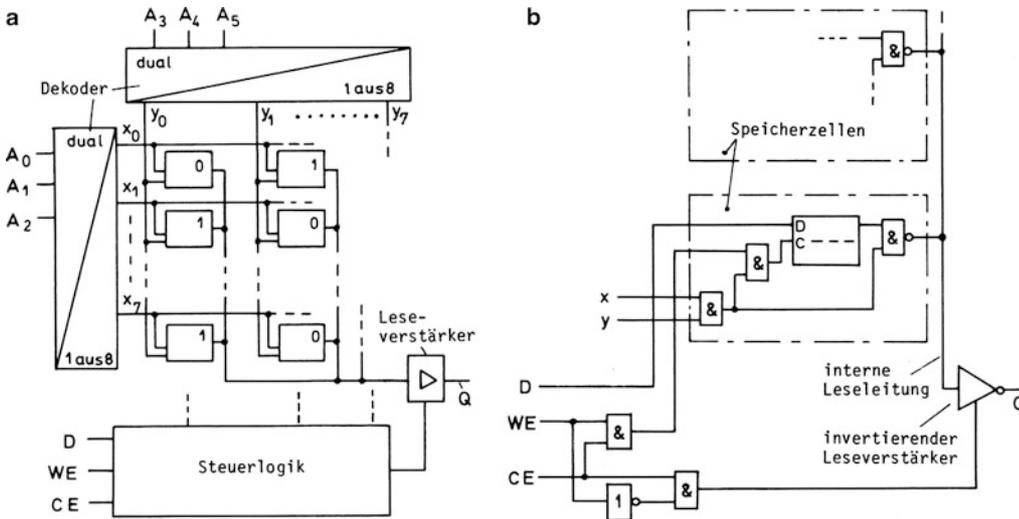
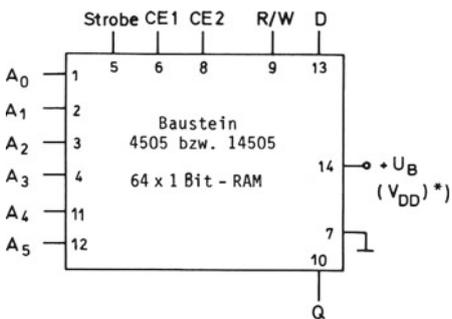
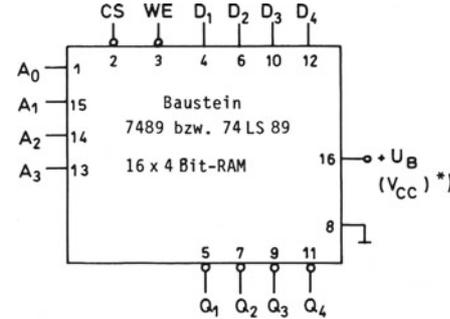
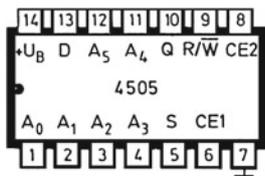


Abb. 15.58 Aufbau eines 64 × 1 Bit-RAMs. a Blockdarstellung, b logische Struktur



Gehäuse : DIL, 14 Pin
 Technologie : CMOS
 Betriebsspannung : + 3 V ... 15 V
 Ausgang : Tristate (TS)
 Zugriffszeit : max. 200 ns



Gehäuse : DIL, 16 Pin
 Technologie : TTL bzw. LSTTL
 Betriebsspannung : 5 V ± 5 %
 Ausgang : offener Kollektor (OC)
 Zugriffszeit : max. 100 ns

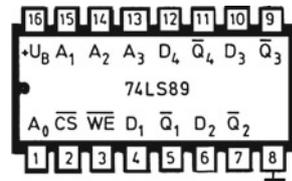


Abb. 15.59 Beispiel für bitorganisierten Speicher. Baustein der 70er-Jahre. Nachfolger haben größere Speicherkapazität, mindestens 256 × 1 Bit. *) In der amerikanischen Literatur wird die Betriebsspannung U_B für MOS-Schaltungen mit V_{DD} bezeichnet (D = Drain) und für Bipolarschaltungen mit V_{CC} (C = Collector)

Abb. 15.60 Beispiel für wortorganisierten Speicher. Nachfolgetypen: 74LS189 (TS-Ausgang), 74S289 (OC-Ausgang) und 74F189 (TS-Ausgang). *) In der amerikanischen Literatur wird die Betriebsspannung U_B für MOS-Schaltungen mit V_{DD} bezeichnet (D = Drain) und für Bipolarschaltungen mit V_{CC} (C = Collector)

15.17 ROMs, PROMs und PLDs

Unter einem ROM (Read Only Memory) versteht man einen Nur-Lese-Speicher, aufgebaut als Festwertspeicher. Im Gegensatz zum RAM sind also keine Dateneingänge vorhanden. Die Information wird bereits bei der Herstellung durch ein bestimmtes Muster aus Nullen und Einsen in die Zellen eingeschrieben. Dazu benötigt man keine Flip-Flops als Speicherelemente, sondern es genügt eine irgendwie elektrisch erkennbare Strukturierung, die die Leseverstärker veranlasst, auf Anforderung den Zustand 0 oder 1 zu melden. Da die eingeprägte Struktur grundsätzlich unabhängig ist von der Betriebsspannung, sind ROMs nichtflüchtige Speicher im Gegensatz zu den RAMs.

Abb. 15.61a zeigt als Beispiel das Blockbild des 256 Bit-ROMs 7488, das 32 Wörter mit einer Wortlänge von 8 Bit = 1 Byte aufnehmen kann. Entsprechend der Wortlänge gibt es 8 Ausgänge und für 32 Wörter 5 Adresseneingänge ($2^5 = 32$). Abb. 15.61c gibt dazu eine mögliche Programmierung an, die zur Umsetzung des BCD-Codes in den Sieben-Segment-Code geeignet ist. Verbindet man nämlich die Adresseneingänge A_0 bis A_3 mit den 4 Ausgängen einer Zähldekade, so können unmittelbar vom ROM aus die 7 Segmente a bis g einer LED-Anzeige über Widerstände angesteuert werden wie mit dem üblichen Dekoderbaustein 7447. Ausgenutzt wird dabei nur ein Teil der Speicherplätze, weil nur 10 Ziffern darzustellen sind. Die beschriebene Funktion eines Codeumsetzers ist ein typisches Anwendungsbeispiel für ein ROM.

Zur Ausführung der Speichermatrix eines ROMs sind viele Methoden bekannt. Den klassischen Aufbau mit einer Diodenmatrix beschreibt Abb. 15.62a. Die Speicherzelle wird dabei gebildet durch eine Diode im Kreuzungspunkt einer Spalten- und Zeilenleitung (Wortleitung). Mehrere Dioden an einer Wortleitung speichern jeweils 1 Wort. Wenn eine Wortleitung angesteuert wird, melden die beidseitig verbundenen Dioden über die zugehörige Spaltenleitung den Zustand „1“, während die nur einseitig verbundenen den Zustand „0“ melden. Eine der gewünschten Programmierung entsprechende „Verdrahtung“ wird im Zuge der Herstellung über Masken aufgedampft, weshalb man auch von Maskenprogrammierung spricht. Im Gegensatz dazu kann beim sog. PROM (Programmable ROM) die Programmierung vom Anwender selbst vorgenommen werden. Herstellerseits wird dann eine vollständige „Verdrahtung“ ausgeführt, und dem Anwender bleibt es überlassen, mit speziellen Programmiergeräten die Verdrahtung an gewissen Schwachstellen (*fusible links*) durch gezielte Stromstöße wie eine Schmelzsicherung „aufzubrennen“ (fuse = Schmelzsicherung).

Der in Abb. 15.61a vorgestellte Speicher verwendet als TTL-Baustein keine Dioden in der Speichermatrix sondern Transistoren gemäß Abb. 15.62b. Das ROM 7488 kann nur herstellerseits maskenprogrammiert werden. Es ist vom Markt verschwunden, besitzt aber die angegebenen pinkompatiblen Nachfolger in PROM-Version²⁸.

Von großer Bedeutung sind heute Speicherbausteine in MOS-Technik, bei denen die Speicherzellen gemäß Abb. 15.62c gebildet werden durch MOSFETs mit einem isolierten „*Floating-Gate*“ zwischen Steuergate und Kanal. Durch Ladungsinjektion auf das Floating-Gate wird der FET hochohmig. Dieser Effekt wird genutzt zu einer dauerhaften Programmierung, die aber jederzeit mit einer UV-Lichtbestrahlung durch ein Fenster an der Gehäuseoberseite wieder gelöscht werden kann. Derartige löschbare PROMs werden als EPROM bezeichnet (Erasable PROM). Neuere elektrisch löschbare Versionen heißen EEPROM (Electrically Erasable PROM).

Sofern der erforderliche Speicherplatz relativ gering ist, kann man ein ROM bzw. PROM auch mit einem Schaltnetz aus UND- und ODER-Gliedern sinnvoll realisieren. Abb. 15.63 zeigt dies am Beispiel der Tabelle in Abb. 15.61 mit einer Beschränkung auf die Adressenvariablen $A_0 \dots A_2$ und die beiden Ausgänge Q_1 und Q_2 . Mit den Eingangsvariablen $A_0 \dots A_2$ und ihren Komplementärwerten werden über UND-Gatter mit jeweils 6 Eingängen die 8 3Bit-Adressen dekodiert. Die dazu notwendige Verdrahtung wird vereinfacht durch die „UND-Matrix“ dargestellt. Entsprechend gibt es auf der Ausgangsseite eine „ODER-Matrix“, die die Verbindungen zu den ODER-Gliedern am Ausgang herstellt. Im Bild ist dies entsprechend der Tabelle geschehen. Das Ergebnis wird zusätzlich durch „Boole’sche Gleichungen“ beschrieben.

Man nennt eine solche Schaltung allgemein PLD (Programmable Logic Device), wenn einzelne Verbindungen – durch Punkte markiert – programmierbar sind. Beim sog. PAL (Programmable Array Logic) ist die UND-Matrix vollständig programmierbar, die ODER-Matrix dagegen ist fest verdrahtet. Bewährt hat sich diese Konfiguration vor allem als „Funktionspeicher“: Man formuliert die gewünschten Verknüpfungen mit Boole’schen Gleichungen. Mit Hilfe einer Entwicklungs-Software kann man am Computer über ein angeschlossenes Programmiergerät dazu die fertige Schaltung erstellen. Diese Technik hat heute überragende praktische Bedeutung (s. Anhang B.15).

Literatur: [15-3, 15-7, 15-8, 15-9]

²⁸ Typenbezeichnungen von National Semiconductor (NSC), gleiche Ausführung als TBP 18S030 von Texas Instruments (TI), siehe Anhang B.15.

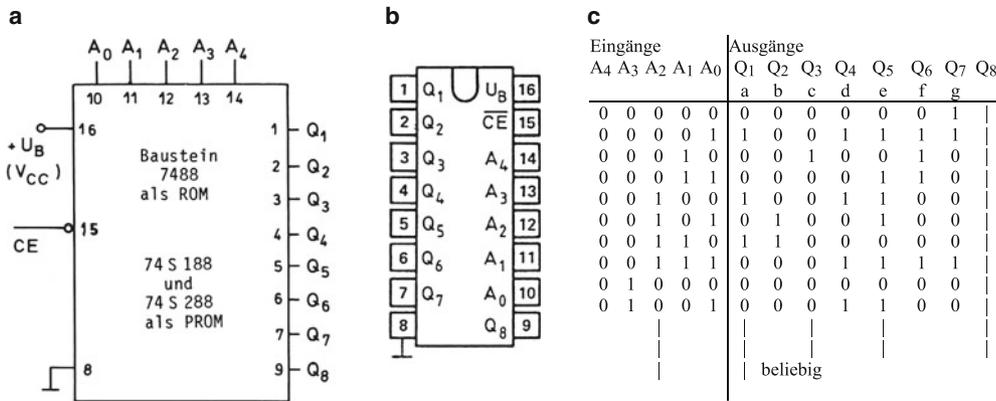


Abb. 15.61 Darstellung eines 32 × 8 Bit-ROMs. **a** Blockbild, **b** Anschlussbild, **c** Ausgewählte Funktionstabelle

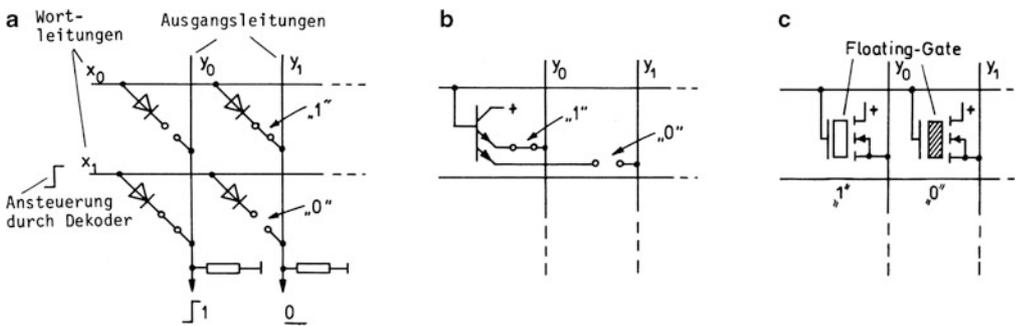


Abb. 15.62 Aufbau von Speicher­matrizen für wortorganisierte ROMs und PROMs. **a** Diodenmatrix, **b** TTL-Transistormatrix, **c** MOS-Transistormatrix

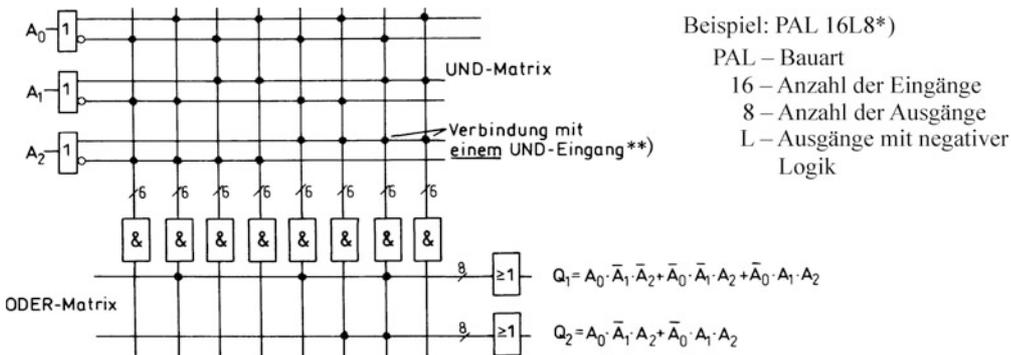


Abb. 15.63 Programmierbares UND-ODER-Array als PLD. *) Bei neueren „GALS“ (Generic Array Logic) als eine Weiterentwicklung der PALs kann die Programmierung wie bei EEPROMs nahezu beliebig oft gelöscht und wieder neu vorgenommen werden. „Schaltungsänderungen“ sind also einfach durch eine Umprogrammierung möglich, s. Anhang B.15, **) Ein nicht verbundener Eingang bleibt wirkungslos, d. h. ständig auf H-Pegel bei der UND-Schaltung

16.1 DA-Umsetzer (DAU)¹

Digital-Analog-Umsetzer haben die Aufgabe, ein binäres Datenwort – normalerweise eine Dualzahl D – in eine analoge Größe umzusetzen. Die Aufgabe wird verdeutlicht mit Abb. 16.1. Die Ausgänge eines 3 Bit-Dualzählers mit den Bits d_0 , d_1 , d_2 werden einem DA-Umsetzer zugeführt, der analog zum jeweiligen Zählerstand eine Ausgangsspannung u_A bildet. Gemäß der schrittweisen Änderung der Dualzahl kann sich auch die Spannung u_A nur schrittweise um jeweils eine Spannungsstufe ΔU ändern (Abb. 16.1b). Beim Durchlauf des Zählers ergibt sich also ein treppenförmiger Anstieg in Abhängigkeit von der Zahl D . Die eigentliche Kennlinie des Umsetzers besteht jedoch nur aus einzelnen diskreten Punkten, die auf einer Geraden durch den Nullpunkt liegen. Der höchste Punkt ist nach $2^n - 1$ Stufen erreicht und liegt um eine Stufe unter dem mit Abb. 16.1b definierten Bereichsendwert U_E .

Viele DA-Umsetzer arbeiten nach Abb. 16.2a mit einem R-2R-Leiternetzwerk und einer Referenzspannungsquelle. Von den Ausgängen des Datengebers werden Wechselschalter jeweils so bewegt, dass sie bei $d = 0$ eine Verbindung nach Masse und bei $d = 1$ stattdessen zum N-Eingang des OPs (virtuelle Masse) herstellen. Die Belastung der Referenzspannungsquelle hat unabhängig von der Schalterstellung den Wert R . Zu diesem Ergebnis gelangt man leicht durch eine Betrachtung des Leiternetzwerkes von unten nach oben, wobei man mehrfach Widerstände $2R \parallel 2R$ zusammenfassen kann. Dabei erkennt man auch die angegebene Teilung für die Referenzspannung. Wegen dieser Spannungsteilung werden die über die „Sprossenwiderstände“ $2R$ fließenden Ströme von oben nach unten fortlaufend halbiert und je nach Schalterstellung dem OP zugeführt oder nach Masse abgeleitet. Man findet:

$$\begin{aligned} i_S &= U_{\text{Ref}} \left(\frac{d_2}{2R} + \frac{d_1}{4R} + \frac{d_0}{8R} \right) \\ &= \frac{U_{\text{Ref}}}{2^3 R} (d_2 \cdot 4 + d_1 \cdot 2 + d_0 \cdot 1) = \frac{U_{\text{Ref}}}{2^3 R} \cdot D. \end{aligned}$$

Es folgt:

$$u_A = -U_{\text{Ref}} \cdot \left(\frac{R_f}{R} \right) \cdot \frac{D}{2^3}.$$

Für $U_{\text{Ref}} = 10 \text{ V}$ und $R_f = R$ ergibt sich bei variablem D die „Kennlinie“ nach Abb. 16.1b. Wegen der Produktbildung von

D mit der an sich variablen Referenzspannung U_{Ref} spricht man von einem multiplizierenden DA-Umsetzer.

Nach dem Prinzip der Abb. 16.2a arbeitet auch der 10 Bit-DA-Umsetzer 7533 (Abb. 16.2b). Der Baustein enthält in einem 16-poligen DIL-Gehäuse alle eingerahmten Teile einschließlich des Rückkopplungswiderstandes R_f . Die Wechselschalter sind als CMOS-Schalter ausgebildet, für deren Funktion eine Betriebsspannung U_B zwischen 5 V und 15 V erforderlich ist. Ein Operationsverstärker muss extern zugeschaltet werden, ebenso die Referenzspannungsquelle. Wegen $R_f = R$ findet man mit $n = 10$ und $U_{\text{Ref}} = 10 \text{ V}$:

$$\begin{aligned} u_A &= -10 \text{ V} \cdot \frac{D}{2^{10}} = -10 \text{ V} \cdot \frac{D}{1024} \\ \rightarrow \Delta U &= \frac{10 \text{ V}}{1024} \approx 9,77 \text{ mV} \text{ und} \\ U_E &= -\Delta U \cdot 2^{10} = -10 \text{ V} \end{aligned}$$

Wenn alle Bits bei $D = 1023$ den Wert 1 haben, wird $u_A = -9,99023 \text{ V} = -(10 \text{ V} - 9,77 \text{ mV})$.

Setzt man an die Stelle der Referenzspannung eine beliebige Signalspannung u_q , so verhält sich die Schaltung in Bezug auf diese Spannung als ein mit der Dualzahl D programmierbarer Abschwächer. Abb. 16.3a stellt diese Funktion vereinfacht dar mit dem DAU als veränderlicher Stellwiderstand R_N bei einer beliebigen Auflösung mit n Bits. Offenbar ist die Ausgangsspannung u_A das Produkt aus der Zahl D mit der Eingangsspannung u_q , geteilt durch 2^n . So ergibt sich auch die Funktion eines Multiplizierers.

Vertauscht man nach Abb. 16.3b in Bezug auf den Operationsverstärker die Widerstände R_f und R_N , so wird die Ausgangsspannung stets größer als die Eingangsspannung. Man erhält einen programmierbaren Verstärker und zugleich einen Dividierer, da durch die Zahl D geteilt wird.

Der Baustein 7533/7520 lässt sich auch nach Abb. 16.4 invers betreiben. Dabei wird die Referenzspannung U_{Ref} bzw. eine Signalspannung u_q dem Anschluss 1 zugeführt. Der ursprüngliche Eingang (Anschluss 15) dient als Ausgang A. In Bezug auf diesen Ausgang verhält sich der DAU dann als Spannungsquelle mit der angegebenen Leerlaufspannung u_{AO} und konstantem Innenwiderstand $R_i = R^2$. Zweckmäßig schaltet man bei diesem Inversbetrieb dem DAU einen nichtinvertierenden OP als Puffer nach. Dabei ergeben sich auch Möglichkeiten für eine Kennlinienverschiebung (vgl. Anhang B.16).

Literatur: [16-1, 16-2, 16-3]

¹ In der Praxis meistens als Digital-Analog-Wandler bezeichnet, was jedoch nicht normgerecht ist (VDI/VDE 2600).

² Beim Inversbetrieb sind nur positive Werte für U_{Ref} bzw. u_q zulässig, im Normalbetrieb nach Abb. 16.3 dagegen auch negative.

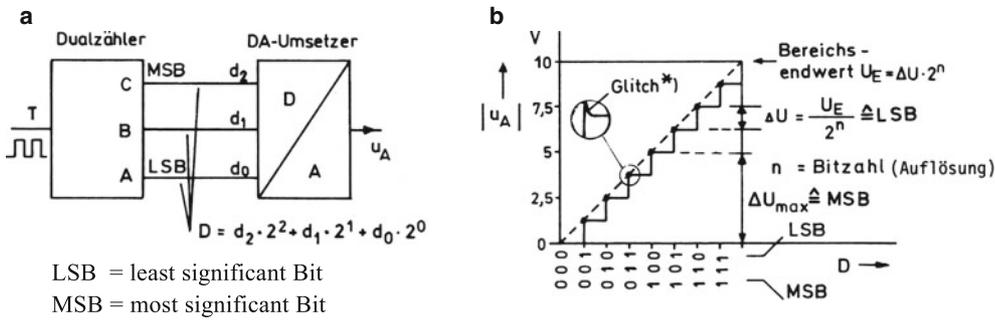


Abb. 16.1 Prinzipdarstellung einer Digital-Analog-Umsetzung. **a** Prinzipschaltung eines 3 Bit-Umsetzers, **b** Umsetzer-Kennlinie. Gelegentlich auftretender Störimpuls beim Umschalten von einer Zahl zu einer anderen

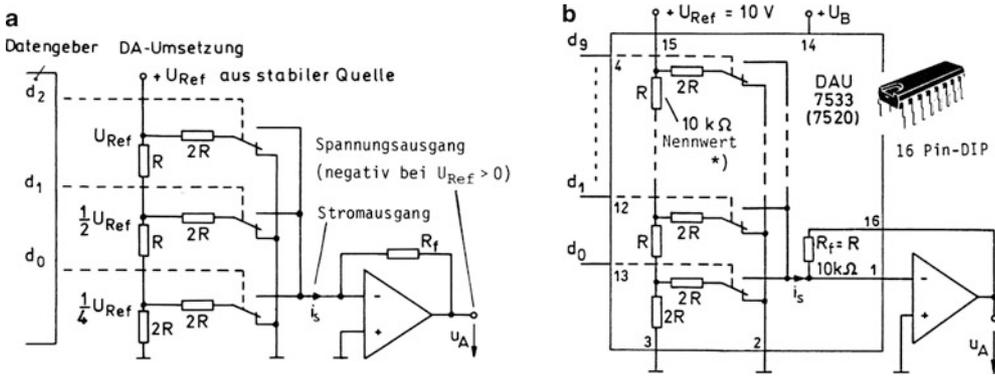


Abb. 16.2 DA-Umsetzer mit R-2R-Leiternetzwerk. **a** Grundschtung, **b** Baustein AD 7533 (7520). *) R kann fertigungsbedingt vom Nennwert erheblich abweichen. Bei der Verhältnissbildung R_f/R mit dem nach dem gleichen Fertigungsverfahren (Dünnschichttechnologie) hergestellten Widerstand R_f bleibt dies jedoch ohne Einfluss

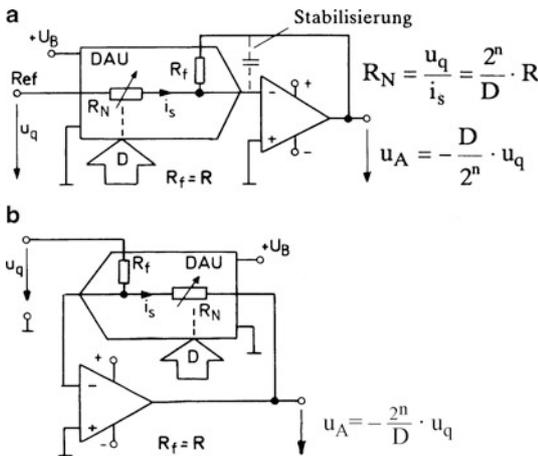


Abb. 16.3 Analoge Signalübertragung. **a** mit Spannungsabschwächung, **b** mit Spannungsverstärkung

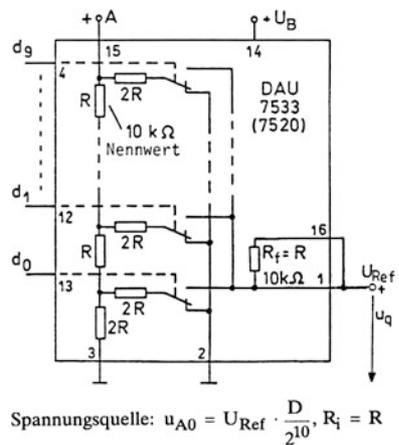


Abb. 16.4 DA-Umsetzer als stellbare Spannungsquelle (Spannungsabschwächer)

16.2 Drei Konzepte für die Analog-Digital-Umsetzung

Ein Analog-Digital-Umsetzer (ADU) hat die Aufgabe, eine kontinuierlich veränderliche Spannung u_x in einen Digitalwert, normalerweise eine proportionale Dualzahl D , umzusetzen. Dazu unterteilt (quantisiert) man bei einem n -Bit-Umsetzer gemäß Abb. 16.5a den Änderungsbereich für u_x in 2^n gleiche Teile ΔU . Jedem Unterbereich mit der Breite ΔU kann man dann eine Zahl zuordnen, womit sich eine unstetig verlaufende Umsetzungskennlinie in Form einer Treppenkurve ergibt. Zweckmäßig wird diese gemäß Abb. 16.5a so angelegt, dass der erste Sprung bereits nach einem Schritt mit $\Delta U/2$ erfolgt. Abgesehen vom Bereichsende wird dann der sog. Quantisierungsfehler nicht größer als $\pm \Delta U/2$. Er ist jeweils Null, wo die Treppenkurve die aufsteigende Gerade durch den Nullpunkt horizontal schneidet.

Ein Schaltungskonzept für eine derartige Umsetzung zeigt Abb. 16.5b. Ausgehend von einer 10 V-Referenzspannung, werden mit einem Spannungsteiler aus 8 Widerständen Referenzspannungen für 7 Komparatoren gebildet. Überschreitet die Spannung u_x die unterste Schwelle von 0,625 V, so gibt Komparator 1 H-Signal ab. Sobald der nächste Wert von 1,875 V überschritten wird, geben K1 und K2 H-Signal ab, usw. Die Pegelwerte werden von einer nachgeschalteten Kodierlogik ausgewertet und in eine Dualzahl D umgesetzt. Da vom Anlegen der Spannung u_x bis zum Erscheinen des Digitalwertes D am Ausgang nur die Laufzeit der Komparatoren und der Kodierlogik verstreicht, arbeitet der Parallelumsetzer sehr schnell. Nachteilig ist aber der hohe Schaltungsaufwand für eine Umsetzung mit höherer Auflösung, d. h. kleinerer Stufenspannung. Ein n -Bit-Umsetzer erfordert $2^n - 1$ Komparatoren, ein 10 Bit-Umsetzer also 1023, was gegenwärtig technisch noch schwer realisierbar ist.

Leichter herstellbar sind AD-Umsetzer mit hoher Auflösung nach anderen Verfahren. Abb. 16.6a stellt zunächst das Wägeverfahren dar. Offenbar sind dazu eine Reihe analoger und digitaler Komponenten erforderlich, die man häufig als Hybridschaltung aus mehreren Chips zu einem „Modul“ aufbaut. Wichtigster Bestandteil ist ein vollständiger DA-Umsetzer. Ein interner oder externer Taktgenerator G setzt über ein Schieberegister nacheinander die dem DA-Umsetzer vorgeschalteten RS-Flip-Flops. Mit dem ersten Taktimpuls wird das „MSB-Flip-Flop“ gesetzt, das über den DA-Umsetzer eine Vergleichsspannung u_v von der Hälfte des Bereichsendwertes U_E erzeugt (siehe Abb. 16.6b). Sofern $u_v > u_x$ ist, wird beim zweiten Taktimpuls über das erste UND-Gatter das MSB-Flip-Flop wieder rückgesetzt, im an-

deren Falle – Abb. 16.6b – bleibt es gesetzt. Beim dritten Taktimpuls wird das nächste Flip-Flop gesetzt. Damit wird im Beispiel $u_v > u_x$, so dass dieses Flip-Flop anschließend wieder rückgesetzt wird. Das Verfahren setzt sich in dieser Weise fort, bis bei einem n -Bit-Umsetzer n Vergleiche durchgeführt sind. Es läuft ab wie der Wägevorgang bei einer Tellerwaage mit dem Auf- und Absetzen unterschiedlicher Gewichte, woher die Bezeichnung Wägeverfahren kommt (*successive approximation method*).

Bei schnellen integrierten Systemen löst man mit einer aktiven Taktflanke gleichzeitig das Setzen eines Flip-Flops und das Rücksetzen des vorhergehenden aus. Der Umsetzungsvorgang wird mit einem Startimpuls eingeleitet und mit einem „Status-Signal“ angezeigt. Bei einer Taktfrequenz von einigen Megahertz beansprucht er nur wenige Mikrosekunden.

Einfacher im Aufbau sind Umsetzer nach dem Zählverfahren entsprechend Abb. 16.7a. Ein Taktgenerator steuert einen Dualzähler, dessen Ausgänge auf einen DA-Umsetzer wirken. Der Zähler muss soweit hochlaufen, bis die am Ausgang des DA-Umsetzers gebildete Vergleichsspannung u_v die Messspannung u_x überholt. Dabei springt der Komparatorausgang von „High“ auf „Low“ und setzt über das UND-Glied den Zähler still, dessen Ausgänge dann unmittelbar den Digitalwert D darstellen. Da je nach Größe der Spannung u_x bis zu $2^n - 1$ Schritte für einen Umsetzungsvorgang erforderlich sind, ist das Zählverfahren langsamer als das Wägeverfahren.

Beim Anblick der Zeitabläufe gemäß Abb. 16.6b und 16.7b gewinnt man den Eindruck, dass das Wägeverfahren stets mit einem negativen und das Zählverfahren mit einem positiven Quantisierungsfehler F_Q behaftet ist, der maximal eine Spannungsstufe $\Delta U \cong 1 \text{ LSB}$ betragen kann. Durch einen Eingriff am Komparator lässt sich dieser Mangel beheben: Reduziert man beim Wägeverfahren die Vergleichsspannung um $\Delta U/2$ und vergrößert diese beim Zählverfahren um denselben Betrag, so arbeiten beide Verfahren nach der Kennlinie von Abb. 16.5a mit einem Quantisierungsfehler von

$$\pm \frac{1}{2} \Delta U \cong \pm \frac{1}{2} \text{LSB}.$$

Bei dem beschriebenen Zählverfahren (*counter and staircase method*) muss nach jedem Umsetzungsvorgang der Zähler auf null rückgesetzt werden. Auf diesen Aufwand kann man verzichten, wenn man statt eines einfachen Zählers einen Vorwärts-Rückwärtszähler verwendet und dann bei jedem Spannungsanstieg vorwärts, bei jeder Spannungsabsenkung entsprechend rückwärts zählt, bis Gleichgewicht zwischen u_v und u_x herrscht. Der Zähler läuft also der Spannung u_x jeweils nach, weshalb man diese Arbeitsweise als Nachlaufverfahren bezeichnet (*tracking method*).

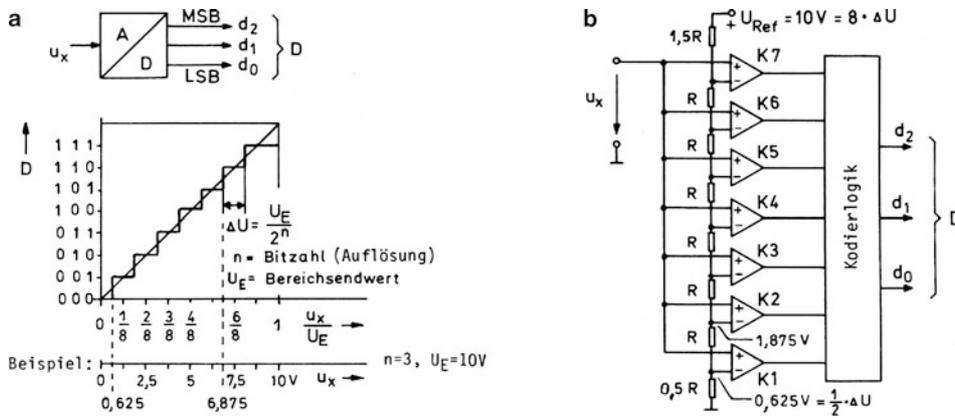


Abb. 16.5 3 Bit-AD-Umsetzung. **a** Blockbild und Kennlinie, **b** Umsetzer nach dem Parallelverfahren. Wegen der Schnelligkeit der Umsetzung wird im englischen Schrifttum der Parallelumsetzer auch *flash-converter* (Blitz-Konverter) genannt

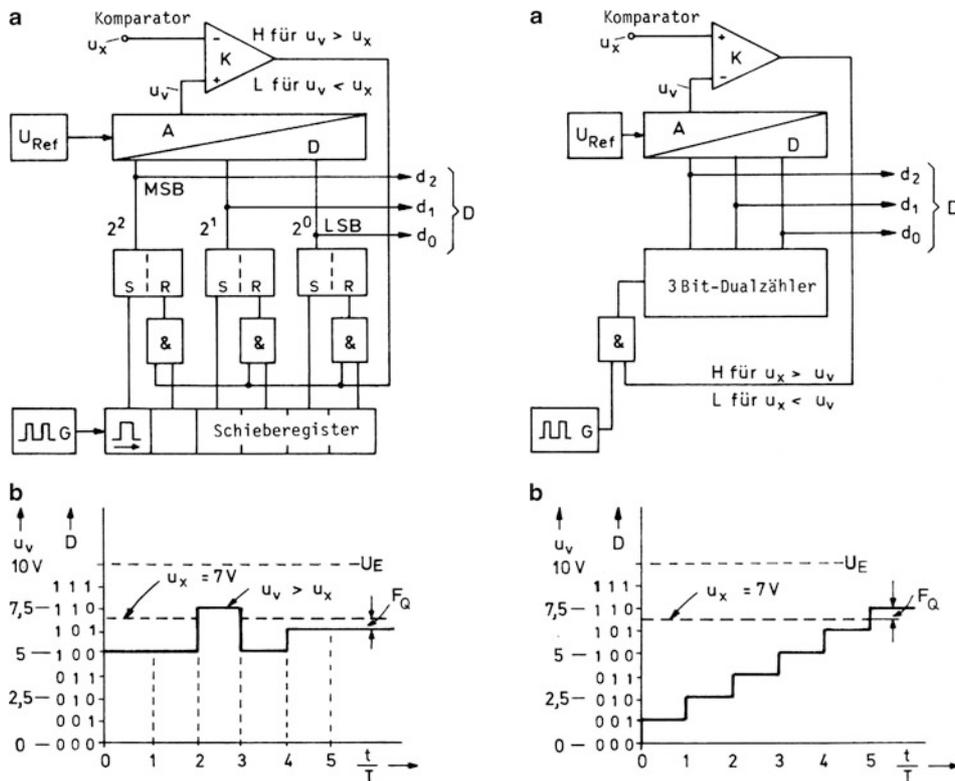


Abb. 16.6 3 Bit-AD-Umsetzer nach dem Wägeverfahren. **a** Schaltung, **b** Umsetzungsvorgang

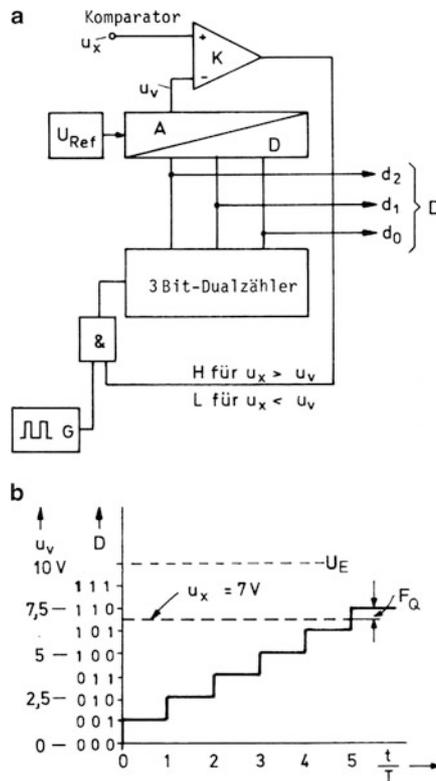


Abb. 16.7 3 Bit-AD-Umsetzer nach dem Zählverfahren. **a** Schaltung, **b** Umsetzungsvorgang

16.3 Indirekte Verfahren zur Analog-Digital-Umsetzung

Indirekt arbeitende AD-Umsetzer setzen die Messspannung u_x zunächst in eine analoge Zwischengröße um, z. B. eine Zeit oder eine Frequenz, mit deren Hilfe der Digitalwert gewonnen wird. Umsetzer mit der Zwischengröße „Zeit“ enthalten als wesentliche Bestandteile einen Integrator und einen Komparator. Als einfaches Beispiel zeigt Abb. 16.8 das Schaltungskonzept des sog. Einrampenumsetzers, der auch unter der Bezeichnung Sägezahnumsetzer bekannt ist. Dabei schließt vor Beginn einer Umsetzung der Schalter S den Integrationskondensator C kurz und setzt damit die Spannung u_I auf null. Wenn anschließend der Schalter geöffnet wird, beginnt ein rampenförmiger Anstieg der Spannung u_I , verursacht durch die bekannte Spannung U_{Ref} (Abb. 16.8b). Während dieses Anstiegs zählt der Zähler die vom Generator G kommenden Impulse. Nach Ablauf der Zeit t_1 wird $u_I = u_x$, wobei der Komparator umschaltet und den Zähler über das UND-Glied stillsetzt. Bis dahin hat der Zähler D Impulse aufgenommen. Mit Abb. 16.8b findet man:

$$D = f \cdot t_1 = f \cdot \frac{u_x}{U_{\text{Ref}}} \cdot RC = \frac{u_x}{\Delta U},$$

wobei $\Delta U = \frac{U_{\text{Ref}}}{RC \cdot f}$ sich als Stufen- oder Schrittspannung ergibt.

Die Zahl D ist proportional der Spannung u_x , sofern während der Zeit t_1 mit einer konstanten Stufenspannung ΔU gearbeitet wird. Voraussetzung dafür ist die Konstanz der Referenzspannung U_{Ref} , der Zeitkonstante RC und der Generatorfrequenz f.

Weniger kritisch in Bezug auf diese Parameter ist das in Abb. 16.9 dargestellte Zweirampenverfahren. Die Umsetzung beginnt wieder mit einer Aufhebung des Kurzschlusses über dem Kondensator C. Anschließend bildet sich linear ansteigend bzw. abfallend die Spannung u_I als Zeitintegral der Spannung u_x . Nach n_1 Taktimpulsen, bzw. nach Ablauf einer festen Zeit $t_1 = n_1/f$ schaltet das Steuerwerk den Integrator-eingang auf die gegensinnig gepolte Referenzspannung um. Gleichzeitig gibt es den Zähler frei, der bis dahin blockiert war. Während die Ausgangsspannung u_I des Integrators sich nun auf null zubewegt, läuft der Zähler hoch. Sobald u_I die Nulllinie wieder erreicht, schaltet der Komparator um und sperrt über das UND-Glied den Eingang des Zählers, der bis dahin D Impulse aufgenommen hat. Mit Abb. 16.9b findet man:

$$\begin{aligned} D &= f \cdot (t_2 - t_1) = f \cdot \frac{u_x}{RC} \cdot t_1 \cdot \frac{RC}{U_{\text{Ref}}} \\ &= f \cdot \frac{u_x}{U_{\text{Ref}}} \cdot t_1 = n_1 \cdot \frac{u_x}{U_{\text{Ref}}}. \end{aligned}$$

Offenbar gehen in das Ergebnis die Zeitkonstante und auch die Taktfrequenz nicht ein. Die Letztere muss lediglich während des Umsetzungsvorganges konstant sein, eine Langzeitkonstanz ist nicht erforderlich.

Etwa bestehende Nullpunktfehler des Integrators und Komparators lassen sich eliminieren, wenn man die Zweirampenumsetzung noch ein weiteres Mal durchführt, und zwar für die Eingangsspannung null. Das dabei erzielte Ergebnis wird zur Korrektur der Nullpunktfehler genutzt. Dieses doppelte Zwei-Rampen-Verfahren wird als Vier-Rampen-Umsetzung bezeichnet (*Quad-Slope-Conversion*).

Ein anderes Verfahren zur Beseitigung der Nullpunktfehler besteht in einem automatischen Nullpunktgleich nach Abb. 16.10. Dazu entfernt man den Schalter S in Abb. 16.9. Stattdessen führt man einen Nullschalter am Eingang ein und über einen weiteren Schalter S_{AZ} eine Gegenkopplung vom Ausgang des Komparators zum P-Eingang des Integrators. Während der Abgleichphase mit den neuen Schaltern in der gezeichneten Stellung lädt sich der „Auto-Zero-Kondensator“ C_{AZ} solange auf, bis keine weitere Ladung mehr zum Kondensator C_{AZ} fließt. Der N-Eingang des Integrators wird dabei praktisch auf Massepotential gezogen und der Komparator an seine „Schaltschwelle“ gefahren. Zu einer anschließenden AD-Umsetzung werden beide Schalter umgelegt. Die Ladung des Kondensators C_{AZ} bleibt jedoch erhalten und damit auch die Nullpunktkorrektur.

Einen AD-Umsetzer mit der Zwischengröße „Frequenz“ zeigt Abb. 16.11. Wesentlicher Bestandteil ist zunächst ein Spannungs-Frequenz-Umsetzer, der während einer definierten Zeit T_0 über ein UND-Glied mit einem Zähler verbunden wird. Die Anzahl der einlaufenden Impulse ist jeweils proportional der Spannung u_x . Zweckmäßig wählt man die Torzeit T_0 so, dass bei der höchsten Signalfrequenz f der Zähler gerade voll ausgenutzt wird. Handelt es sich beispielsweise um einen 12 Bit-Dualzähler, so kann dieser maximal $2^{12} - 1 = 4095$ Impulse aufnehmen. Bei einem 10 kHz-Spannungs-Frequenzumsetzer wäre also eine Torzeit $T_0 = 0,4095$ s zu wählen. Für einen Eingangsbereich von 0 bis 10 V ergäbe sich damit eine Stufenspannung ΔU (Auflösung) von $10 \text{ V}/4096 \approx 2,5 \text{ mV}$.

Anmerkung

Die bisher besprochenen Verfahren für die Analog-Digital-Umsetzung werden hauptsächlich in der digitalen Messtechnik angewendet. Für die Digitalisierung von Sprache und Musik zur Aufzeichnung auf einer CD dagegen verwendet man den Sigma-Delta-Umsetzer, der hier nicht behandelt wird.

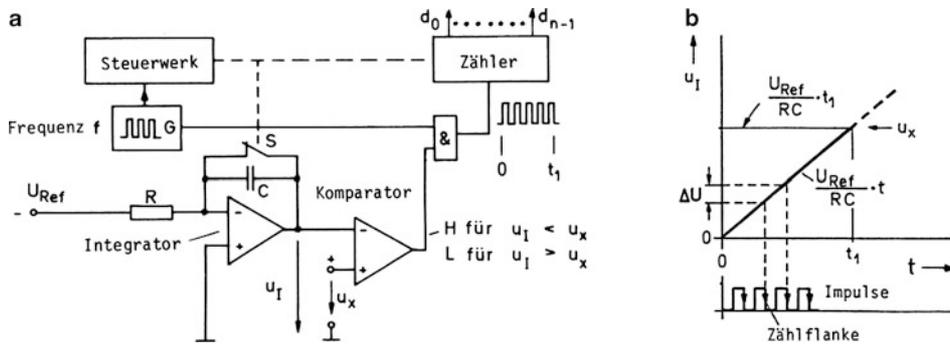


Abb. 16.8 Prinzip des Einrampenumsetzers (*single-slope converter*). **a** Schaltbild, **b** Spannungs-Zeit-Diagramm

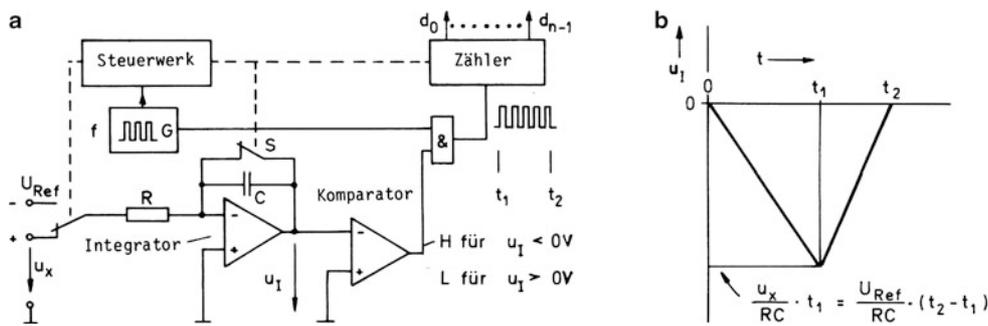


Abb. 16.9 Prinzip des Zweirampenumsetzers (*dual-slope converter*). Die Industrie stellt Zweirampenumsetzer als hochintegrierte CMOS-Schaltungen her, die mit wenigen externen Bauelementen auskommen (siehe Anhang B.16). **a** Schaltbild, **b** Spannungs-Zeit-Diagramm

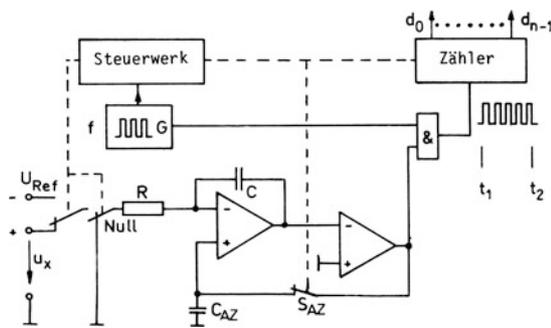


Abb. 16.10 Zweirampenumsetzer mit automatischem Nullpunkt-Abgleich

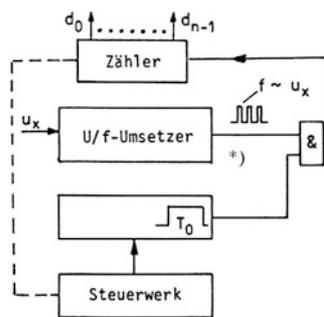


Abb. 16.11 AD-Umsetzer nach dem Spannungs-Frequenz-Verfahren. *) Ein einfacher U/f-Umsetzer wurde in Abschn. 14.9 beschrieben. Es gibt inzwischen zahlreiche integrierte Ausführungen, z. B. für die Umsetzung 0... 10 V auf 0... 10 kHz, siehe dazu auch Anhang B.14

17.1 Fototransistoren und Fotothyristoren

Unter Optoelektronik versteht man das Anwendungsgebiet aller elektronischen Bauelemente, die Licht in ein elektrisches Signal umformen bzw. die umgekehrte Funktion ausüben. Da es sich dabei häufig nur um Varianten konventioneller Bauelemente handelt, wurden einige bereits im vorangegangenen Text besprochen: Fotowiderstände, Fotodioden bzw. Fotoelemente, Leuchtdioden, Anzeigebausteine und Bildröhren. Im Folgenden sollen Fototransistoren und -thyristoren behandelt werden.

Unter einem Fototransistor versteht man normalerweise einen npn-Bipolartransistor, bei dem die Basis-Kollektor-Diode als Fotodiode ausgebildet ist. Man stellt sich daher nach Abb. 17.1a den Fototransistor vor als einen normalen Transistor mit einer zugeschalteten Fotodiode. Der Basisanschluss ist grundsätzlich nicht erforderlich, wird aber dennoch oft angelegt, um zusätzlich eine elektrische Steuerung vornehmen zu können. Der Fotostrom seinerseits wirkt wie ein interner lichtgesteuerter Basisstrom und erscheint mit dem Stromverstärkungsfaktor B – genau genommen $1 + B$ – multipliziert als Kollektorstrom I_C . Bei reiner Lichtsteuerung ergibt sich damit qualitativ eine Kennlinienschar nach Abb. 17.1b. Der dort auftretende Dunkelstrom ist identisch mit dem üblichen Reststrom $I_{CEO} = (1 + B) \cdot I_{CBO}$ ¹.

Abb. 17.1c zeigt Ausführungsformen und Schaltzeichen von Fototransistoren. Dort wird auch der häufig vorkommende Foto-Darlingtontransistor angegeben, der wegen der zusätzlichen Stromverstärkung durch den nachgeschalteten Transistor eine besonders hohe Lichtempfindlichkeit besitzt, leider aber auch eine erhöhte Temperaturempfindlichkeit.

Fototransistoren werden zumeist im Schaltbetrieb eingesetzt, wobei sie von Lichtimpulsen aufgesteuert werden. Das geschieht in Abb. 17.2 durch eine nahe benachbarte LED. Beim Schalten des Diodenstromes I_F mit dem Transistor T wird der von der Diode gesendete Lichtstrom ein- und abgeschaltet. Entsprechend steigt und fällt der Kollektorstrom des Fototransistors, der wegen der offenen Basis mit dem jeweiligen Emitterstrom identisch ist. Es treten Schaltzeiten auf wie beim normalen Bipolartransistor: Anstiegs- und Abfallzeiten sowie eine Speicherzeit t_s ². Damit erge-

ben sich die angegebenen Zeitverläufe für die Spannung u_2 , wonach man die Flankenzeiten näherungsweise durch eine Konstante τ beschreiben kann. Diese wird hauptsächlich bestimmt durch den angegebenen Arbeitswiderstand R und eine mit der Stromverstärkung B hochtransformierte Basis-Kollektorkapazität:

$$\tau = R \cdot C_{BC} \cdot B = 2 \text{ k}\Omega \cdot 5 \text{ pF} \cdot 200 = 2 \mu\text{s}$$

für die Werte $R = 2 \text{ k}\Omega$, $C_{BC} = 5 \text{ pF}$ und $B = 200$.

Die Basis-Kollektor-Kapazität C_{BC} wird beim Schaltbetrieb jeweils umgeladen. Bezogen auf die Kollektor-Emitter-Strecke, erscheint sie um den Faktor B erhöht, weil der kapazitive Strom genau wie der Fotostrom mit diesem Faktor vervielfacht wird. Da man den Kollektor-Basis-Übergang im Interesse einer guten Fotoempfindlichkeit großflächiger ausbildet als bei normalen Transistoren, ist die Kapazität C_{BC} auch relativ groß. Deshalb erreicht man eine niedrige Zeitkonstante nur über einen kleinen Arbeitswiderstand R , beispielsweise durch die Zwischenschaltung eines Transistors T_2 in Basisschaltung nach Abb. 17.2c mit $R = 1/s$, wobei s die Steilheit des Transistors T_2 ist.

Die Speicherzeit t_s ist auch hier eine Funktion der Sättigung und hängt ab von dem Grad der Übersteuerung, d. h. von der Beleuchtungsstärke. Man kann die Speicherzeit verringern durch einen Widerstand ($> 10 \text{ k}\Omega$) zwischen Basis und Emitter, über den die Basis schneller ausgeräumt wird. Ein derartiger Widerstand verringert allerdings auch die Fotoempfindlichkeit, da er den Fotostrom I_p teilweise nach außen ableitet. Leider wird damit bei unveränderter Beleuchtung das Aufsteuern des Transistors verlangsamt. Das Sperren wird jedoch stets beschleunigt.

Ein praktisch bedeutendes optoelektronisches Bauelement ist auch der Fotothyristor nach Abb. 17.3a. Er unterscheidet sich von einem normalen Thyristor im Wesentlichen nur dadurch, dass die gemeinsame Basis-Kollektor-Sperrschicht der beiden integrierten Transistoren als Fotodiode ausgebildet ist³. Über einen intern oder extern angeordneten Widerstand R_{GK} kann man einen Teil des Fotostromes I_p ableiten und somit die Zündempfindlichkeit einstellen.

Fotothyristoren sind als diskrete Bauelemente nur selten anzutreffen. Man verwendet sie meistens als Schaltglied in Verbindung mit einer LED in Optokopplern. Das gilt im besonderen Maße für den „Foto-Triac“ nach Abb. 17.3b, der als Antiparallelschaltung zweier Fotothyristoren einen lichtgesteuerten Wechselstromschalter darstellt⁴.

³ Zur Funktion eines Thyristors siehe Abschn. 14.11.

⁴ Zu entsprechenden Optokopplern siehe Anhang B.17; zum Triac siehe Abschn. 19.5.

¹ Siehe Gleichstromersatzbild im Abschn. 10.3.

² Zu den Schaltzeiten vgl. Abschn. 10.4.

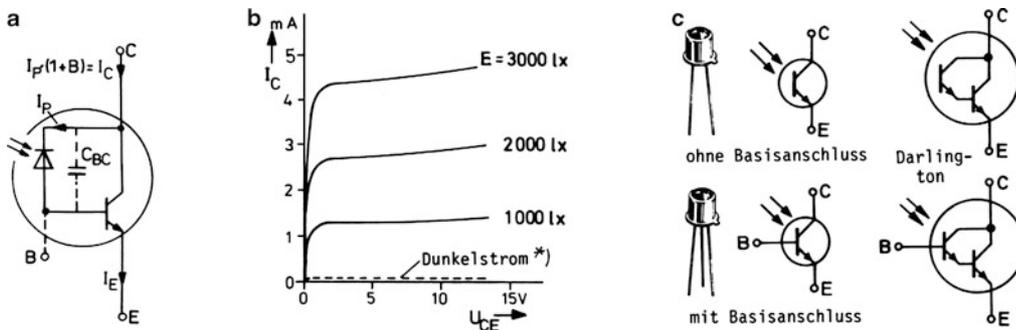


Abb. 17.1 Fototransistoren. **a** Ersatzbild, **b** Kennlinien. *) Für die Darstellung des Gleichstromverhaltens insgesamt verwendet man zweckmäßig das Ersatzbild nach Abschn. 10.3, das um eine Stromquelle mit dem Fotostrom zu ergänzen ist, **c** Ausführungsformen und Schaltzeichen

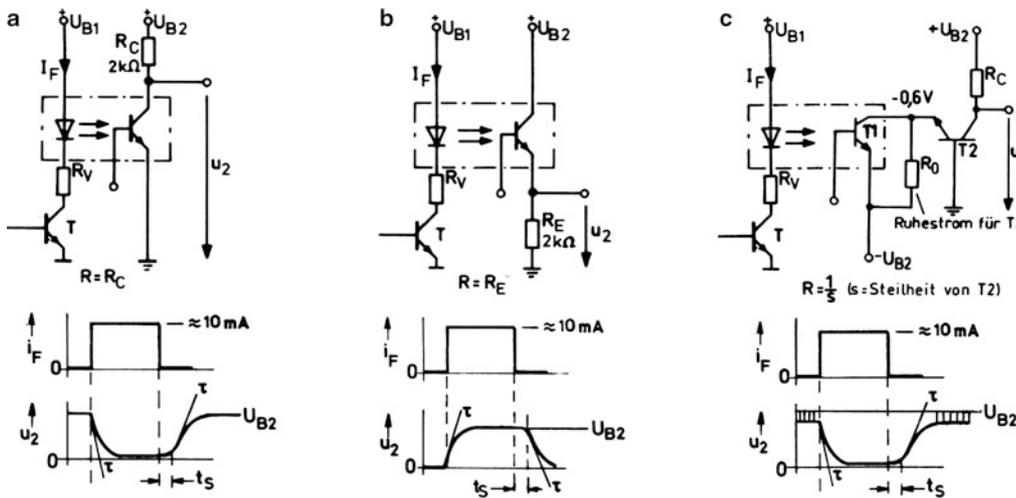


Abb. 17.2 Schaltverhalten des Fototransistors. **) Die in der Abbildung dargestellte Kombination LED-Fototransistor in einer abgeschlossenen Baueinheit bezeichnet man als Optokoppler (siehe Abschn. 17.2). Zur Kaskodeschaltung siehe Abschn. 10.12. **a** Emitterschaltung, **b** Kollektorschaltung, **c** Kaskodeschaltung

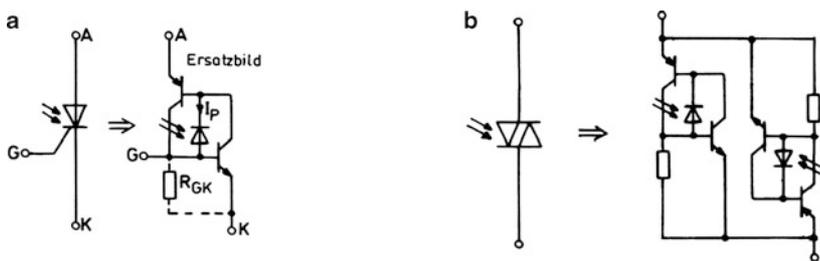


Abb. 17.3 Fotothyristor und Fototriac. **a** Fotothyristor, **b** Fototriac

17.2 Optokoppler

Unter einem Optokoppler versteht man einen Lichtempfänger (z. B. Fototransistor) in einer optischen Kopplung mit einem Lichtsender (z. B. LED) in einem gemeinsamen Gehäuse. Abb. 17.4a zeigt die Standard-Ausführung mit einer äußeren Beschaltung für eine Impulsübertragung. Die Steuerung der LED geschieht hier im Gegensatz zum vorigen Abschnitt mit einem Paralleltransistor. Es handelt sich dabei lediglich um eine alternative Ansteuerungsart.

Das hervorstechende Merkmal eines Optokopplers ist die galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang. Man spricht auch von einem Optoisolator (*optocoupler*, *optoisolator*). Bei den meistgebräuchlichen Ausführungen im Plastik-DIP mit 4 bis 8 Anschlüssen wird eine Isolationsfestigkeit von mehr als 1 kV erreicht.

Als wesentliche Kenngröße dient der sog. Stromübertragungsfaktor CTR (*c*urrent *t*ransfer *r*atio) mit der Definition $CTR = I_C/I_F$. Im aktiven Betrieb (nicht übersteuert) liegt dieser bei einfachen Optokopplern nach Abb. 17.4a zwischen 0,1 und 1. Er ist vom Arbeitspunkt und der Temperatur abhängig und dient als Maß für die Empfindlichkeit. Besonders hohe Werte (> 1) werden erzielt mit Darlingtonttransistoren. Leider ist dabei das dynamische Verhalten schlecht. Der Darlington-Optokoppler ist nur im unteren Kilohertzbereich brauchbar, während der Standard-Optokoppler Grenzfrequenzen von etwa 100 kHz erreicht⁵.

Steile Schaltflanken am Ausgang gewinnt man mit dem Fototrigger nach Abb. 17.4b, der in Verbindung mit einem externen pnp-Transistor über eine Mitkopplungsschleife verfügt und kippartig schaltet. Dabei wird der Basisanschluss des Fototransistors zur Rückkopplung genutzt. Ein kleiner Kondensator (180 pF) fördert als „Beschleunigungskondensator“ den Kippvorgang.

Für höhere Frequenzen um 1 MHz eignen sich „schnelle Optokoppler“ nach Abb. 17.4c, die als Empfangselement eine Fotodiode anstelle des relativ trägen Fototransistors verwenden. Die Industrie bietet dazu verschiedene Varianten an, zum Teil auch mit Triggerausgang und in Verbindung mit logischen Koppelgliedern.

Wenn sowohl das Sende- als auch das Empfangselement kontinuierlich steuerbar ist, sind auch analogtechnische Anwendungen möglich. Abb. 17.5a zeigt ein Beispiel für eine NF-Übertragung. Eingangsseitig handelt es sich um

eine steuerbare Stromquelle für die LED entsprechend Abschn. 10.10 und ausgangsseitig um einen stromgesteuerten Emitterfolger. Bei einem Optokoppler mit $CTR = 1$ ist der Spannungs-Übertragungsfaktor vom Eingang zum Ausgang etwa gleich dem Widerstandsverhältnis R_{E2}/R_{E1} . Für $CTR < 1$ tritt eine entsprechende Abschwächung auf.

Abb. 17.5b zeigt eine Ausgangsschaltung mit Gegenkopplung über eine externe Ausgangsstufe. Dadurch wird der Arbeitspunkt des Fototransistors stabilisiert und nichtlineare Verzerrungen werden bei richtiger Bemessung herabgesetzt. Abb. 17.5c zeigt die gleiche Schaltung für einen schnellen Optokoppler, z. B. 6N 135. Die Eingangsschaltung kann in beiden Fällen wie in Abb. 17.5a aufgebaut werden.

Die höchste Linearität und vor allem Stabilität gegenüber Temperaturänderungen und Alterungseffekten erreicht man durch Schaltungen mit einer optischen Rückkopplung über ein zweites Empfangselement (Fotodiode oder Fototransistor). Abb. 17.6a zeigt eine derartige Schaltung mit dem Optokoppler IL 300. Dieser enthält eine LED und zwei gleiche Fotodioden, wobei der Symmetriefehler unter 1 % liegt. Der Stromübertragungsfaktor $CTR = i_p/i_F$ beträgt etwa 0,007.

In der Schaltung nach Abb. 17.6a bewirkt eine positive Spannung u_1 einen Strom i_F für die LED. Die dadurch in gleicher Weise bestrahlten Fotodioden D1 und D2 erzeugen gleiche Ströme i_{p1} und i_{p2} . Aufgrund der virtuellen Masse am N-Eingang des OPs arbeiten sie beide im Kurzschlussbetrieb mit Spannung Null, und zwar Diode D1 als Fotodiode und Diode D2 als Fotoelement. Im stationären Betrieb wird die LED stets soweit aufgesteuert, dass der Eingangsstrom i_1 voll von Diode D1 übernommen wird. So ergeben sich die angeschriebenen Gleichungen und ein Übertragungsfaktor A_u , der nur vom Verhältnis zweier Widerstände bestimmt wird. Aufgrund der galvanischen Trennung zwischen Eingang und Ausgang spricht man von einem Isolations- oder Trennverstärker.

Abb. 17.6b zeigt eine ausgeführte Schaltung. Zur Sicherstellung eines ausreichenden Stromes für die LED wird dem OP ein Transistor als Stromverstärker nachgeschaltet. Mit Widerstand R_{V1} stellt man zweckmäßig bei $u_1 = 0$ einen bestimmten Vorstrom für die LED ein und zieht dann mit Widerstand R_{V2} den Ausgang auf Null. Die Schaltung eignet sich so für die Übertragung von Spannungen beliebiger Polarität, d. h. auch für Wechselspannungen.

⁵ Zu diesen und anderen Optokopplern siehe Anhang B.17.

Literatur: [17-1, 17-2, 17-7]

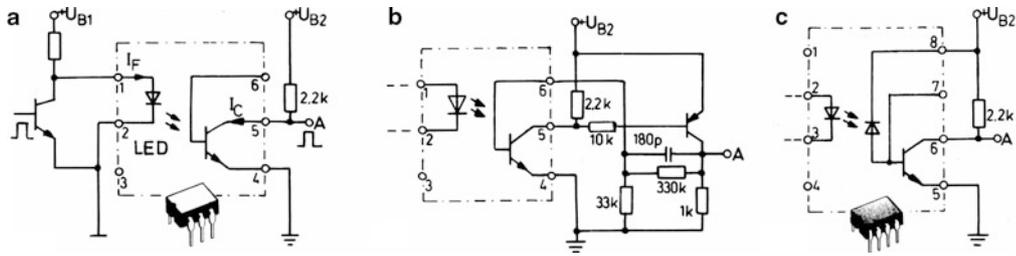


Abb. 17.4 Optokoppler und Grundsaltungen. **a** Standard-Optokoppler, **b** Optokoppler mit Fototriac, **c** „schneller“ Optokoppler

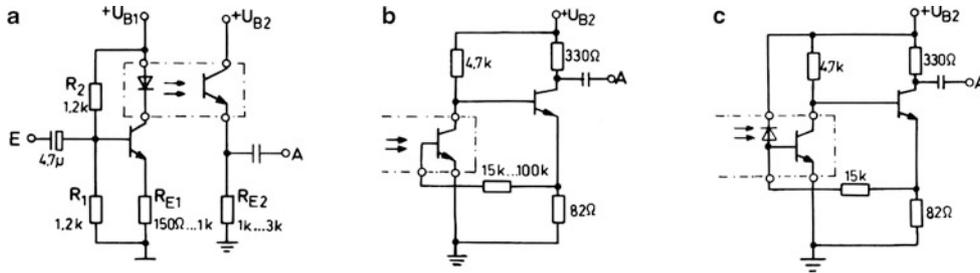


Abb. 17.5 NF-Übertragung mit Optokopplern. **a** Grundsaltung, **b** mit Gegenkopplung. Die Gegenkopplung wirkt stabilisierend gegen die Auswirkungen von Exemplarstreuungen der Optokoppler sowie ihrer Temperaturabhängigkeit und gegenüber dem Einfluss von Alterungseffekten. Die Letzteren werden hauptsächlich durch die Degradation der LEDs verursacht (siehe Abschn. 3.6), **c** mit „schnellem“ Optokoppler

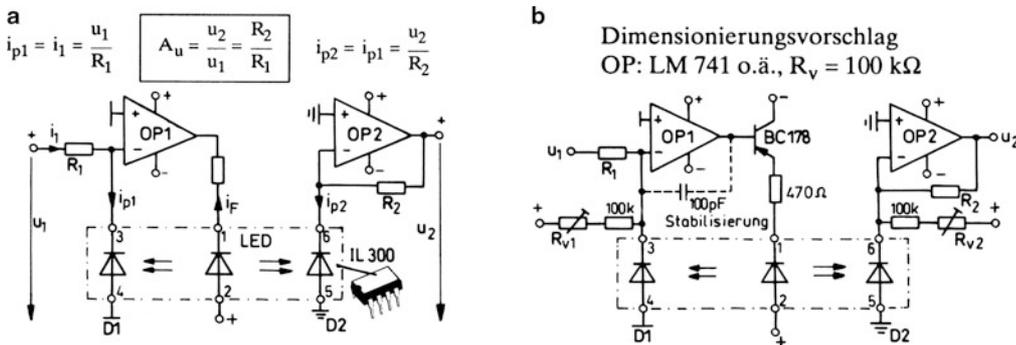


Abb. 17.6 Analoge Signalübertragung mit Trennverstärker. Der IL 300 ist ein Optokoppler der Fa. Siemens. Die Fotodioden sind als schnelle PIN-Dioden ausgebildet. Bei diesen befindet sich zwischen P- und N-Gebiet noch eine I-Zone (*Intrinsic* → Eigenleitung), wodurch die Kapazität verringert wird. Fertige Trennverstärker liefert die Fa. Burr-Brown. **a** für positive Eingangsspannung (Prinzipschaltung), **b** für Gleich- und Wechselspannungen

17.3 Lichtschranken und Lichtleiter

Lichtschranken gehören zur Gruppe der Optosensoren, die unter Ausnutzung optischer Effekte die Erfassung und Messung mechanischer Größen gestatten. Abb. 17.7 zeigt nebeneinander Prinzip und Ausführungsbeispiele zur Gabelschranke, zum Reflexionstaster und zu dem noch relativ jungen Füllstandssensor. Sie alle sind Anordnungen mit einem Lichtsender (z. B. LED) und einem Lichtempfänger (z. B. Fototransistor oder Fototrigger) in optischer Kopplung und können daher auch als Optokoppler aufgefasst werden. Die Schaltungstechnik ist entsprechend. Im Gegensatz zum normalen Optokoppler wird hier eine Steuerwirkung nicht über die LED, sondern durch eine Änderung in der Lichtübertragung vorgenommen. Bei der Gabelschranke geschieht dies durch mechanische Unterbrechung des Lichtstrahls und beim Reflexionstaster durch Änderung der Reflexion auf einer benachbarten Fläche. Wie beim normalen Optokoppler verwendet man praktisch ausschließlich infrarot strahlende GaAs-LEDs, die mit ihrem Strahlungsspektrum gut an die spektrale Empfindlichkeit moderner Si-Fototransistoren angepasst sind. Beim Reflexionstaster setzt man häufig Darlingtonausführungen ein, weil diese wegen der doppelten Stromverstärkung mit weniger Licht zur Durchsteuerung auskommen. Üblicherweise sind LED und Fototransistor an der Lichtdurchgangsstelle mit einer Linse versehen, so dass in vielen Fällen eine zusätzliche Optik entbehrlich ist.

Besonders interessant ist der an dritter Stelle gezeigte Füllstandssensor. Eine LED und ein Fototrigger sind an der Grundfläche einer klaren Kunststoffhalbkugel so eingegossen, dass das Licht normalerweise von der Außenfläche der Halbkugel nach innen auf den Fototrigger totalreflektiert wird. Wird die Halbkugel von einer Flüssigkeit benetzt, so ändert sich der Brechungsindex an der Grenzfläche, und das Licht kann in die Flüssigkeit austreten. Der Fototrigger wird dunkel.

Die Kunststoffhalbkugel stellt im Grunde einen Lichtleiter dar mit der Fähigkeit, Lichtstrahlen in einer bestimmten Weise zu führen. Für allgemeine Anwendungen der Lichtleitung werden wegen ihrer Flexibilität hauptsächlich dünne Glas- oder Kunststofffasern verwendet. Abb. 17.8a zeigt die Lichtführung in einer einzelnen Faser. Lichtstrahlen, die innerhalb eines bestimmten Öffnungswinkels auf der Stirnseite eintreten, werden an der Grenzschicht zwischen dem Kern

und einem Mantel mit kleinerer Brechzahl n totalreflektiert und treten über einen Zickzack-Weg am anderen Faserende wieder aus. Dabei tritt eine gewisse Dämpfung auf, die von der Wellenlänge des Lichtes abhängig ist, außerdem auch vom Material. Glas ist lichtdurchlässiger als Kunststoff.

Den Anwendungsbereich der Lichtleitung mit Glas- oder Kunststofffasern bezeichnet man als Faseroptik (*fibres optics*). Abb. 17.8b zeigt den Aufbau eines Lichtleitkabels, wie er mit Glasfasern üblich ist. Die Faserenden werden verklebt und poliert und im Übrigen dann nach Abb. 17.8c mit Endhülsen eingefasst. Durch Aufspaltung des Faserbündels auf mehrere Teilbündel sind mehrarmige Lichtleiter herstellbar. Man kann auch Querschnittswandlungen vornehmen, beispielsweise zum Übergang von einem runden auf einen eckigen Querschnitt.

Abb. 17.9 zeigt Anwendungsbeispiele, bei denen solche Möglichkeiten vorteilhaft genutzt werden können. Die gezeigten Lichtschranken mit Lichtleitern ermöglichen eine Signalaufnahme an schwer zugänglichen und von der Elektronik entfernten Objekten.

Ist das Faserbündel an der Eintritts- und Austrittsfläche in fester und gleicher Ordnung zusammengesetzt, so spricht man von einem kohärenten Bündel oder auch Bildleiter. Jeder von der Eintrittsfläche aufgenommene Lichtstrahl tritt an der gleichen Stelle auf der anderen Seite wieder aus. Mit einem Lichtleiter dieser Art lassen sich demnach Bilder übertragen, wobei das Auflösungsvermögen umso besser wird, je kleiner der Faserdurchmesser ist. Für Bildleiter werden daher besonders dünne Fasern verwendet, teilweise mit Durchmessern unter $20\ \mu\text{m}$. Ihre hauptsächliche Anwendung liegt in der Endoskopie, im Bereich der medizinischen und technischen Diagnostik (Abb. 17.10).

Bildleiter werden auch in starrer Form hergestellt, indem man beim Herstellungsprozess die Außenhaut der Fasern miteinander verschmilzt. Das hat den Vorteil, dass der ungenutzte Zwischenraum zwischen den einzelnen Fasern verringert wird und ein gutes Auflösungsvermögen erzielt wird. Ein sehr dickes aber kurzes Bündel dieser Art bildet eine Faserplatte, deren Stirnflächen plan oder aus besonderen Gründen auch konkav oder konvex geschliffen werden können. Durch eine plan-konkave Platte lässt sich ein gekrümmtes Bild ebenen, beispielsweise das Oszillogramm auf einem nichtebenen Schirm eines Oszilloskops. Bei mehrstufigen Bildverstärkern werden Faserplatten auch als Fenster- und Koppellemente eingesetzt (siehe Abschn. 8.5).

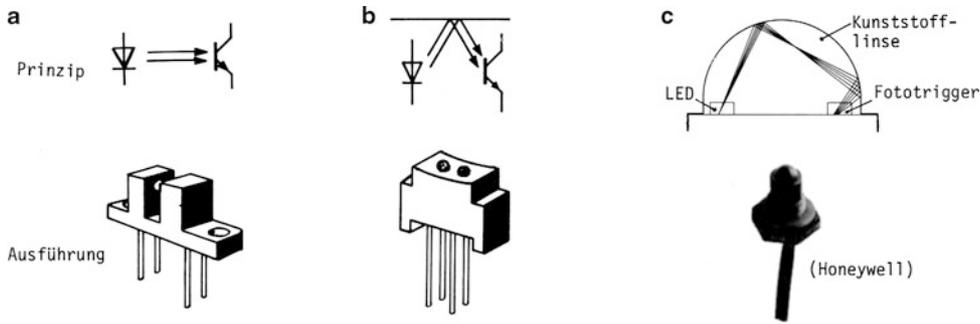


Abb. 17.7 Optosensoren. **a** Gabel-Lichtschranke, **b** Reflexions-Lichtschranke, **c** Füllstandssensor

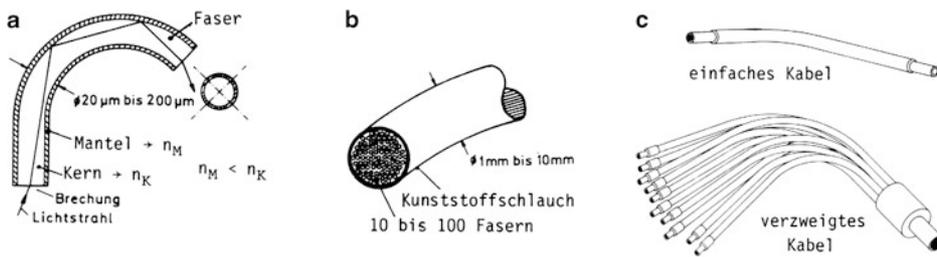


Abb. 17.8 Lichtleitfasern und Lichtleitkabel. **a** Faser mit Lichtstrahl, **b** Aufbau eines Kabels, **c** Kabelausführungen

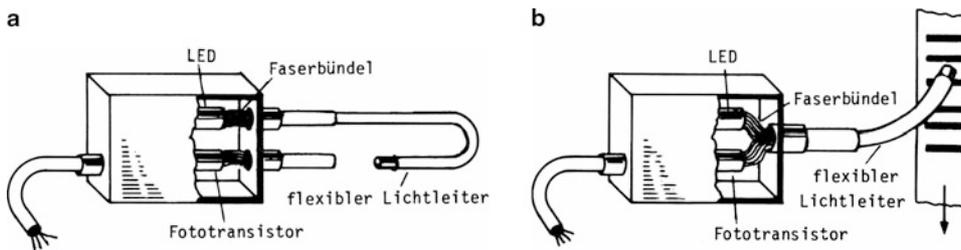


Abb. 17.9 Lichtschranken mit Lichtleitern. **a** Gabelschranke, **b** Reflexionsschranke

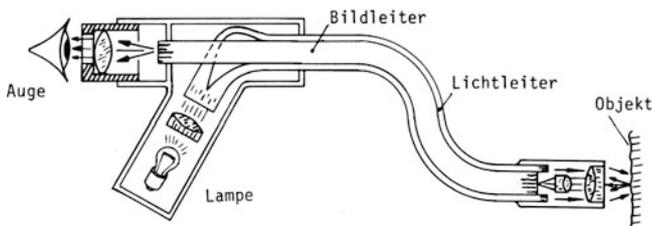


Abb. 17.10 Endoskop

17.4 Optische Nachrichtentechnik

Lichtleiter werden heute oft anstelle von Kupferleitungen zur Signalübertragung über kürzere und längere Wege eingesetzt. Vorteilhaft ist dabei immer die Potentialtrennung zwischen Sender und Empfänger sowie die Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störfeldern. Da zumindest bei größeren Entfernungen die Wellennatur des Lichtes eine Rolle spielt, hat sich für die nachrichtentechnische Anwendung die Bezeichnung Lichtwellenleiter (LWL) eingeführt.

In der Regel wird für einen Nachrichtenkanal nur ein einfasriges Lichtleitkabel verwendet (Abb. 17.11). Bei kurzen Entfernungen unter 50 m genügen Kunststoffleiter, die mit einem scharfen Messer auf Maß geschnitten und über Steckverbindungen leicht an ein Sende- und Empfangselement angekoppelt werden.

Mehrfasrige Kabel haben den Vorteil, dass man Signale auf mehrere Wege verteilen kann. Dazu legt man Verzweigungsstellen an entsprechend Abb. 17.11b. Die Schaltungstechnik auf der elektrischen Seite unterscheidet sich prinzipiell nicht von derjenigen bei Optokopplern.

Um bei Glasfasern ausreichende Flexibilität zu gewährleisten, sind Durchmesser unter 200 μm erforderlich. Für die Bearbeitung sind besondere Werkzeuge nötig, und beim Aufbau von Steckverbindungen ist höchste Präzision erforderlich. Aufgrund der besseren Lichtdurchlässigkeit kommt aber für größere Entfernungen nur die Glasfaser als Übertragungsmedium in Frage. Abb. 17.12 macht den Unterschied zur Plastikfaser durch einen Vergleich der Dämpfungswerte deutlich, die stark vom Material und der Wellenlänge des Lichtes abhängen. Nutzt man bei einer hochwertigen Glasfaser das „Übertragungsfenster“ 1 oder 2 im nahen Infrarotbereich, so erhält man eine Dämpfung um 1 dB/km. Im dritten Fenster kommt man sogar auf Werte von 0,2 dB/km herunter. Demgegenüber betragen derzeit die günstigsten Werte für die Plastikfaser etwa 150 dB/km, wenn man mit sichtbarem Licht im grün/gelben Bereich arbeitet. Auf einer Strecke von 20 m ergibt sich damit bereits eine Dämpfung von 3 dB, d. h. ein Lichtverlust von 50 %. Hinzu kommen weitere Verluste an den Steckverbindungen.

Abb. 17.13 macht deutlich, dass die optische Nachrichtentechnik im elektromagnetischen Spektrum nur einen relativ schmalen Frequenzbereich zwischen 10^{14} Hz und 10^{15} Hz nutzt. Angesichts der hohen Absolutwerte der Frequenz ist die entsprechende Bandbreite Δf jedoch außerordentlich groß, verglichen mit üblichen Werten in der konventionel-

len Nachrichtentechnik. Für die Weitverkehrstechnik stehen auch geeignete Sende- und Empfangselemente bereit, mit denen man in den verschiedenen Übertragungsfenstern optimal arbeiten kann. Auf der Sendeseite handelt es sich dabei um spezielle lichtstarke LEDs und Laserdioden (LDs). Die Letzteren besitzen wie die LED eine pn-Struktur, wobei aber in komplizierter Weise ein innerer Resonanz- und Verstärkungseffekt ausgenutzt wird. Im Gegensatz zur LED tritt dabei das Licht in scharf gebündelter Form und im Wesentlichen monochromatisch an der Stirnseite des Halbleiterplättchens aus.

Auf der Empfangsseite sind es PIN-Dioden und sog. Avalanche-Fotodioden (APDs). Die Ersteren zeichnen sich durch eine geringe Sperrschichtkapazität aus, wodurch kurze Schaltzeiten möglich werden⁶. Die Letzteren nutzen den Lawinen-Effekt (Avalanche-Effekt), wie er von der Z-Diode her bekannt ist, zur Verstärkung der Empfangssignale.

Beim Lichtleiter selbst unterscheidet man neben der Materialart – Glas oder Plastik – sein Profil. Darunter versteht man nach Abb. 17.14 den Verlauf des Brechungsindex n über dem Radius r . Bei einer „Stufenindexfaser“ ändert sich dieser sprunghaft zwischen Kern und Mantel. In einer derartigen Faser mit relativ dickem Kern kommen aufgrund unterschiedlicher Ausbreitungswege (Zickzack-Wege bzw. „Wellenmoden“) gleichzeitig eingekoppelte Wellenzüge des Lichtes mit einer gewissen Zeitdifferenz am Ende der Faser an. Das bedeutet, dass ein schmaler Lichtimpuls am Ausgang verbreitert erscheint und dicht aufeinander folgende Impulse sogar ineinander fließen können. Diese als Dispersion bezeichnete Erscheinung nimmt mit der Leitungslänge zu und begrenzt die Anwendbarkeit nach hohen Frequenzen hin.

Ein wirksames Gegenmittel ist die drastische Verringerung des Kerns bis auf einen Durchmesser unter 10 μm . Aus der „Multimodefaser“ wird dann eine „Monomodefaser“ mit nur *einer* Ausbreitungsrichtung ohne Dispersion. In der Weitverkehrstechnik hat sich diese heute weitgehend durchgesetzt gegenüber der „Gradientenfaser“, die dort bisher dominierte. In dieser läuft das Licht auf gekrümmten Bahnen. Auf der äußeren (längeren) Bahn im optisch dünneren Medium benötigt es etwa die gleiche Zeit wie auf der mittleren (kürzeren) Bahn durch das optisch dichtere Medium. Damit bleibt die Dispersion auch hier relativ gering.

Literatur: [17-5, 17-6, 17-7, 17-8]

⁶ Siehe auch Abschn. 17.2.

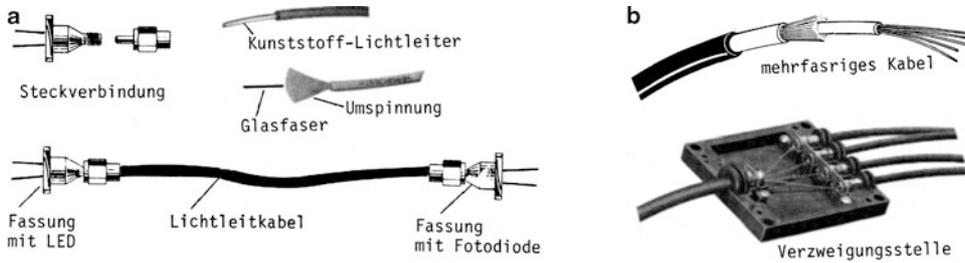


Abb. 17.11 Optische Übertragungsstrecke und Verbindungselemente. Steckverbinder mit Kunststoffleitern sind relativ unproblematisch. Der Lichtleiter wird samt Schutzmantel in eine Aufnahmebuchse eingeführt und festgeschraubt. **a** einfasriges System, **b** mehrfasriges System

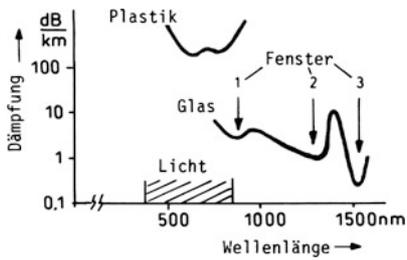


Abb. 17.12 Typischer Dämpfungsverlauf

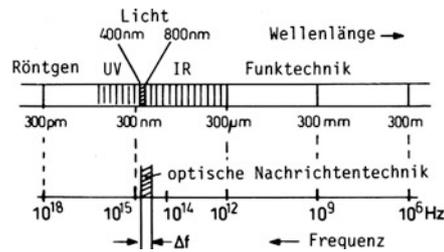


Abb. 17.13 Elektromagnetisches Strahlungsspektrum

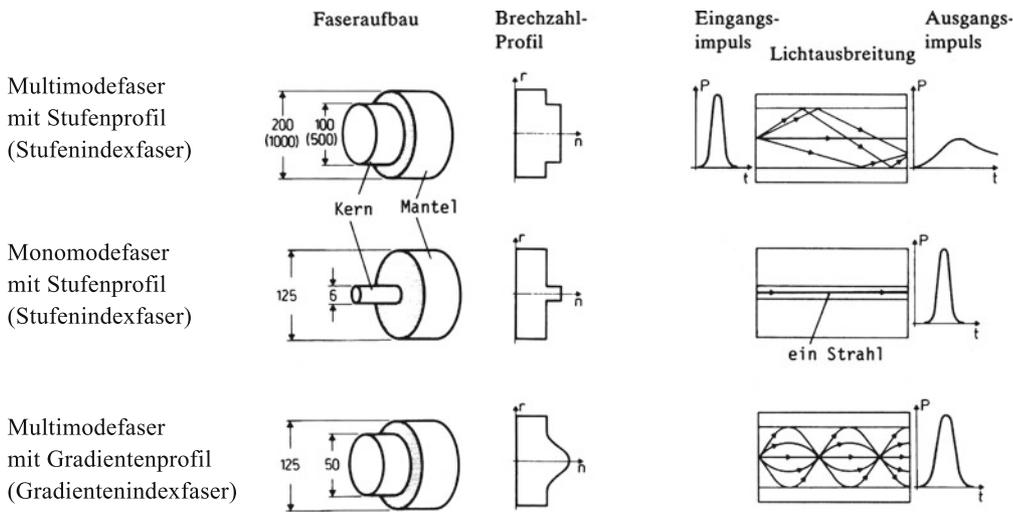


Abb. 17.14 Aufbau und Merkmale verschiedener Fasertypen. (Maße in µm, Klammerwerte gelten für Kunststofffaser)

18.1 Verlustleistung und Wärmeableitung

Leistungstransistoren sind ausgelegt für relativ große Ströme und Verlustleistungen ($> 10 \text{ W}$). Ihr „thermischer Innenwiderstand“ ist kleiner als 15 K/W . Die dem Transistor zugeführte und in Wärme umgesetzte (Verlust-) Leistung P muss notfalls über einen Kühlkörper nach außen so abgeleitet werden, dass eine übermäßige Erwärmung des Kristalls vermieden wird. Bei Ge-Transistoren darf die Sperrschichttemperatur T_j höchstens auf $75 \dots 90^\circ\text{C}$ ansteigen, bei Si-Transistoren auf $150 \dots 200^\circ\text{C}$. Im stationären Zustand gilt für die „totale“ Verlustleistung eines Bipolartransistors:

$$P_{\text{tot}} = U_{\text{CE}} \cdot I_{\text{C}} + U_{\text{BE}} \cdot I_{\text{B}} \approx U_{\text{CE}} \cdot I_{\text{C}}. \quad (18.1)$$

Damit erhält man:

$$T_j = P_{\text{tot}} \cdot R_{\text{thJU}} + T_U \quad (18.2)$$

für die Temperatur der besonders beanspruchten Kollektor-Basis-Sperrschicht. R_{thJU} ist der gesamte Wärmewiderstand zwischen der Sperrschicht und der Umgebung, T_U ist die Umgebungstemperatur. Nach Abb. 18.1 setzt sich der Wärmewiderstand R_{thJU} entsprechend dem Wärmefluss über verschiedene Schichten aus der Reihenschaltung mehrerer Einzelwiderstände zusammen. Der Teilwiderstand R_{thJG} zwischen Sperrschicht und Gehäuse ist vom System her als „thermischer Innenwiderstand“ fest vorgegeben. Bei angeflanschem Kühlkörper folgt darauf der Wärmeübergangswiderstand R_{thGK} zwischen Gehäuse und Kühlfläche und anschließend noch der Wärmewiderstand R_{thK} des Kühlkörpers. Ohne diesen ist der wesentlich größere Wärmewiderstand R_{thGU} wirksam. Abb. 18.1b stellt die Zusammenhänge im Ersatzbild dar, und Abb. 18.2 gibt dazu Richtwerte an. Anhand der Werte für R_{thGU} erkennt man, dass ein Transistor im TO 3-Gehäuse nur $3 \dots 4 \text{ W}$ ohne Kühlkörper in normaler Umgebung verträgt. Für das Gehäuse TO 220 sind höchstens 2 W zulässig und für TO 5 etwa 1 W .

Werden diese Werte überschritten, so ist ein Kühlkörper unerlässlich. Besteht die Notwendigkeit einer elektrischen Isolation zwischen Transistor und Kühlkörper, so erreicht man dies mit einer Glimmerscheibe nach Abb. 18.2, die den Wärmewiderstand R_{thGK} allerdings erhöht. Als Gegenmittel kann man die Scheibe mit einer Wärmeleitpaste bestreichen, die den Wärmewiderstand gegenüber trockener Montage etwa halbiert. Das Gleiche gilt auch, wenn man bei direkter Montage (Metall auf Metall) eine Wärmeleitpaste aufbringt, die die Schliffrauigkeit der Metallflächen ausgleicht.

Als Kühlkörper wird gelegentlich aus Kostengründen ein einfaches Alu-Blech verwendet. Abb. 18.3a gibt dazu den Wärmewiderstand an, gültig für eine Blechdicke von 2 mm (blank) und quadratische Form bei senkrechter Montage. Eine Schwärzung reduziert den Wärmewiderstand um den Faktor $0,7$.

In der Praxis besteht meistens die Aufgabe, zu einer vorgegebenen Verlustleistung P_{tot} den erforderlichen Kühlkörper zu bestimmen. Dazu ermittelt man zunächst die zulässige Gehäusetemperatur:

$$T_G = T_j - P_{\text{tot}} \cdot R_{\text{thJG}} \quad (18.3)$$

und berechnet dann den Kühlkörper mit

$$R_{\text{thK}} \leq \frac{T_G - T_U}{P_{\text{tot}}} - R_{\text{thGK}} \quad (18.4)$$

Für T_j ist die im Datenblatt angegebene maximal zulässige Sperrschichttemperatur einzusetzen. In vielen Fällen kann man auch T_G unmittelbar einer Derating-Kurve entnehmen, wie sie in Abb. 18.3b für den Leistungstransistor 2N3055 abgebildet ist (siehe dazu Abschn. 18.2).

Das beschriebene Berechnungsverfahren für den Kühlkörper bezieht sich auf einen Gleichstrombetrieb mit konstanter Verlustleistung. Sofern Schaltbetrieb vorliegt, tritt die Verlustleistung impulsweise auf. Bei rechteckförmigem Verlauf mit der Impulsbreite t_p und der Impulshöhe (Leistungsamplitude) P_1 ergibt sich die zulässige Gehäusetemperatur im Prinzip wieder nach Gl. 18.3, wenn man P_{tot} durch P_1 und R_{thJG} durch den kleineren „Pulsärmewiderstand“ r_{thJG} nach Abb. 18.3c ersetzt. Anschließend erhält man wieder den Wert R_{thK} nach Gl. 18.4, wobei man für P_{tot} den Leistungsmittelwert \bar{P}_1 einsetzen muss, weil sich die Temperatur des massigen Kühlkörpers nach der mittleren Verlustleistung einstellt. Voraussetzung ist dabei, dass die thermische Zeitkonstante des Kühlkörpers (z. B. 30 s) noch wesentlich größer ist als die Impulszeit t_p .

Um das beschriebene Verfahren auch in der Praxis mit nichtrechteckförmigem Verlauf der Verlustleistung anwenden zu können, sind zuvor die Leistungsimpulse graphisch in flächengleiche Rechteckimpulse umzuformen. Sofern zusätzlich noch eine Gleichleistung P_0 unterlagert ist, hat man die Gl. 18.3 wie folgt abzuwandeln:

$$T_G = T_j - P_1 \cdot r_{\text{thJG}} - P_0 \cdot R_{\text{thJG}}.$$

Gl. 18.4 gilt mit $P_{\text{tot}} = \bar{P}_{\text{ges}}$ unverändert (siehe Abschn. 18.2).

Literatur: [18-1, 18-2]

DIN 41792, 41862, 41882

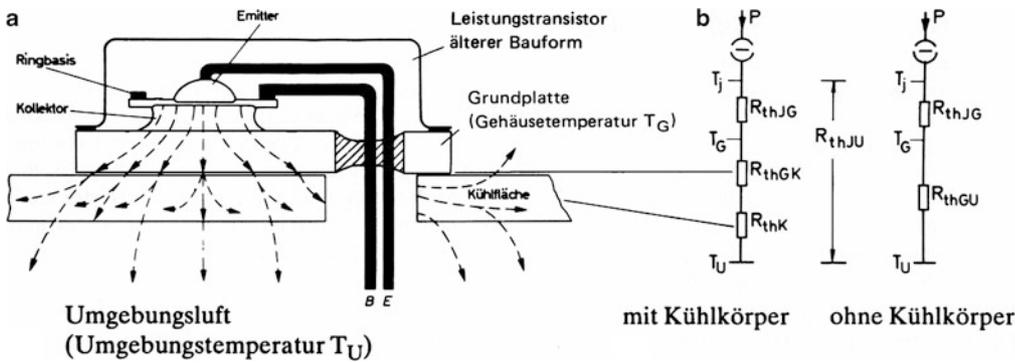


Abb. 18.1 Wärmeableitung bei einem (Leistungs-) Transistor. **a** Schema der Wärmeableitung, **b** Thermische Ersatzbilder

| | | |
|--|---|---|
| <p>Kühlkörper $R_{thK} \approx 2 \dots 5 \frac{K}{W}$</p> <p>Glimmerscheibe $R_{thGK} \approx 1 \frac{K}{W}$</p> <p>Leistungstransistor BD ...</p> | <p>Kühlkörper $R_{thK} \approx 17 \frac{K}{W}$</p> <p>Leistungstransistor BD ...</p> | <p>Kühlstern $R_{thK} \approx 50 \frac{K}{W}$</p> <p>Kleinleistungstransistor BC ...</p> |
| <p>Gehäusetyp TO 3^{*)}</p> <p>R_{thGU} in K/W 40</p> <p>R_{thJG} in K/W 1,5</p> <p>R_{thGK} in K/W 0,5 (trocken, direkt)</p> | <p>TO 220</p> <p>70</p> <p>3</p> <p>1</p> | <p>TO 5 (TO 39)</p> <p>150</p> <p>30</p> <p>2</p> |

Abb. 18.2 Wärmewiderstände bei Transistoren verschiedener Größe (Richtwerte). *) TO = Transistor-Outline, Bezeichnung nach JEDEC (Joint Electronic Devices Engineering Council). **) Als Alternative zur Glimmerscheibe gibt es heute aufklebbare Silikon-Folien

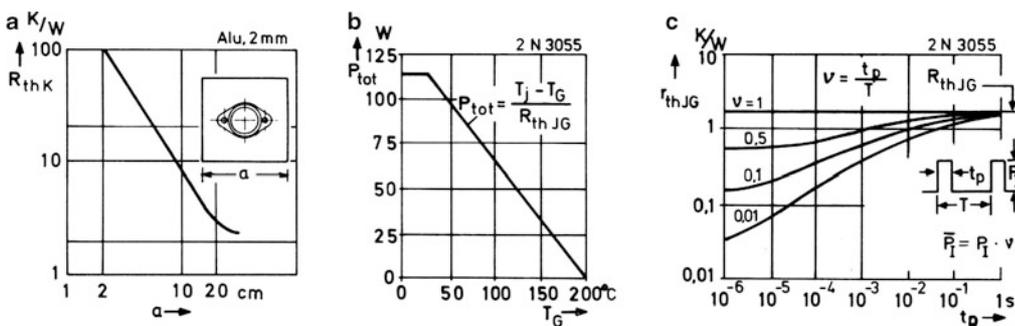


Abb. 18.3 Arbeitsdiagramme zur thermischen Belastbarkeit und Wärmeableitung. **a** Wärmewiderstand von Kühlblechen, **b** Deratingkurve, **c** Pulsärmewiderstand

18.2 Transistor als Leistungsschalter

Ein Leistungstransistor, der sich sowohl als Schaltverstärker wie auch als Analogverstärker gleichermaßen eignet, ist der Typ 2N 3055, seit langem bekannt als „Arbeitspferd der Elektronik“. Abb. 18.4a zeigt den Aufbau und Abb. 18.4b die Eingangskennlinie. Die sich daraus ergebende Schleusenspannung hat den typischen Wert von etwa 0,6 V für Si-Transistoren. Für die Durchsteuerung muss jedoch eine ungewöhnlich hohe Spannung U_{BE} aufgewendet werden, was auf einen relativ großen Basis-Bahnwiderstand schließen lässt. Abb. 18.4c zeigt die Ausgangskennlinien. Auffallend ist der steile Stromanstieg bei Kollektorspannungen $U_{CE} > 50$ V. Dabei handelt es sich um die Folge eines Lawinen-Durchbruchs (Avalanche-Effekt) an der Kollektor-Basis-Sperrschicht, der grundsätzlich bei jedem Transistor bei überhöhter Spannung U_{CE} auftritt, und zwar am ehesten bei offener Basis.

Abb. 18.5a zeigt das Durchbruchverhalten für den Sperrzustand. Je nach Beschaltung der Basis-Emitter-Diode setzt der als Durchbruch erster Art bezeichnete Lawinendurchbruch offensichtlich bei unterschiedlich hoher Spannung U_{CE} ein. Bei gleichzeitig hoher Spannung und hohem Strom kann es zu einem Hitzedurchbruch kommen. Dieser meistens als Durchbruch zweiter Art bezeichnete Effekt tritt als Folge lokaler Überhitzungen (*hot spots*) des Kristalls auf, hervorgerufen durch eine ungleichmäßige Stromverteilung (Stromeinschnürungen). Ein derartiger Durchbruch führt in der Regel zur Zerstörung¹.

Die zulässigen Werte bezüglich Spannung, Strom und Leistung werden vom Hersteller in einem SOAR-Diagramm (*Safe Operating Area*) angegeben. In der doppeltlogarithmischen Darstellung der Abb. 18.5b erscheinen die Leistungsgrenzlinsen als fallende Geraden, wonach die zulässige Leistung umso größer wird, je kürzer die Dauer t_p eines Leistungsimpulses ist. Gemeint sind Einzelimpulse bzw. eine Impulsfolge mit sehr kleinem Tastverhältnis ($v < 0,01$). Die Gefahr eines zweiten Durchbruchs erfordert eine weitere Einschränkung, die an der Knickstelle vorgenommen wird. Im Übrigen gilt das Diagramm für eine Gehäusetemperatur $T_G \leq 25$ °C. Für die im üblichen Betrieb höhere Gehäusetemperatur geben die Datenblätter Deratingkurven an, nach denen die Leistungswerte abzusenken sind (vgl. Abschn. 18.1).

Abb. 18.5 zeigt den Transistor 2N3055 als Leistungsschalter für eine ohmsche-induktive Last. Bei einem Lastwiderstand $R = 10 \Omega$ und einer Betriebsspannung $U_B =$

50 V muss der Transistor einen Strom von 5 A schalten, was nach Abb. 18.4c einen Basisstrom von mindestens 200 mA erfordert. Im Interesse einer sicheren Durchsteuerung wird der Basisstrom mit 400 mA angesetzt (zweifache Übersteuerung), wozu eine Spannung $U_{BE} \approx 1,6$ V nach Abb. 18.4b erforderlich ist. Die relativ hohe Steuerleistung wird aufgebracht von einem vorgeschalteten Treibertransistor T1. Eingesetzt wird dazu der Kleinleistungstransistor BC 140, dessen Kollektorstrom und Kollektorverlustleistung durch den Widerstand R_C begrenzt werden. Diesem Transistor würde bei einer Stromverstärkung $B = 100$ ein Basisstrom $I_{B1} = 4$ mA genügen. Wieder wird zweifache Übersteuerung vorgesehen ($I_{B1} = 8$ mA). Bei der am Transistor T1 notwendigen Basisanhebung auf etwa 2,3 V ist dazu eine Quellenspannung $u_q = 5$ V zu $R_G = 330 \Omega$ erforderlich.

Wegen der vorhandenen Induktivität wird die Last mit einer Freilaufdiode beschaltet. Im Betrieb treten dann die Spannungs- und Stromverläufe nach Abb. 18.6b auf, mit denen sich die dargestellte Verlustleistung P_{CE} ergibt. Beim Einschalten bricht die Spannung u_{CE} sehr rasch zusammen. Der Strom i_C steigt aufgrund der Induktivität verzögert an, ebenso die Verlustleistung P_{CE} . Maßgebend für den Anstieg ist die Zeitkonstante τ . Der Abschaltvorgang dagegen wird in seinem Zeitverlauf im Wesentlichen bestimmt durch die Schaltträgheit des Transistors. Die Spannung u_{CE} steigt zwar relativ rasch an, aber der Strom klingt stark verzögert ab über der „Ausschaltzeit“ t_{AUS} . Damit ergibt sich ein kräftiger Verlustleistungsimpuls, der in seiner Amplitude $P_1 = \hat{P}_{CE}$ näherungsweise gleich ist der geschalteten Leistung $U_B \cdot \hat{i}_C \approx 250$ W.

Für die Berechnung des notwendigen Kühlkörpers ist es zweckmäßig, den großen Leistungsimpuls des Abschaltvorganges in einen äquivalenten Rechteckimpuls umzuformen (gestrichelt). Die Impulsbreite t_p setzt man gleich der halben Ausschaltzeit. Für $t_p = 3 \mu s$ (Beispiel) ergibt sich mit $T = 300 \mu s$ das Tastverhältnis $v = 0,01$ und damit nach Abschn. 18.1 ein Pulsärmewiderstand $r_{thJG} \approx 0,05$ K/W. Im Sinne eines Sicherheitszuschlags rechnet man die Verlustleistung P_0 während der Durchsteuerung in voller Höhe über die gesamte Periodendauer T und findet dann nach Abschn. 18.1:

$$\begin{aligned} T_G &= T_j - P_1 \cdot r_{thJG} - P_0 \cdot R_{thJG} \\ &= 200 \text{ °C} - 250 \text{ W} \cdot 0,05 \frac{\text{K}}{\text{W}} - 5 \text{ W} \cdot 1,5 \frac{\text{K}}{\text{W}} = 180 \text{ °C}. \end{aligned}$$

Für den Kühlkörper ist der Mittelwert der Verlustleistung insgesamt maßgebend:

$$P_{tot} = P_0 + \hat{P}_{CE} \cdot v = 7,5 \text{ W}.$$

Damit wird für $T_U = 50$ °C und $R_{thGK} \approx 1$ K/W:

$$R_{thK} \leq \frac{T_G - T_U}{P_{tot}} - R_{thGK} \approx 15 \frac{\text{K}}{\text{W}}.$$

¹ Zur Bezeichnung der Ströme I_{CEO} , I_{CES} usw. siehe Abschn. 10.3.

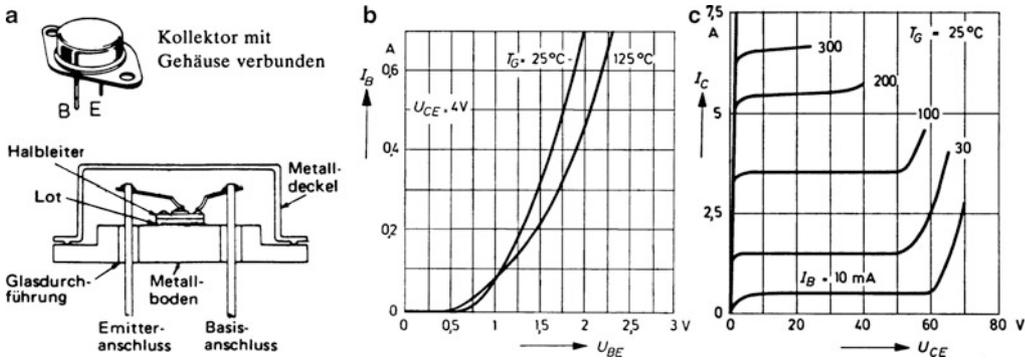


Abb. 18.4 Aufbau und Kennlinien des Transistors 2N 3055. Weitere Daten im Anhang B.18. **a** Aufbau, **b** Eingangskennlinien, **c** Ausgangskennlinien

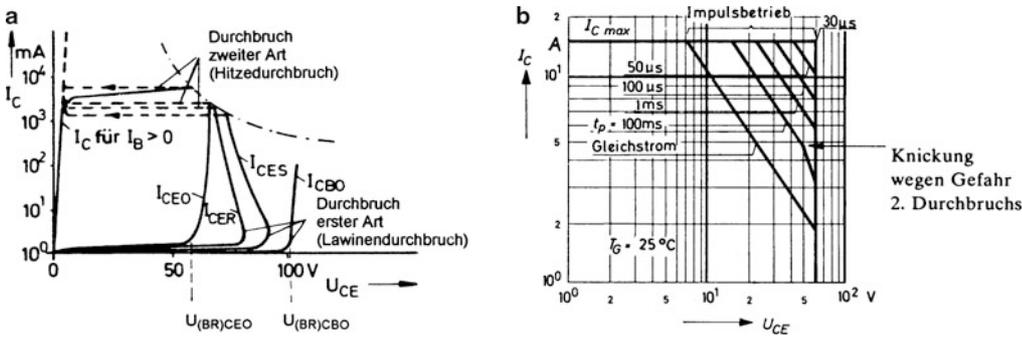


Abb. 18.5 Grenzen für den sicheren Arbeitsbereich des Transistors 2N 3055. **a** Durchbruchkennlinien, **b** SOAR-Diagramm für Gleichstrom- und Impulsbetrieb

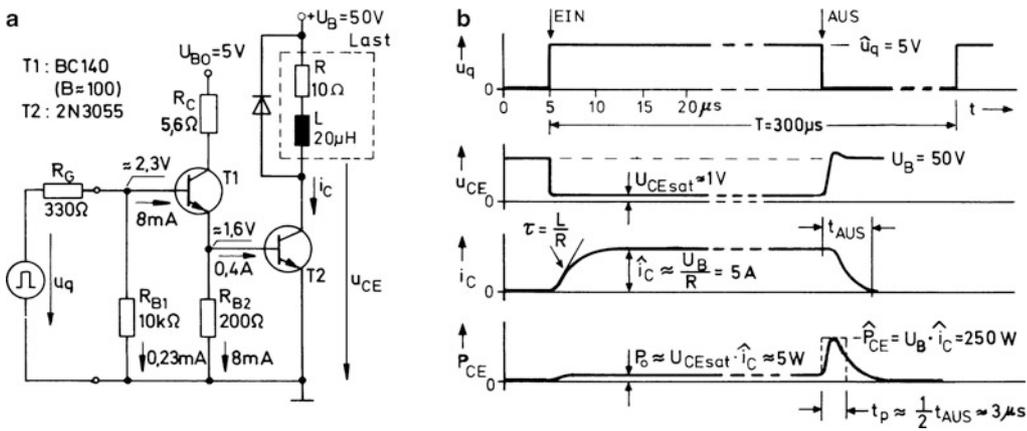


Abb. 18.6 Leistungstransistor 2N 3055 als Schalter für ohmsch-induktive Last. **a** Schaltung mit Treiber, **b** Zeitvorgänge

18.3 Schnelles Schalten induktiver Lasten

Das Einschalten einer Spule (Wicklung) ist relativ problematisch. Ausgehend vom Wert Null, steigt der Strom je nach Spannung und Induktivität mehr oder weniger steil an. Anders ist die Situation beim Abschalten. In dem Bestreben, den fließenden Strom aufrechtzuerhalten, wird in der Spule eine Spannung induziert, die gefährliche Werte für das jeweilige Schaltelement annehmen kann². Außerdem kann eine erhebliche Verlustleistung auftreten, wie das im vorigen Abschnitt behandelte Beispiel zeigt.

Das übliche Mittel zur Dämpfung der Abschaltspannung ist die Verwendung einer Freilaufdiode. Abb. 18.7a zeigt noch einmal die Grundschialtung und Abb. 18.7b die zugehörigen Zeitvorgänge für den Abschaltvorgang, wenn man einen trägheitsfreien Schalttransistor und eine ebenso trägheitsfreie Freilaufdiode annimmt. Beim Sperren des Transistors zur Zeit $t = 0$ wechselt der Spulenstrom i_L sprunghaft vom Kollektor des Transistors auf die Freilaufdiode über und klingt dann nach einer e-Funktion ab. Wegen der Flussspannung U_F der Diode, die als Gegenspannung wirkt, strebt er dabei gegen einen negativen Wert (gestrichelt) und erreicht somit in der relativ kurzen Zeit t_0 die Nulllinie. Die Spannung u_{CE} springt im Schalt Augenblick auf den Wert $U_B + U_F$ und sinkt auf U_B zum Zeitpunkt t_0 .

Bei einem realen Transistor und einer ebenso realen Diode mit einer gewissen Durchlassverzögerung ergibt sich das Abb. 18.7c. Der Kollektorstrom fließt fast konstant weiter während der Speicherzeit t_s , innerhalb welcher die Kollektorspannung u_{CE} bereits ansteigt. Sobald diese die Betriebsspannung U_B überschreitet, wird die Freilaufdiode leitend. Diese übernimmt dann mehr und mehr Strom vom Kollektor, bis der Transistor vollständig sperrt und $i_D = i_L$ wird. Da Leistungsdioden in der Regel eine kleine Durchlassverzögerung aufweisen, tritt bei der Stromübernahme eine überhöhte Flussspannung auf, die zu einem Überschwingen der Spannung u_{CE} führt. Dieser Effekt wird noch verstärkt durch Streuinduktivitäten in der Kollektorleitung, die nicht von der Freilaufdiode erfasst werden.

Überträgt man diese Vorgänge in das I_C - U_{CE} -Diagramm nach Abb. 18.8, so erhält man für den Arbeitspunkt etwa den durchgezogenen Weg, der innerhalb der SOAR-Grenzen verlaufen muss. Um die damit verbundene Verlustarbeit gering zu halten, muss man die Abschaltzeit minimieren. Voraussetzung dafür ist ein schneller Schalttransistor und im Übrigen auch eine optimale Ansteuerschaltung. Abb. 18.9 zeigt dazu ein Schaltungskonzept, das alle bekannten Maßnahmen

für ein schnelles Ein- und Ausschalten enthält: Beschleunigungskondensator, Antisättigungsdiode, auch *BakerClamp* genannt, sowie eine negative Hilfsspannung³. Die Letztere wird mit dem Kondensator C_A erzeugt, der ständig aufgeladen ist. Beim Ausschalten wird während der Ladezeit des Kondensators C_1 Transistor T2 kurzzeitig leitend und schaltet den Kondensator C_A als negative Spannungsquelle über die Basis-Emitter-Strecke des Haupttransistors T. Dadurch erfolgt eine schnelle Ausräumung der Basis über die „Räumdiode“. Eine Restladung kann anschließend noch über den Widerstand R_B abfließen.

Eine weitere Maßnahme zur Herabsetzung der Verlustarbeit sind sog. Entlastungsnetzwerke (*snubber circuits*), mit denen der Haupttransistor beschaltet wird. Abb. 18.10a zeigt als Beispiel die vielgebräuchliche RCD-Beschaltung und Abb. 18.10b ihre Wirkung. Während der Transistor hochohmig wird, übernimmt zunächst der Kondensator C_E den Spulenstrom i_L , wobei Diode D_E leitet und $u_{CE} \approx u_C$ wird. Die Anstiegsgeschwindigkeit dieser Spannung lässt sich durch die Kapazität C_E so klein halten, dass der Kollektorstrom bereits verschwindet, bevor die Spannung u_{CE} nennenswert angestiegen ist. Im I_C - U_{CE} -Diagramm ergibt sich so der gestrichelt eingetragene Arbeitspfad und damit zu jedem Zeitpunkt des Abschaltvorgangs eine geringere Verlustleistung. Zu Beginn der folgenden Leitphase entlädt sich der Kondensator C_E wieder über den Widerstand R_E . Dabei darf der Entladestrom den Grenzwert I_{Cmax} nicht überschreiten. Abb. 18.10c zeigt ein Dimensionierungsbeispiel mit den Lastdaten des vorigen Abschnittes.

Für die Freilaufdiode D und die Entlastungsdiode D_E sind schnelle bzw. superschnelle Dioden mit Sperrerholzeiten $t_{tr} < 100$ ns und Vorwärtserholzeiten t_{fr} in der gleichen Größenordnung zu wählen⁴. Die Sperrträchtigkeit dieser Dioden hat zur Folge, dass sie beim Einschalten des Transistors kurzzeitig wie Kurzschlüsse wirken und dadurch eine hier nicht betrachtete Einschaltstromspitze verursachen.

Ein weiterer kritischer Parameter im Zusammenhang mit der Freilaufdiode ist die sich ergebende Zeitkonstante τ für den Feldabbau. Ist diese zu groß, so kann man einen zusätzlichen Widerstand in den Freilaufzweig schalten, wodurch sich jedoch die Abschaltspannung über dem Transistor erhöht⁵. Von ähnlicher Wirkung ist eine zusätzliche Z-Diode oder ein Varistor.

Literatur: [18-3, 18-4]

² Siehe auch Schaltvorgänge im Abschn. 5.2 und Abschn. 7.3.

³ Siehe dazu Abschn. 10.4.

⁴ Siehe dazu Anhang B.3.

⁵ Siehe auch Schaltvorgänge im Abschn. 5.2 und Abschn. 7.3.

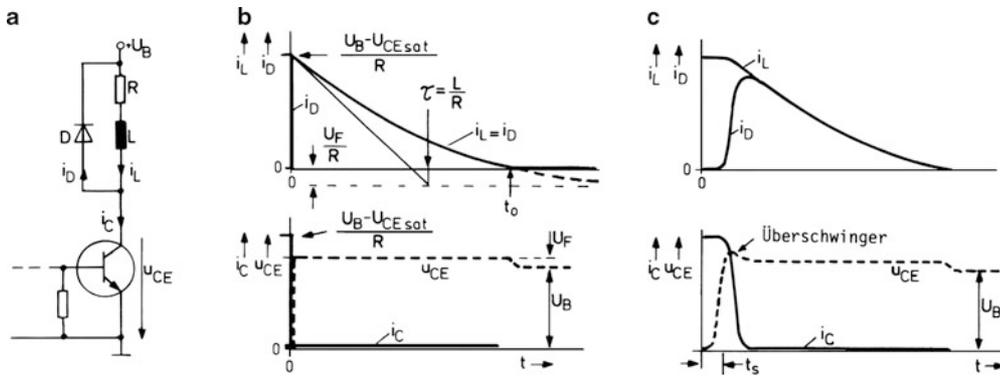


Abb. 18.7 Zeitvorgänge beim Abschalten einer induktiven Last. a Schaltbild, b bei trägheitsfreiem Transistor, c bei realem Transistor

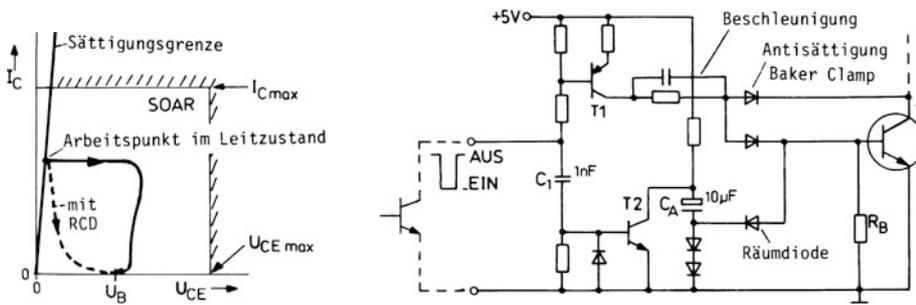


Abb. 18.8 Arbeitspunkte mit I_C - U_{CE} -Diagramm

Abb. 18.9 Ansteuerschaltung für schnellen Schalttransistor

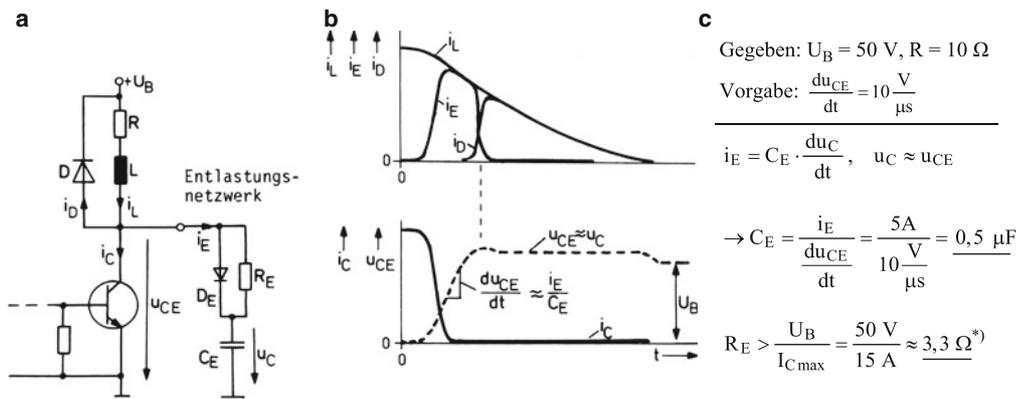


Abb. 18.10 Schalten mit RCD-Entlastungsnetzwerk. a Schaltung, b Zeitvorgänge, c Bemessungsbeispiel. *) Andererseits muss R_E so klein sein, dass sich Kondensator C_E auch bei sehr kurzer Ein-Zeit des Transistors hinreichend entladen kann

18.4 Darlington-Leistungstransistoren als Schalter und Steller

Zum Schalten und Steuern von Strömen im Ampere-Bereich ist es oft zweckmäßig, Darlington-Leistungstransistoren anstelle einfacher Transistoren einzusetzen⁶. Man versteht darunter die Zusammenschaltung eines Leistungstransistors mit vorgeschaltetem Treibertransistor, vorzugsweise in monolithisch integrierter Technik. Abb. 18.11 zeigt den üblichen Aufbau eines npn-Typs. Die Widerstände R_1 und R_2 dienen der Verbesserung des Sperrverhaltens. Sie erleichtern die Ausräumung der Basiszonen und besorgen die Ableitung der Restströme. Im monolithischen Block sind sie als Bahnwiderstände integriert. Durch die vorhandene Emitterlücke wird außerdem noch eine Diode gebildet, die invers fließende Ströme leiten kann, womit sie eine Schutzfunktion für den Haupttransistor T2 übernimmt. Abb. 18.11c zeigt das übliche Schaltzeichen, in dem man die Inversdiode meistens weglässt. Abb. 18.11d zeigt die meistgebräuchlichen Gehäuseformen.

Offenbar unterscheiden sich Darlingtontransistoren äußerlich nicht von Einzeltransistoren. Gegenüber diesen haben sie aber den Vorteil der weitaus größeren Stromverstärkung B (meistens über 1000). Allerdings ist die Stromverstärkung wie bei Einzeltransistoren stromabhängig. Nach einem Maximum bei mittleren Stromstärken nimmt B bei großen Kollektorströmen wieder ab. Durchweg aber ist der Steuerstrombedarf relativ gering. Die notwendige Steuer Spannung U_{BE} ist jedoch wegen der Hintereinanderschaltung zweier Basis-Emitterstrecken relativ hoch (etwa 1,2 V). Vergleichsweise hoch ist auch die Kollektor-Emitterspannung U_{CEsat} im durchgeschalteten Zustand. Es ist: $U_{CEsat} = U_{CEsat1} + U_{BE2}$. Für den Haupttransistor ist ein Sättigungszustand im eigentlichen Sinne nicht möglich, da seine Kollektor-Basisdiode stets im Sperrzustand gehalten wird. Das hat den Vorteil, dass die Speicherzeit beim Abschaltvorgang relativ gering bleibt. Im Übrigen ist das Schaltverhalten etwas träger als bei Einzeltransistoren.

Aufgrund des niedrigen Steuerstromes lassen sich Darlington-Leistungstransistoren unmittelbar von einem TTL- oder CMOS-Gatter ein- und abschalten, um ihrerseits beispielsweise einen Motor zu schalten. Abb. 18.12 zeigt dazu die Schaltungen für einen Gleich- und Wechselstrommotor. Der Berechnung des Widerstands R_B legt man 80 % des garantierten Mindestwertes B_{min} für die Stromverstärkung zugrunde, damit ein sicheres Durchschalten gewährleistet ist. Dabei kann man annehmen, dass auch während

des Anlaufvorganges wegen der tatsächlich größeren Stromverstärkung ausreichend Kollektorstrom zur Verfügung steht. Beim Wechselstrommotor ist für I_C der periodisch auftretende Scheitelwert zu setzen.

Darlington-Leistungstransistoren eignen sich auch zur kontinuierlichen Steuerung großer Ströme. Die Abb. 18.13 zeigt dazu Anwendungsbeispiele, wobei der Darlingtontransistor als Stromsteller für eine niederohmige Last arbeitet und ein Operationsverstärker als Stromregler dient. In allen Fällen wird die vom Laststrom gebildete Spannung U_M über dem Messwiderstand R_M mit einer vorgegebenen Spannung U_V verglichen. Im stationären Zustand wird $U_M = U_V$. Es ergibt sich also der angegebene Laststrom I_L praktisch unabhängig von Änderungen der Betriebsspannung und des Lastwiderstandes R_L ⁷. Für eine ordnungsgemäße Funktion muss vorausgesetzt werden, dass der Leistungstransistor außerhalb der Sättigung arbeiten kann mit $U_{CE} = U_B - I_L \cdot (R_M + R_L) > U_{CEsat}$. Der Widerstand R_M und gegebenenfalls die Betriebsspannung sind entsprechend anzupassen. Ferner ist ein Kühlkörper vorzusehen entsprechend der größten Verlustleistung $P_{CEmax} = U_{CEmax} \cdot I_L$. In Bezug auf den Operationsverstärker sind die Grenzen für den Gleichtaktsteuerbereich zu beachten, d. h. die Spannung U_V darf nicht zu groß und nicht zu klein werden.

Leider neigen die Schaltungen aufgrund der hohen Verstärkung des OPs und einer starken Phasendrehung im Darlingtontransistor zum Schwingen. Sie können aber stabilisiert werden durch einen Widerstand in der Basisleitung des Leistungstransistors (etwa 500 Ω) und evtl. zusätzlich ein RC-Glied (etwa 0,1 μF und 10 Ω) zwischen Basis und Masse. Ferner kann ein keramischer Kondensator (etwa 1 nF) zwischen Basis und Kollektor nützlich sein. Diese Zusatzmaßnahmen sind in Abb. 18.13a gestrichelt eingetragen. Ihre Notwendigkeit hängt ab vom jeweiligen Schaltungsaufbau. Sinnvoll ist in jedem Fall auch die Abblockung der Betriebsspannung mit einem Tantalelko (etwa 1 μF) unmittelbar am OP, wie sie in den Bildern eingetragen ist.

Einige Standard-Darlington-Transistoren sind im Bauteile-Katalog (Anhang B.18) dieses Buches aufgeführt. Für Ströme über 20 A sind die üblichen TO 220- oder TO 3-Gehäuse nicht mehr zweckmäßig. An ihre Stelle treten ISOTOP-Gehäuse mit einseitig angeordneten Anschlüssen und elektrisch isoliertem Bodenflansch (Abb. 18.14a). Größere Verbundschaltungen stehen als Module nach Abb. 18.14b zur Verfügung. Mit zwei Modulen dieser Art lässt sich eine „Vollbrücke“ aufbauen, über die man beispielsweise einen Gleichstrommotor mit Drehrichtungs umkehr ansteuern kann. Die Inversdioden übernehmen dabei die Funktion einer Freilaufdiode.

Literatur: [18-1, 18-3]

⁶ Darlington-Schaltung siehe Abschn. 10.14.

⁷ Vgl. auch Abschn. 11.14.

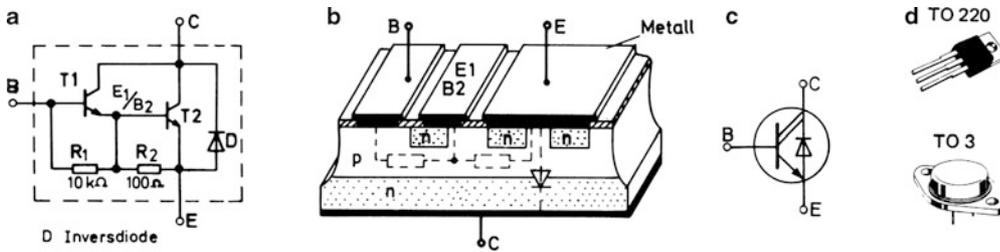


Abb. 18.11 Monolithischer Darlington-Leistungstransistor. **a** Schaltbild (npn), **b** monolithischer Block, **c** Schaltzeichen, **d** Gehäuseformen

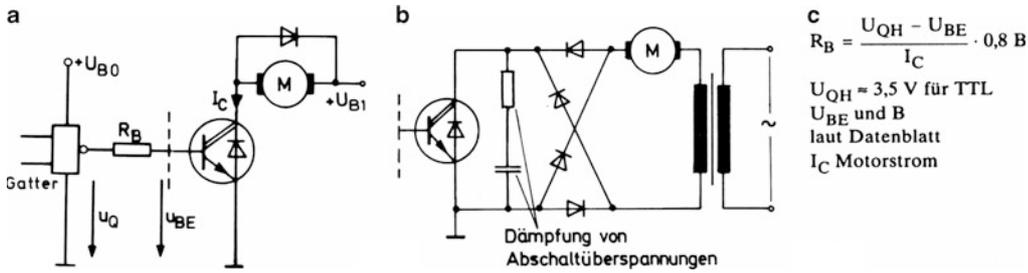


Abb. 18.12 Darlington-Leistungstransistor als Motorschalter. **a** für Gleichstrommotor, **b** für Wechselstrommotor, **c** R_B -Berechnung

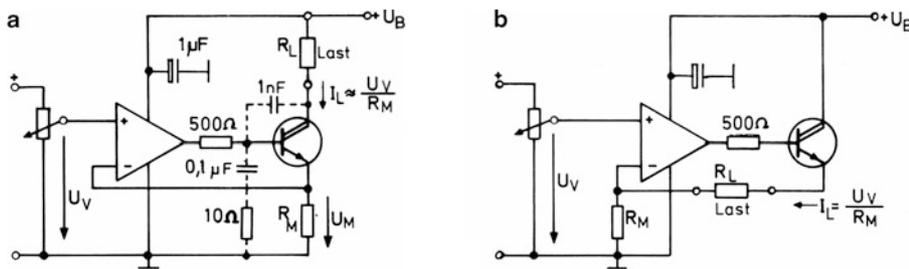


Abb. 18.13 Hochstromsteller für nichtgeerdete Last. **a** Last auf Pluspotential, **b** Last schwimmend

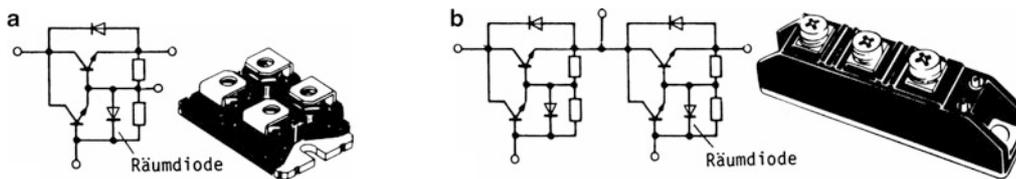


Abb. 18.14 Gehäuseformen für hohe Stromstärken. **a** ISOTOP-Gehäuse, **b** Modulform (TO 240) mit „Halbbrücke“

18.5 Leistungs-MOSFETs und IGBTs

Mit Leistungs-MOSFETs lassen sich Ströme im Ampere-Bereich nahezu leistungslos steuern. Lediglich zum Schalten werden wie bei den MOS-Digitalschaltungen nennenswerte Steuerströme impulsweise zum Umladen der Gatekapazität benötigt. Wie dort arbeitet man ausschließlich mit selbstsperrenden MOSFETs, deren Schaltzeiten kürzer sind als diejenigen entsprechender Bipolartransistoren. Problematisch ist bei allen Leistungs-MOSFETs der Widerstand $R_{DS(on)}$ über dem der durchfließende Drainstrom I_D einen entsprechenden Spannungsabfall und eine Verlustleistung erzeugt, die quadratisch mit dem Strom ansteigt. Um den On-Widerstand möglichst klein zu halten, fertigt man Leistungs-MOSFETs heute in der Vertikal-DMOS-Technik (Abb. 18.15a).

Drain und Source werden vertikal übereinander auf gegenüberliegenden Seiten eines Halbleiterchips angeordnet. Für den meistgebräuchlichen n-Kanal-Typ geht man von einem n-leitenden Substrat aus, das die gemeinsame Drainelektrode vieler parallel geschalteter Systeme bildet, die zellenförmig nebeneinander aufgebaut werden. Dies geschieht durch eine doppelte Diffusion. Dabei werden zunächst p-leitende „Wannen“ erzeugt, in die wiederum n-leitende Inseln eingebracht werden. Die Letzteren stellen die Source-Gebiete der einzelnen FETs dar und werden über eine äußere Metallisierung alle miteinander verbunden. Zwischen dem Metall und dem Halbleiter befindet sich eine isolierende Oxidschicht, in der die ebenfalls parallel geschalteten Gateelektroden aus hochdotiertem Polysilizium eingebettet sind. Diese werden räumlich so angeordnet, dass sie beim Anlegen einer positiven Spannung U_{GS} durch Elektronenanreicherung an den bezeichneten Stellen einen Kanal erzeugen und damit einen Stromfluss ermöglichen.

Wegen der npn-Schichtenfolge von Drain nach Source entstehen auch parasitäre npn-Transistoren, deren resultierende Wirkung in Abb. 18.15b mit einem Bipolartransistor erfasst wird. Im Allgemeinen kann man den Widerstand R_B als Kurzschluss betrachten aufgrund der äußeren metallischen Verbindung zwischen den n-Inseln und der zugehörigen p-Wanne. Für die normale Stromrichtung ist der Transistor dann gesperrt, d. h. wirkungslos. In umgekehrter Richtung wird er jedoch leitend über seine Basis-Kollektordiode. Er verhält sich also wie eine invers zur Hauptstromrichtung angeordnete Diode ID . Im Schaltzeichen nach Abb. 18.15c ist diese Inversdiode gestrichelt eingetragen. Meistens wird sie dort weggelassen.

Abb. 18.16 zeigt typische Kennlinien eines Leistungs-MOSFETs, aus denen auch die charakteristische Temperaturabhängigkeit hervorgeht. Der On-Widerstand steigt mit der Temperatur an. Wegen dieses Verhaltens ist es möglich, mehrere MOSFETs parallel zu schalten. Ein stark belas-

teter Kanal erwärmt sich mehr als die übrigen und wird dabei hochohmiger, wodurch sich automatisch eine annähernd gleichmäßige Stromverteilung in der Parallelschaltung einstellt. Abb. 18.16c zeigt ein Anwendungsbeispiel⁸.

So ist auch die Parallelschaltung vieler Zellen auf einem einzigen Chip möglich. Das Auftreten von Stromeinschnürungen mit der Bildung von „hot spots“ und einem anschließenden „zweiten Durchbruch“ wird vermieden. Dies ist neben der höheren Schaltgeschwindigkeit und der einfacheren Ansteuerung vorteilhaft gegenüber Bipolartransistoren. Nachteilig sind die mit dem Strom quadratisch ansteigenden Verluste in dem Widerstand $R_{DS(on)}$, der sich meistens nur durch unwirtschaftlich große Chipflächen befriedigend klein halten lässt⁹.

Dieses Dilemma hat zur Entwicklung von IGBTs geführt. Nach Abb. 18.17a unterscheiden sich diese von einem Leistungs-MOSFET nur durch eine zusätzliche p-Schicht auf der Drainseite. Über den so gebildeten pn-Übergang strömen beim Aufsteuern Löcher in großer Zahl in die ansonsten hochohmige n-Schicht und erhöhen deren Leitfähigkeit (*conductivity modulation*). Anschließend werden die Löcher aufgenommen von der als Kollektor wirkenden p-Wanne und gelangen so zum Source-Anschluss. Dieser Mechanismus kann ersatzweise durch einen zusätzlichen npn-Transistor erfasst werden, der zusammen mit dem ursprünglichen MOSFET eine Komplementär-Darlingtonschaltung bildet. Abb. 18.17b zeigt das entsprechende Ersatzbild¹⁰. Leider existiert auch noch der oben erwähnte parasitäre npn-Transistor, der mit dem npn-Transistor einen parasitären Thyristor bildet. Bei Stromüberlast kann es zum Durchzünden dieses Thyristors kommen ohne Abschaltmöglichkeit über das Gate (Latch-up-Effekt).

Abb. 18.17c zeigt das übliche Schaltzeichen eines IGBTs. Die Hauptanschlüsse werden danach wie bei Bipolartransistoren mit C und E bezeichnet anstelle von D und S. Die in Abb. 18.18 dargestellten I_C - U_{CE} -Kennlinien steigen ähnlich einer Diodenkennlinie aus dem Nullpunkt heraus auf und zeigen damit das gewünschte Verhalten eines mit ansteigendem Strom abnehmenden Widerstandes.

Literatur: [18-5, 18-6, 18-9]

⁸ Die Widerstände (ca. 100 Ω) unmittelbar vor dem Gate dienen der Unterdrückung parasitärer Schwingungen.

⁹ Bei neueren Niedervolttypen – vorzugsweise für den Automobilbereich – werden bereits Widerstandswerte < 100 m Ω erreicht.

¹⁰ Vgl. dazu Abschn. 10.14. Der Emitter des Haupttransistors wird zum Kollektor der Gesamtschaltung.

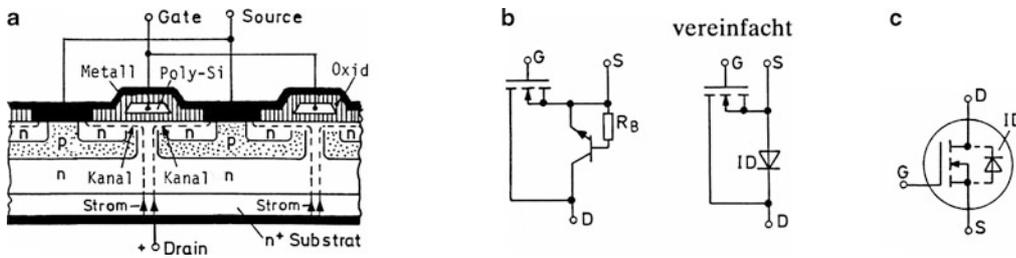


Abb. 18.15 Leistungs-MOSFETs in Vertikal-DMOS-Ausführung (n-Kanal-Typ). Die Bezeichnung DMOS ist abgeleitet von dem Herstellungsverfahren der doppelten Diffusion. **a** Aufbauschema, **b** Ersatzbilder, **c** Schaltzeichen

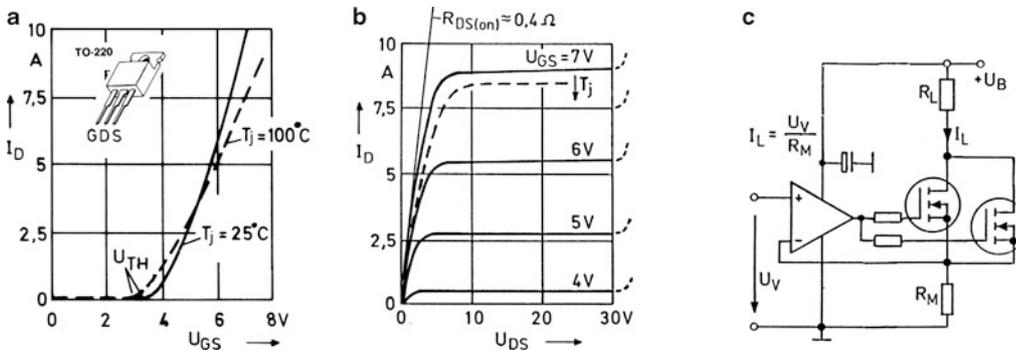


Abb. 18.16 Typische Kennlinien und Anwendungsbeispiel. **a** Übertragungskennlinien, **b** Ausgangskennlinien, **c** Stromquelle

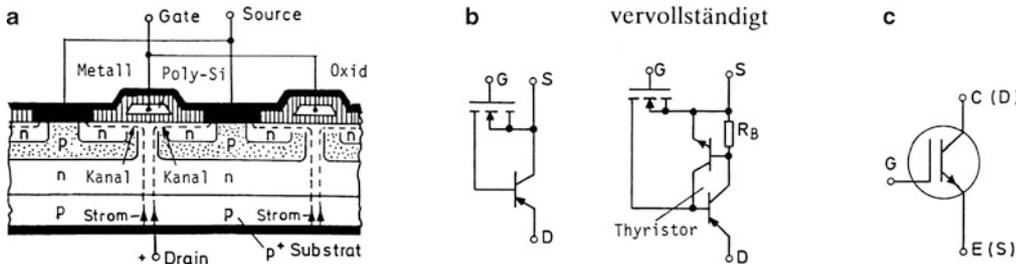


Abb. 18.17 IGBTs. **a** Aufbauschema, **b** Ersatzbilder, **c** Schaltzeichen

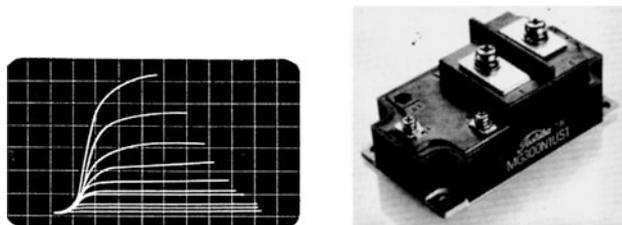


Abb. 18.18 I_C - U_{CE} -Kennlinien eines IGBTs (qualitativ) und Hochstromausführung (300 A)

18.6 Leistungsmodule

Bei vielen Geräten in der Leistungselektronik ist es erforderlich, mehrere Leistungshalbleiter in einer Schaltung zu verwenden. Der Einsatz von diskreten Bauteilen wie Dioden, Thyristoren, Leistungs-Bipolartransistoren, MOSFETs und IGBTs führt dann zu relativ großen Geräteausführungen. Gewünschte hohe Schaltfrequenzen machen einen besonders kompakten Aufbau erforderlich, damit parasitäre Induktivitäten möglichst klein bleiben. Die Kühlung der Leistungshalbleiter wird häufig dadurch erschwert, dass die Gehäuse unterschiedliches Potential führen und somit nur durch elektrisch und damit auch thermisch isolierende Materialien auf einen gemeinsamen Kühlkörper montiert werden können. Als Lösung dieser technischen Probleme haben sich Leistungsmodule etabliert. Diese enthalten in einem Gehäuse auf einer gemeinsamen Bodenfläche mehrere elektrisch gegeneinander isolierte Leistungshalbleiter-Chips. Auf einer geeigneten Isolierkeramik werden Kupferleiterbahnen aufgebracht, auf denen wiederum die Einzelhalbleiter aufgelötet werden. Die Isolierkeramik besitzt gutes Wärmeleitverhalten und kann somit die Verlustwärme gut an eine gemeinsame Kupferbodenplatte abgeben. Mit Aluminiumbonddrähten erfolgt die Kontaktierung zwischen den Halbleitern und den Modulanschlüssen. Über eine meist weiche Vergussmasse wird eine hohe Festigkeit gegen mechanische und thermische Wechselbeanspruchung erreicht.

Abb. 18.19a zeigt ein Gleichrichtermodul, bestehend aus 6 Leistungsdioden, verschaltet nach Abb. 18.19b. Die äußeren Leiterspannungen sind im Zeitdiagramm dünn aufgetragen und ergeben die stark ausgezogene pulsierende Gleichspannung u_{DC} mit einer Welligkeit von etwa 5 %. Das ist wesentlich weniger als bei der Einphasenbrückenschaltung, wodurch kleinere Glättungskondensatoren genügen¹¹. Der arithmetische Mittelwert der erzeugten Gleichspannung beträgt im 400 V-Drehstromnetz $1,35 \cdot 400 \text{ V} = 540 \text{ V}$.

Abb. 18.20 zeigt ein Wechselrichtermodul mit IGBTs, das Energie von einer Gleichspannungsquelle auf ein Drehstromsystem übertragen kann. Dabei gehen die Klemmen 13 und 17 an die Gleichspannungsquelle und die Klemmen 16, 15 und 14 an das Drehstromsystem. Die Hilfsklemmen 2, 6, 10 sowie 4, 8, 12 dienen zusammen mit den jeweiligen Gates der Ansteuerung der IGBTs. Eingesetzt werden derartige Wechselrichter für den Betrieb von drehzahlveränderlichen Drehstrommaschinen oder z. B. zur Einspeisung von Solarenergie in das öffentliche Drehstromnetz.

Das Zeitdiagramm zeigt das Prinzip, wie man mit einer solchen Schaltung durch impulsweises Steuern der IGBTs aus der Gleichspannung U_{DC} eine Wechselspannung u_{AC} gewinnt. Nachfolgende Induktivitäten auf der Lastseite sorgen dafür, dass im Wesentlichen nur ein sinusförmiger Strom fließt. Die Festlegung der Schaltzeitpunkte für die IGBTs nach einem bestimmten Impulsmuster bezeichnet man als Impulsbreitenmodulation oder Pulsbreitenmodulation (engl. pulse width modulation PWM). Man spricht daher von einem Pulswechselrichter. Die zu wählende Taktfrequenz ist abhängig von dem jeweiligen Strom- und Leistungsbereich und beträgt ca. 5...20 kHz. Durch einen Versatz von jeweils 120° in der Grundschwingung der 3 Ausgangsspannungen entsteht ein Drehspannungssystem. Antiparallel zu den IGBTs geschaltete schnelle Freilaufdioden ermöglichen beim Ausschalten der IGBTs einen kontinuierlichen Stromfluss, sodass die Induktivitäten im Schaltkreis nicht zu unzulässig hohen Schaltspannungen führen.

Das gezeigte Modul ermöglicht einen Ausgangsstrom von $3 \times 25 \text{ A}$. Die Spannungsfestigkeit beträgt 1200 V. Die aufgrund der 6 IGBTs als SixPACK bezeichneten Module gibt es bis zu $3 \times 450 \text{ A}$ und 1900 V Spannungsfestigkeit. Andere Schaltungsvarianten mit 2 oder 4 Transistoren und in Kombination mit einer integrierten Eingangsbrückenschaltung sind verfügbar. Für hohe Schaltfrequenzen gibt es entsprechende Module mit MOSFETs bis 200 A und 100 V.

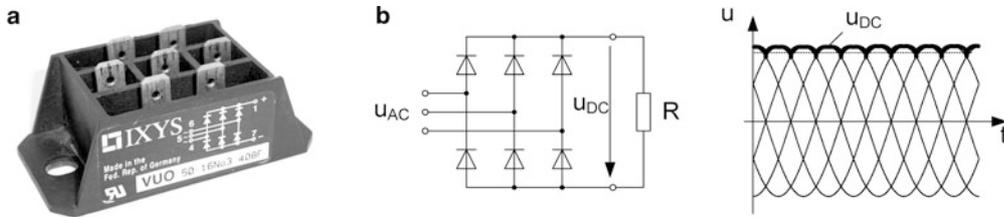
Eine noch höhere Integrationsdichte wird erreicht mit einem IPM (Intelligent Power Module). Darin sind die erforderlichen Treiberschaltungen zur Ansteuerung der IGBTs sowie Schutzfunktionen enthalten. Abb. 18.21a zeigt ein Ausführungsbeispiel. Im Abb. 18.21b erklärt der Hersteller die Realisierung einzelner Funktionen. Auf dem IGBT-Chip ist eine Diode integriert, deren temperaturabhängige Flussspannung von einem Komparator auf dem Treiber-/Schutz-IC überwacht wird. Beim Überschreiten eines bestimmten Grenzwertes wird mit einer Verzögerung von 1 ms über die „Control Logic“ der Alarmausgang geschaltet. Ein externer Optokoppler kann dieses Signal potentialfrei an die übergeordnete Steuerung weitergeben. Ebenfalls mit Optokopplern können von dort über den Eingang V_{in} potentialfrei die einzelnen IGBTs angesteuert werden¹².

Die Funktion UVLO (Under Voltage Lock) überwacht die Versorgungsspannung V_{cc} der Treiber-ICs. Sobald eine Unterspannung auftritt, wird der betreffende IGBT abgeschaltet bzw. blockiert. Mit einem internen Sensorwiderstand (nicht im Bild) wird der Strom in der Hauptleitung überwacht.

Literatur: [18-14, 18-15]

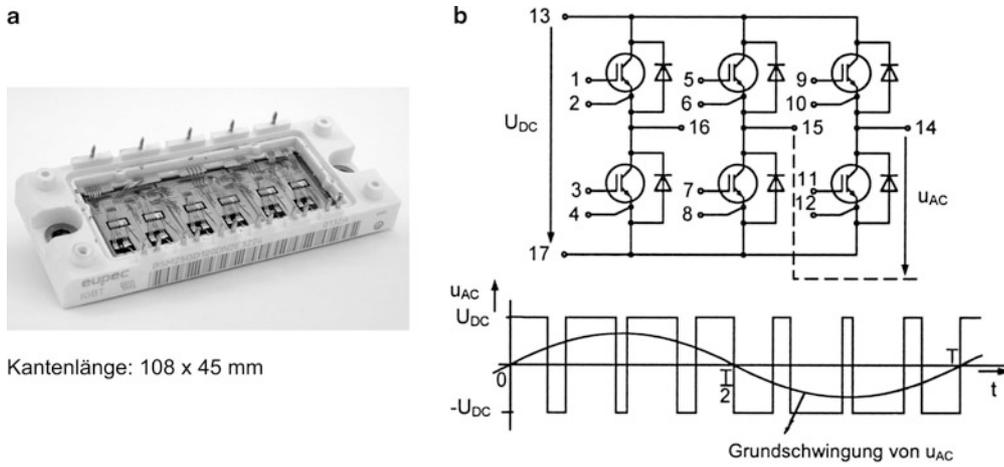
¹¹ Siehe Abschn. 4.7.

¹² Vgl. Abschn. 18.7.



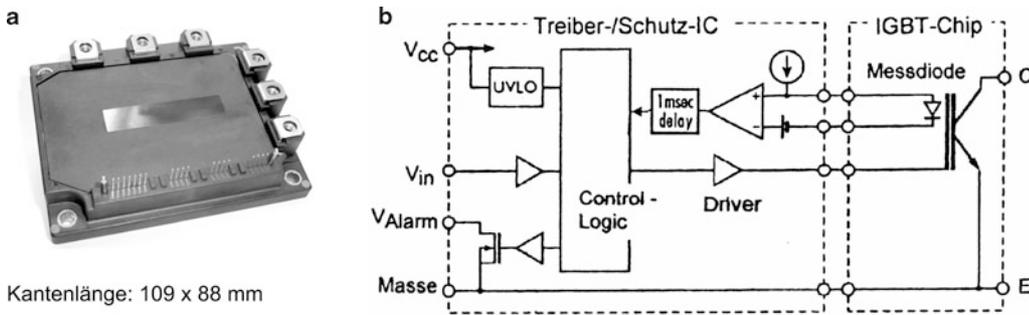
Kantenlänge: 63 x 31 mm

Abb. 18.19 Drehstrombrückenschaltung (Fa. IXYS) als Gleichrichter. **a** 54 A-Modul, **b** Schaltbild und Funktion



Kantenlänge: 108 x 45 mm

Abb. 18.20 Drehstrombrückenschaltung (Fa. eupec) als Wechselrichter. **a** 25 A-Sixpack-Modul, **b** Schaltbild und Funktion



Kantenlänge: 109 x 88 mm

Abb. 18.21 IPM (Fa. Fuji Electric), Intelligent Power Module. **a** 25 A/1200 V-Modul, **b** Ansteuer- und Überwachungslogik

18.7 Schaltungsdesign zu MOSFETs und IGBTs

Nicht für alle Anwendungsfälle gibt es passende Module. Es müssen dann Einzellösungen gefunden werden. Im Folgenden werden einige Aspekte erläutert und Empfehlungen gegeben für die Ansteuerung von MOSFETs und IGBTs. Da diese im statischen Betrieb keinen Steuerstrom benötigen, können die Ansteuerschaltungen einfacher und vor allem hochohmiger als bei entsprechenden Bipolartransistoren sein. Doch ganz ohne Strom geht es nicht, jedenfalls nicht beim Schalten. Aus Abb. 18.22a entnimmt man den Grund: Beim Einschalten des MOSFETs muss die Kapazität C_{GS} durch einen positiven Gatestrom i_G aufgeladen und die bis dahin auf $+U_B$ geladene Kapazität C_{GD} durch einen Gatestrom in gleicher Richtung entladen werden. Beim Abschalten kehren sich diese Vorgänge um, so dass ein negativer Gatestrom (Rückwärtsstrom) fließen muss. Über den dann leitenden Transistor T1 findet dieser einen niederohmigen Pfad, so dass der Vorgang schnell ablaufen kann.

Problematisch ist hier das Einschalten, wobei der Treibertransistor T1 sperrt und der Gatestrom über den Widerstand R fließen muss. Damit ergibt sich eine Zeitkonstante $\tau = R \cdot (C_{GS} + C_{GD})$, zumindest für den Bereich $u_{GS} < U_{TH}$, in dem der FET noch sperrt. Mit $R = 10 \text{ k}\Omega$ und $C_{GS} = 500 \text{ pF}$, $C_{GD} = 100 \text{ pF}$ erhält man beispielsweise $\tau = 6 \mu\text{s}$, was einen entsprechend verzögerten Anstieg der Spannung u_{GS} bedeutet. Diese Verzögerung wird noch verstärkt, wenn der FET in den aktiven Bereich eintritt, da in diesem Fall die Kapazität C_{GD} durch den Miller-Effekt dynamisch vergrößert wird¹³.

Um diesen unerwünschten Effekt klein zu halten, ist es erforderlich, den Widerstand R so klein wie möglich zu dimensionieren. Doch diesem Streben sind enge Grenzen gesetzt, wenn es sich bei dem Transistor T1 beispielsweise um den Ausgang eines Gatters oder eines Optokopplers handelt. Stattdessen ist es ratsam, die Forderung nach kurzen Schaltzeiten durch die Ansteuerung über eine Gegentaktschaltung zu erfüllen, die für beide Schaltrichtungen einen niederohmigen Pfad bereitstellt. Eine einfache Möglichkeit dazu bietet der CMOS-Gatterbaustein 4049. Man kann wie in Abb. 18.22b alle sechs Einzelinverter parallel schalten und erhält damit zur Plusseite (Zustand „High“) einen Widerstand $R \approx 100 \Omega$ und zur Masseseite (Zustand „Low“) von etwa 20Ω . Eine weitere Verbesserung ergibt sich durch Nachschalten eines Gegentakt-Emitterfolgers nach Abb. 18.22c. Die beiden Ausgangstransistoren können kurzzeitig Ströme bis zu 600 mA führen. Wegen der hohen Stromverstärkung müssen in diesem Fall nicht alle sechs Inverter als Treiber verwendet werden¹⁴.

Um das Abschalten zu beschleunigen, verwendet man häufig zusätzlich eine negative Hilfsspannung. Abb. 18.23 zeigt eine derartige Ansteuerschaltung mit symmetrischer Spannungsversorgung ($\pm 15 \text{ V}$), die durch ein separates Netzteil mit Trenntransformator erzeugt werden kann. Die Schaltbefehle werden potentialfrei über einen schnellen Optokoppler zugeführt¹⁵. Ist dessen Steuerstrom $I_F = 0$, so werden die Transistoren T1 und T5 aufgesteuert. Der Erstere schaltet über Transistor T3 den Haupttransistor T ab. Der Letztere schließt den Kondensator C kurz und sperrt Transistor T4. Beim Einschalten des Stromes I_F werden die Transistoren T1 und T5 gesperrt, über T2 wird der Haupttransistor T eingeschaltet. Tritt im EIN-Zustand eine Überlast auf, so führt das dadurch überhöhte Kollektorpotential über die Z-Diode ZD 22 zur Ladung des Kondensators C und zur Aufsteuerung des Transistors T4, der seinerseits den Haupttransistor über T3 abschaltet. In diesem Zustand blockiert sich die Schaltung selbst, weil das Kollektorpotential anschließend weiter steigt. Sie wird erst wieder freigegeben, wenn der Strom I_F abgeschaltet wird und Transistor T5 den Kondensator C entlädt.

Die Entwicklung geht dahin, Ansteuerschaltungen der beschriebenen Art zusammen mit Schutzfunktionen auf dem Chip des Haupttransistors zu integrieren. Man spricht dann von „intelligenten“ Leistungsschaltern bzw. Smartpower-Bausteinen¹⁶. Abb. 18.24 zeigt dazu ein Funktionsbild. Bei Leistungs-MOSFETs gibt es mit dem TEMPFET von Siemens, der eine Übertemperaturabschaltung beinhaltet, sowie mit dem TOPFET von Philips (*Temperature and Overload Protected FET*) bereits ausgereifte Schaltungen dieser Art. Die Entwicklung ist allenthalben im Fluss. An ihrem Beginn stand die Erfindung des SENSEFETs (um 1985), der bereits einen Stromsensor enthält, aber noch keine „Intelligenz“. Abb. 18.25a zeigt den Aufbau. Es handelt sich im Grunde um eine Stromspiegelschaltung, die sich beispielsweise dadurch ergibt, dass man den relativ kleinen Strom einer Zelle des aus n Zellen bestehenden Chips für Messzwecke abzweigt. Dieser Messstrom wird über einen separaten „Mirror-Anschluss“ (M) abgenommen und dem inneren Sourcepunkt über die sog. Kelvin-Klemme (K) wieder zugeführt. Abb. 18.25c zeigt eine entsprechende Messschaltung. Der Sensorwiderstand R_S sollte nicht zu groß sein, um die Stromübersetzung $N : 1$ nicht zu stören. Günstiger ist unter diesem Gesichtspunkt eine Schaltung mit invertierendem Verstärker (Strom-Spannungsumformer mit virtuellem Massepunkt), die jedoch eine zusätzliche negative Betriebsspannung benötigt¹⁷.

¹³ Siehe Abschn. 9.5 und 10.7.

¹⁴ Vgl. fertige Treiberbausteine im Anhang B.18.

¹⁵ Siehe Abschn. 17.2.

¹⁶ Vgl. Abschn. 18.6 und Anhang B.18.

¹⁷ Vgl. Abschn. 12.3.

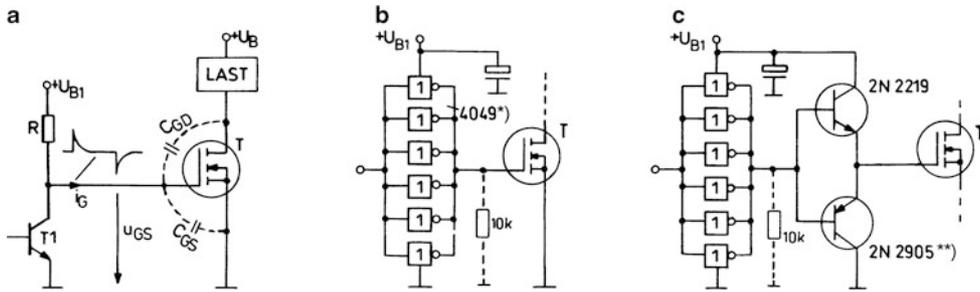


Abb. 18.22 Ansteuerschaltungen für Leistungs-MOSFETs. **a** mit Transistor, **b** mit CMOS-Inverter, *) siehe Abschn. 15.6, **c** mit Gegentakt-Emitterfolgern, **) siehe Anhang B.10

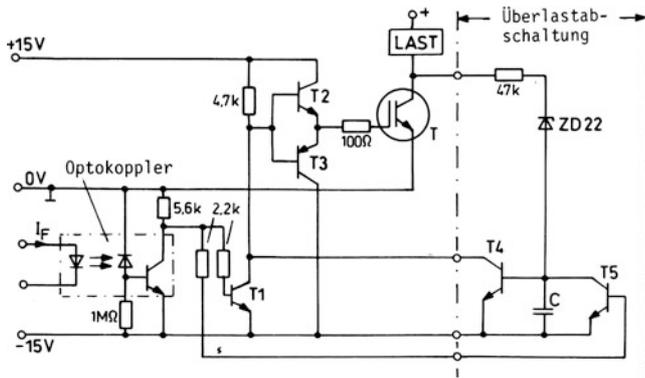


Abb. 18.23 Treiberschaltung für IGBT mit Überlastabschaltung

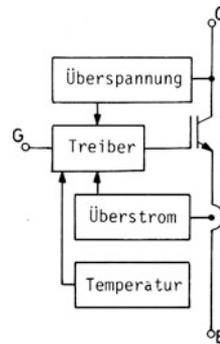


Abb. 18.24 Smartpower-Konzept

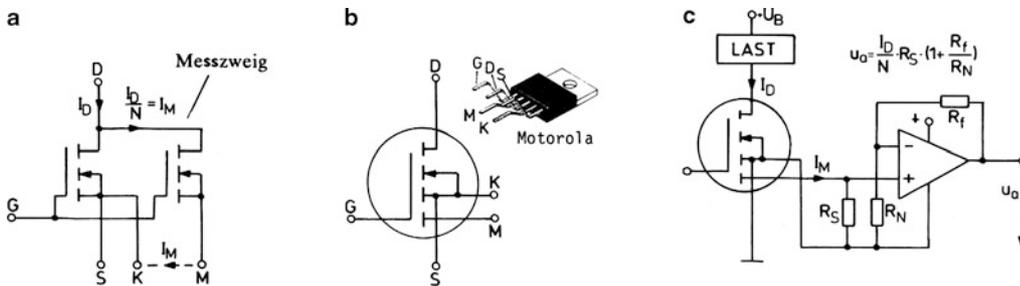


Abb. 18.25 SENSEFET. **a** Aufbau. Als Kelvin-Klemme bezeichnet man in Anlehnung an die „Kelvin-Brücke“ eine Zusatzklemme, die nur der Abzweigung oder Zuführung eines relativ kleinen Messstromes dient, **b** Gehäuse und Schaltzeichen, **c** Anwendungsschaltung

$$u_o = \frac{I_D}{N} R_S \cdot \left(1 + \frac{R_L}{R_N}\right)$$

18.8 Gleichspannungsquellen mit Leistungstransistoren

Spannungsquellen für hohe Strombelastung sind ein weites Anwendungsgebiet für Leistungstransistoren, vorzugsweise für Bipolartransistoren. Eine oft benutzte Grundschaltung zeigt Abb. 18.26a. Mit der Basis als Steuerelektrode liegt die Schaltung eines Emitterfolgers vor, an dessen Ausgang eine um den Betrag der Spannung U_{BE} ($0,6 \dots 1 \text{ V}$) gegenüber der Spannung U_Z verringerte Ausgangsspannung U_a auftritt, im Beispiel etwa 11 V . Genau genommen stellt der Emitterfolger eine Regelschaltung dar. An der Basis-Emitter-Strecke wird ein Vergleich zwischen der festen Sollspannung U_Z und der Istspannung U_a durchgeführt. Die Differenzspannung U_{BE} steuert den Transistor.

Eine stabile Vergleichsspannung U_Z setzt voraus, dass die Z-Diode stets im steilen Teil ihrer Kennlinie betrieben wird. Das bedeutet, dass auch bei größtem Laststrom I_L der Strom I_Z einen Mindestwert $I_{Z\min} \approx 1 \dots 5 \text{ mA}$ nicht unterschreiten darf. Andererseits darf I_Z auch bei höchster Eingangsspannung und geringster Stromentnahme am Ausgang den durch die Verlustleistung vorgegebenen Maximalwert $I_{Z\max}$ nicht überschreiten. Nach Abb. 18.26b ergibt sich der höchste auftretende Strom \bar{I}_Z bei der höchsten Eingangsspannung \bar{U}_B , der geringsten Spannung \underline{U}_Z (Toleranz), dem niedrigsten Widerstand \underline{R} (Toleranz), dem niedrigsten Laststrom \underline{I}_L und der höchsten Stromverstärkung $\bar{\beta}$ (Toleranz). Setzt man $\bar{I}_Z = I_{Z\max}$, so folgt für \underline{R} der angegebene Minimalwert R_{\min} . Eine entsprechende Überlegung führt zu dem Maximalwert R_{\max} . Für den tatsächlichen Widerstand R muss gelten: $R_{\min} < R < R_{\max}$. Die angegebene Dimensionierung erlaubt für $\bar{\beta} = 100$ und $\underline{B} = 20$ eine Belastung zwischen $\underline{I}_L = 0,1 \text{ A}$ und $\bar{I}_L = 1 \text{ A}$, wenn man alle übrigen Toleranzen auf $\pm 10 \%$ setzt. Zur Abführung der maximalen Verlustleistung $P_{CE\max} \approx 10 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} = 10 \text{ W}$ wird ein Kühlkörper mit $R_{thK} \approx 10 \text{ K/W}$ benötigt.

Von der Schaltung verlangt man hohe Stabilität der Ausgangsspannung gegenüber Schwankungen der Quellenspannung einerseits und des Laststromes andererseits. Änderungen der Eingangsspannung werden etwa mit dem Teilerverhältnis $r_Z/(r_Z + R)$ über die Basis auf den Ausgang übertragen. Änderungen des Laststromes bewirken eine Spannungsänderung entsprechend dem differentiellen Ausgangswiderstand. Dieser ist für den Emitterfolger¹⁸:

$$r_a = \frac{1}{s} + \frac{r_G}{\beta} \approx \frac{U_T}{I_L} + \frac{r_Z \parallel R}{\beta} \\ \approx \frac{50 \text{ mV}}{1 \text{ A}} + \frac{5 \Omega}{50} = 0,05 \Omega + 0,1 \Omega = 0,15 \Omega$$

für $I_L = 1 \text{ A}$.

Der differentielle Ausgangswiderstand ist also stromabhängig.

Eine Variante der Schaltung zeigt Abb. 18.27a mit der Möglichkeit einer kontinuierlichen Stellbarkeit der Ausgangsspannung. Ihr schwerwiegender Nachteil ist jedoch, dass der „Generatorwiderstand“ r_G für den Transistor vergrößert wird, was nach obiger Beziehung den Ausgangswiderstand der Schaltung erhöht.

Wesentlich besser ist für diesen Zweck die Schaltung nach Abb. 18.27b mit einer einstellbaren Z-Diode, deren differentieller Widerstand r_Z über dem gesamten Stellbereich bei $0,2 \Omega$ liegt¹⁹.

Alle Schaltungen können gegen eine Stromüberlast geschützt werden, wenn man die Zusatzschaltung nach Abb. 18.27c vorschaltet. Normalerweise sind die Transistoren T1 und T2 gesperrt. Sobald über dem „Strom-Sensor“ R_S eine Spannung von etwa $0,6 \text{ V}$ auftritt, werden beide Transistoren leitend, was zu einer Begrenzung des Stromes auf den Wert I_S führt. Das gilt auch bei einem Ausgangskurzschluss.

Eine gute Spannungsquelle erhält man mit einem „Serienregler“ oder „Längsregler“ nach Abb. 18.28a²⁰. Man verwendet zweckmäßig einen Darlington-Transistor, um den notwendigen Basisstrom niedrig zu halten. Eine Spannungseinstellung kann am Rückkopplungsteiler $R_f - R_N$ vorgenommen werden. Nach diesem Schaltungskonzept wird eine große Zahl integrierter Spannungsregler gebaut, die man auch als Analog-Spannungsregler oder Linear-Spannungsregler bezeichnet.

Besonders bekannt ist die Baureihe 78XX. Mit einem integrierten Spannungsteiler stellen diese Bausteine als sog. Festspannungsregler bestimmte Ausgangsspannungen zur Verfügung. Sie besitzen nur drei Anschlüsse E, M und A nach Abb. 18.28b. Eine frühere Version 78GXX mit zusätzlich herausgeführtem Anschluss R zur externen Spannungseinstellung ist heute überholt. Dafür gibt es andere Bausteine, zum Teil auch nur mit drei Anschlüssen (siehe Anhang B.20).

Als Spannungsquelle für größere Ausgangsströme eignet sich auch der integrierte Spannungsregler 723, wenn man ihn mit einem Leistungstransistor nach Abb. 18.28c beschaltet²¹. Es sind zwei Möglichkeiten angegeben. Ein zusätzlicher npn-Transistor bildet mit dem internen Transistor T eine Darlingtonschaltung, ein pnp-Transistor (gestrichelt) ergänzt diesen zu einer Komplementär-Darlingtonschaltung. In beiden Fällen wird der Strom überwacht und begrenzt mit dem Strom-Sensor R_S .

Literatur: [18-10, 18-11]

¹⁹ Siehe Abschn. 11.13.

²⁰ Siehe Abschn. 11.13.

²¹ Siehe Abschn. 11.13.

¹⁸ Siehe Abschn. 10.11, zur Temperaturspannung U_T siehe Abschn. 10.6.

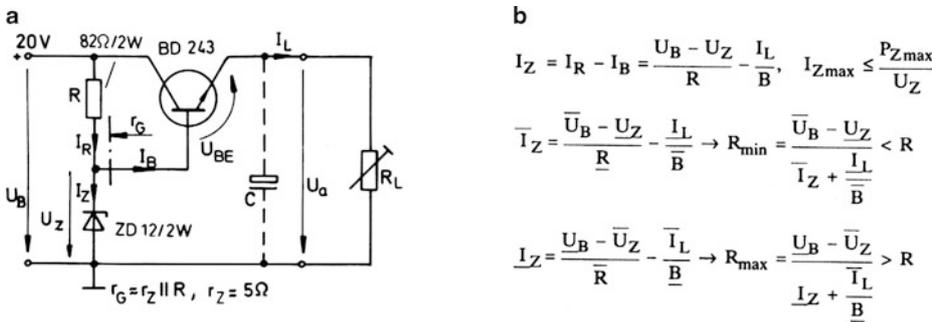


Abb. 18.26 Spannungsquelle mit Emitterfolger. **a** Schaltung. Der differentielle Widerstand r_z der Z-Diode wird grob mit 5Ω angesetzt (vgl. Anhang B.3). Zum Transistor BD 243 siehe Anhang B.18. Der zusätzliche Kondensator C fängt Laststöße ab, **b** Gleichungen

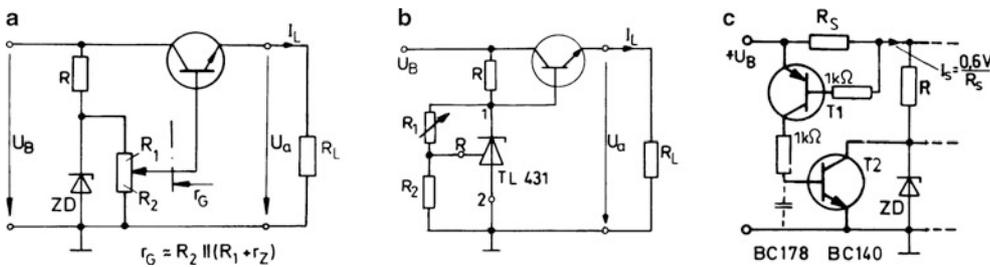


Abb. 18.27 Variable Spannungsquellen **a** mit normaler Z-Diode, **b** mit einstellbarer Z-Diode, **c** Zusatzschaltung für Strombegrenzung. Es besteht Schwingneigung im Strombegrenzungsbereich. Gegebenenfalls gestrichelte Kapazität einsetzen oder Transistor T2 durch Kapazität zwischen Kollektor und Basis bedämpfen

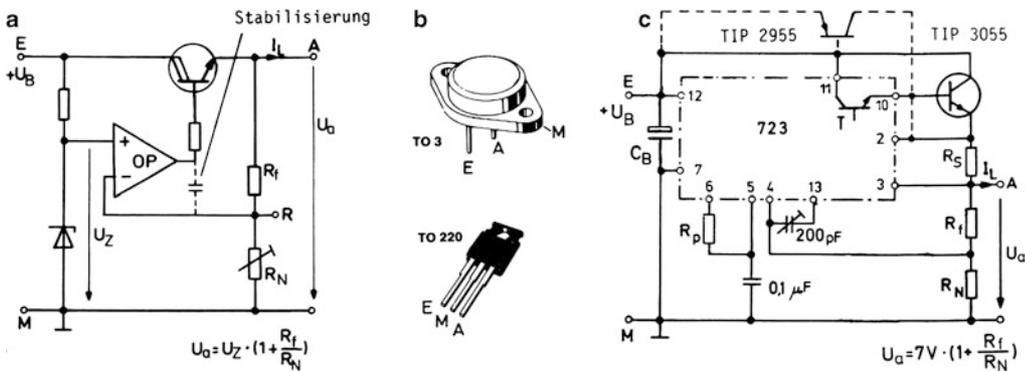


Abb. 18.28 Linear-Spannungsregler für große Lastströme. **a** Grundschtung, **b** Bauformen der Reihe 78 XX, **c** mit Standard-Regler 723

18.9 Wechselspannungsquellen für hohe Strombelastung

Wechselspannungsquellen für große Lastströme kann man nach dem gleichen Konzept wie die entsprechenden Gleichspannungsquellen bauen, zweckmäßig auch in Verbindung mit einem Regelverstärker. Als Ausgangsstufe bieten sich Emitterfolger in Gegentaktschaltung an, ausgeführt mit Leistungstransistoren²². Derartige Leistungsstufen sind in sog. Leistungs-Operationsverstärkern bereits integriert²³. Abb. 18.29a zeigt eine Schaltung mit Leistungsverstärker LOP, dessen Eingangsspannung u_1 sich mechanisch sowohl positiv als auch negativ einstellen lässt, wobei die Stellfrequenz beliebig klein sein kann. Zu einer Gleichspannung U_1 erhält man die angeschriebene Ausgangsspannung U_a und die Verlustleistung P_{OP} im Verstärker als Differenz aus der von der Betriebsspannungsquelle zugeführten Leistung und der an die Last abgegebenen Leistung. Die entsprechende Verlustwärme erfordert normalerweise Kühlmaßnahmen.

Die gestrichelt eingetragenen Schaltglieder dienen der Verbesserung des Betriebsverhaltens. Die Kapazität C_1 bewirkt eine Störunterdrückung am Eingang. Eine kleine Kapazität C_f dient der dynamischen Stabilität, ebenso die sog. Boucherot-Schaltung am Ausgang, bestehend aus einem kleinen Widerstand ($1 \dots 10 \Omega$) und einer Kapazität ($10 \dots 100 \text{ nF}$), die die Rückkopplung bei hohen Frequenzen durch eine entsprechende Ausgangsbelastung stark abschwächt.

Reicht die Strombelastbarkeit eines bestimmten OP-Typs nicht aus, so kann man einen Zusatzverstärker (*current booster*) nachschalten entsprechend Abb. 18.29b. Die externen Transistoren T1 und T2 bilden dabei eine Komplementär-Darlingtonschaltung mit der internen Ausgangsstufe. Sie werden über die Betriebsspannungsanschlüsse gesteuert, in die man die beiden Widerstände R_0 einfügt. Diese sind so zu dimensionieren, dass die Spannung U_0 im Ruhezustand etwa 400 mV beträgt, wobei die externen Transistoren praktisch noch keinen Strom führen. Erst bei einer mittleren Aussteuerung übernehmen diese Strom. Sie liefern dann nahezu vollständig den Ausgangsstrom, der sich entsprechend Abb. 18.29c mit zwei zusätzlichen Transistoren in Verbindung mit den Sensor-Widerständen R_S auch begrenzen lässt.

Es ist auch möglich, einen normalen Operationsverstärker so aufzustocken, dass ein größerer Ausgangsstrom als die üblichen $10 \dots 20 \text{ mA}$ zur Verfügung steht. Abb. 18.30a zeigt die Erweiterung mit einer externen Gegentakt-B-Schaltung, die in die Rückkopplungsschleife einbezogen wird. An ausgeführten Schaltungen dieser Art beobachtet man jedoch,

dass sie nur bei relativ niedrigen Frequenzen einwandfrei arbeiten. Bei höheren Frequenzen ist der Operationsverstärker meistens nicht in der Lage, in den Nulldurchgängen hinreichend schnell von der positiven Schleusenspannung des Transistors T1 auf die negative Schleusenspannung des Transistors T2 umzuschwingen und umgekehrt. Die Folge sind entsprechende „Übernahmeverzerrungen“ (*crossover distortion*). Andererseits ist der Operationsverstärker bei höherer Strombelastung auch häufig überfordert, den notwendigen Basisstrom zu liefern.

Abhilfe schafft eine Schaltungsvariante nach Abb. 18.30b: Zur Reduzierung des Basisstromes verwendet man Darlingtonttransistoren als T1 und T2. Ferner versieht man die Ausgangstransistoren mit Hilfe der Diodenkette mit einer Vorspannung, damit ein kleiner Ruhestrom über T1 und T2 fließt, der wiederum durch kleine Gegenkopplungswiderstände R_{E1} und R_{E2} begrenzt wird. Aus der ursprünglichen B-Schaltung wird so eine „AB-Schaltung“, die sich durch geringere Übernahmeverzerrungen auszeichnet. Dazu verlangt ein ordnungsgemäßer Betrieb, dass der Ruhestrom in den Dioden größer ist als der maximal auftretende Basisstrom. Ergänzend zeigt Abb. 18.30c noch eine Schaltungserweiterung zur Strombegrenzung mit den Transistoren T3 und T4.

Der Ausgang des OPs kann auch einseitig an die Basen B1 oder B2 geführt werden, wobei die äußere Regelschleife die entsprechende Offsetspannung wieder ausregelt. Von dieser Tatsache macht die Schaltung nach Abb. 18.31a Gebrauch. Dort ist ferner die starre Diodenkette ersetzt durch Transistor T_Z mit variablem Basis-Spannungsteiler. Diese Kombination verhält sich wie eine einstellbare Z-Diode und gestattet so eine optimale Ruhestromeinstellung. Abb. 18.31b zeigt die Schaltung und ihre Kennlinie. Da sich die Spannung U_Z als ein Vielfaches der Spannung U_{BE} ergibt, spricht man von einer U_{BE} -Vervielfacherschaltung. Diese wird häufig in Leistungsendstufen eingesetzt.

In jedem Leistungsverstärker spielt die Verlustleistung eine bedeutsame Rolle, die sich hauptsächlich auf die Ausgangstransistoren konzentriert. Bei Vernachlässigung aller übrigen Verlustanteile findet man unter Beachtung des „Halbwellenstromes“ die in Abb. 18.31a angeschriebene Leistung für jeden Ausgangstransistor. Diese ergibt sich wie oben als Differenz aus der einseitig gelieferten Betriebsleistung und der an die Last abgegebenen Leistung. Im Ruhezustand ist sie unbedeutend klein und geht dann mit zunehmender Aussteuerung über ein Maximum bei einer Spannungsamplitude $\hat{u}_a = 2U_B/\pi$.²⁴

Literatur: [18-10, 18-11]

²² Vgl. Abschn. 10.11.

²³ Siehe Anhang B.18.

²⁴ Vgl. Abschn. 18.10.

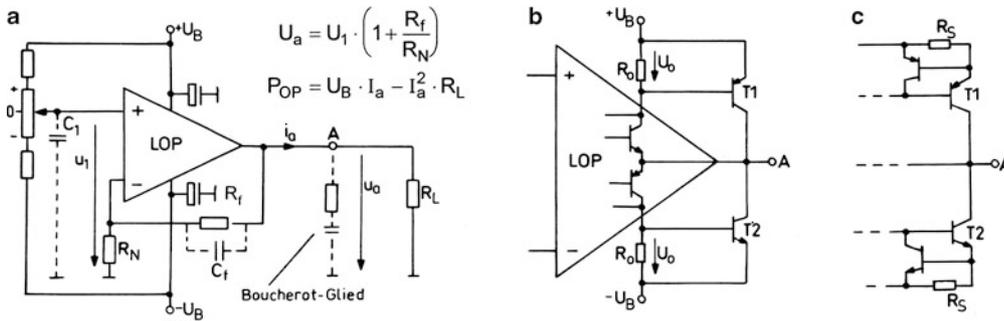


Abb. 18.29 Wechselspannungsquelle mit Leistungs-Operationsverstärker. **a** Grundschialtung, **b** mit zusätzlicher Leistungsstufe, **c** mit zusätzlicher Strombegrenzung

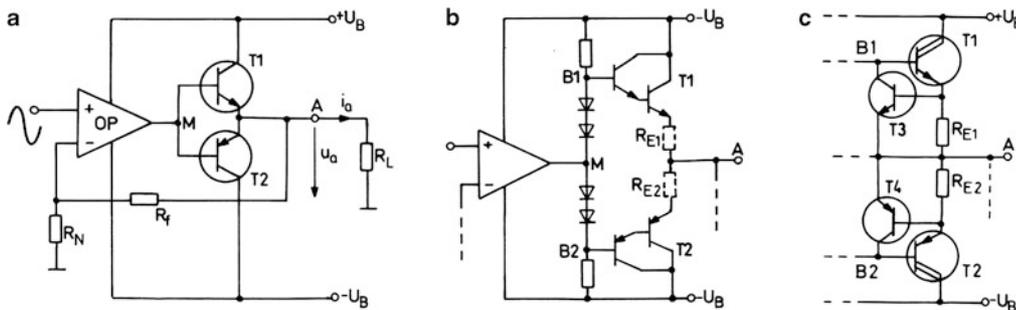


Abb. 18.30 Operationsverstärker mit externen Leistungsstufen. Stabilisierende Zusatzelemente sind wie in Abb. 18.29a zu ergänzen. **a** mit einfacher Gegentakt-B-Schaltung. In einer „B-Schaltung“ nach **a** führen die Ausgangstransistoren keinen Ruhestrom im Gegensatz zur „AB-Schaltung“ nach **b**, in der ein kleiner Ruhestrom fließen soll, **b** mit Darlington-AB-Schaltung, **c** mit zusätzlicher Strombegrenzung

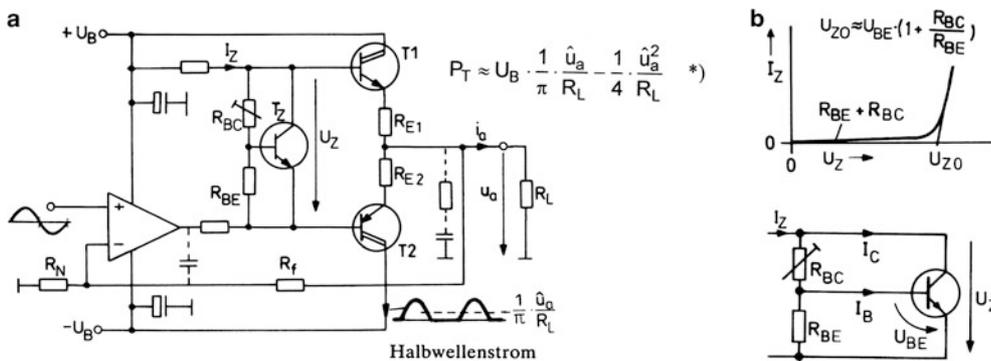


Abb. 18.31 AB-Verstärker mit Ruhestromeinstellung durch U_{BE} -Vervielfacher. **a** Verstärkerschaltung. *) Die (mittlere) Betriebsleistung ergibt sich als Produkt aus der Betriebsspannung und dem Strommittelwert, **b** U_{BE} -Vervielfacher

18.10 Niederfrequenz-Leistungsverstärker

Nach den im vorigen Abschnitt entwickelten Konzepten können NF-Verstärker für nahezu beliebige Ausgangsleistungen gebaut werden. Da nur Wechselsignale zu übertragen sind, kann man eingangs- und ausgangsseitig kapazitiv koppeln. In diesem Fall kommt man mit *einer* Betriebsspannungsquelle aus, wenn man den nichtinvertierenden Eingang des OPs mit Hilfe eines Eingangs-Spannungsteilers auf ein Ruhepotential entsprechend dem halben Wert der Betriebsspannung U_B anhebt. Abb. 18.32a zeigt eine entsprechende Schaltung für den Frequenzbereich oberhalb 20 Hz, wo alle Kondensatoren – ausreichend dimensioniert – zu Wechselstromkurzschlüssen werden. Festgelegt durch den Rückkopplungsteiler $R_f - R_N$ ergibt sich dazu eine Spannungsverstärkung von 11.

Für die Frequenz Null wird der Rückkopplungsteiler durch den Kondensator C_N von Masse abgetrennt, wodurch der Ausgang über den Widerstand R_f voll auf den Eingang rückgekoppelt und auf Mittenpotential (10 V) gezogen wird. Die darauf bezogene Offsetspannung am Ausgang wird dank dieser Maßnahme nicht größer als die Eingangsoffsetspannung.

Ein RC-Dämpfungsglied ($10\ \Omega$, $0,1\ \mu\text{F}$ gestrichelt) sorgt für eine Abschwächung der Rückkopplung (Schleifenverstärkung) bei hohen Frequenzen und wirkt damit der Selbsterregung von HF-Schwingungen entgegen.

Abb. 18.32b zeigt den Aufbau des Verstärkers auf einer geätzten Leiterplatte. Diese besteht hier aus einer einseitig kupferkaschierten Isolierstoffplatte. Die einzelnen Leiterzüge werden aus der Kupferschicht herausgeätzt. Die Bauteile werden von der Gegenseite (Bestückungsseite) her eingesteckt und mit den Kupferleitern an besonderen Endringen (Lötaugen) verlötet. Wegen des bei der Plattenherstellung angewandten Fotodruckverfahrens spricht man von einer gedruckten Schaltung (engl. PC, *Printed Circuit*, s. auch Anhang A.6). Leider genügt der ausführlich beschriebene Verstärker nur mäßigen Ansprüchen. Bei höheren Frequenzen ergeben sich Übernahmeverzerrungen, da der OP nicht schnell genug ist.

Abb. 18.33 zeigt eine bessere Schaltung mit AB-Endstufe, gebildet von den komplementären Darlington-Transistoren DT1 und DT2, deren Ruhestromeinstellung über einen U_{BE} -Vervielfacher mit Transistor T5 vorgenommen wird. Damit diese Einstellung temperaturstabil ist, muss Transistor T5 zusammen mit den Endstufentransistoren auf einem gemeinsamen Kühlkörper montiert werden²⁵. Um den großen

Koppeleleko am Ausgang zu vermeiden, ist eine symmetrische Speisung mit positiver und negativer Betriebsspannung vorgesehen, die man zweckmäßig nach Abb. 18.33b mit einem Brückengleichrichter und Transformator mit Mittelanzapfung gewinnt. Als Vorverstärker dient ein einfacher Differenzverstärker, der auf den Widerstand R_0 und den Eingang des Treibertransistors T4 arbeitet. Die Rückkoppelkapazität C_r an diesem Transistor bewirkt eine Frequenzgangkorrektur zur dynamischen Stabilisierung.

In der gezeichneten Stellung des Schalters S liegt reiner Geradeaus-Betrieb (ohne Rückkopplung) vor. Dazu stellt man am Potentiometer R_0 den Treiber ruhestrom so ein, dass Punkt P ein Potential von etwa 1,2 V annimmt, wobei der Ausgang A etwa Nullpotential erhält. Gleichzeitig wird der Widerstand R_{BC} so eingestellt, dass über die Endtransistoren ein Ruhestrom von wenigen mA fließt. Nach Umschaltung des Schalters in die Stellung GK (Gegenkopplung) ergibt sich praktisch die Schaltung eines nichtinvertierenden Operationsverstärkers. Bei Frequenzen über 20 Hz wird der Kondensator C_N zum Wechselstromkurzschluss und die Spannungsverstärkung wird in üblicher Weise durch den Teiler $R_f - R_N$ bestimmt. Im vorliegenden Fall mit $R_f = 47\ \text{k}\Omega$, $R_N = 1,2\ \text{k}\Omega$ erhält man eine Verstärkung von annähernd 40. Das bedeutet, dass eine Eingangsamplitude von etwas mehr als 0,5 V zur Vollaussteuerung auf $\hat{u}_2 \approx 22\ \text{V}$ genügt, was einer Leistung von etwa 60 W an $4\ \Omega$ entspricht.

Im Abb. 18.34 wird die maximal auftretende Verlustleistung in den Endstufentransistoren ermittelt und der notwendige Kühlkörper bestimmt. Bei der Berechnung wird die zulässige Sperrschichttemperatur T_j aus Sicherheitsgründen von $200\ ^\circ\text{C}$ auf $170\ ^\circ\text{C}$ reduziert, und die Umgebungstemperatur T_U wird mit $50\ ^\circ\text{C}$ relativ hoch angesetzt. Beide Transistoren sind elektrisch isoliert auf einen gemeinsamen Kühlkörper zu montieren mit einem Wärmewiderstand $R_{thK} \approx 2 \dots 2,5\ \text{K/W}$. Für die Isolierung gibt es neben den herkömmlichen Glimmerscheiben auch zuschneidbare Silikonfolien.

NF-Verstärker der beschriebenen Art werden heute bereits als monolithisch integrierte Schaltung und als Hybridmodule für Leistungen bis zu 100 W gebaut. Derartige Bausteine enthalten meistens einen zusätzlichen Schutz gegen Kurzschluss und thermische Überlastung. Der Anwender braucht sie nur noch mit einigen Kondensatoren und Widerständen nach Vorschrift des Datenblattes zu beschalten und die erforderliche Betriebsspannungsquelle bereitzustellen (siehe Anhang B.18).

²⁵ Eine verbesserte Schaltungsvariante gegenüber dem U_{BE} -Vervielfacher ist das von Linear Technology entwickelte IC LT 1166.

Literatur: [18-12, 18-13]

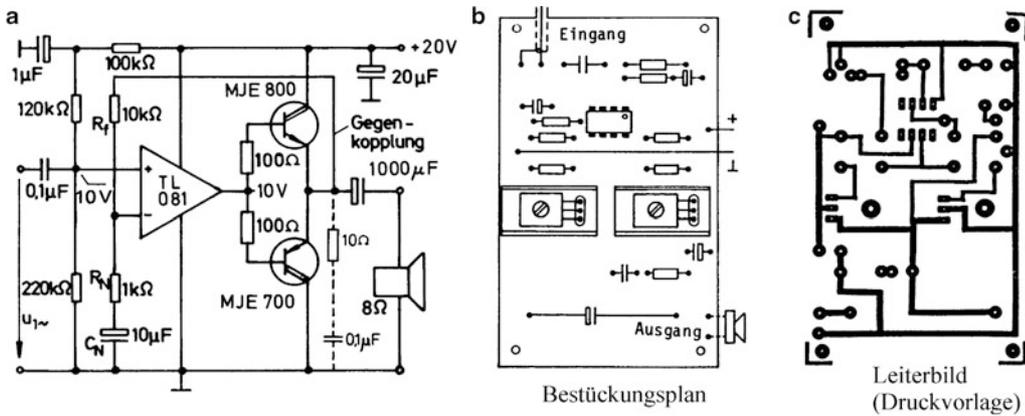


Abb. 18.32 NF-Leistungsverstärker mit Komplementärendstufe. **a** Schaltbild, **b** Ausführung auf geätzter Leiterplatte. Siehe auch Anhang A.6. Dort wird die fertig bestückte Leiterplatte gezeigt und der konventionelle Herstellungsgang beschrieben

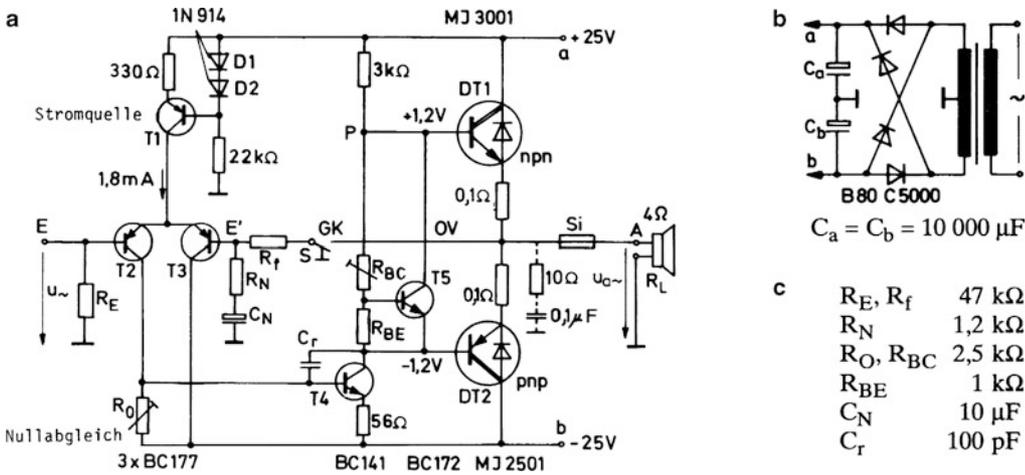
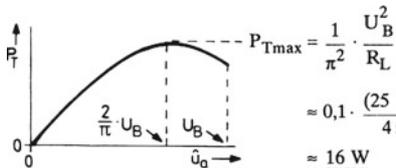


Abb. 18.33 AB-Leistungsverstärker mit Komplementär-Darlington-Endstufe. **a** Verstärkerschaltung, **b** Netzteil, **c** Wertetabelle

Verlustleistung P_T pro Transistor nach Abschn. 18.9:



Kühlkörper pro Transistor nach Abschn. 18.1:

$$T_G = T_J - P_{tot} \cdot R_{thG} = 170 \text{ °C} - 16 \text{ W} \cdot 1,2 \frac{\text{K}}{\text{W}} \approx 150 \text{ °C}$$

$$R_{thK} = \frac{T_G - T_U}{P_{tot}} - R_{thGK} = \frac{150 \text{ °C} - 50 \text{ °C}}{16 \text{ W}} - 1 \text{ K/W} \approx 5 \text{ K/W}$$

Abb. 18.34 Berechnung des Kühlkörpers für die Endstufe

18.11 Digitale Niederfrequenz – Leistungsverstärker (D-Verstärker)

Im Gegensatz zum AB-Verstärker mit durchgehend analoger Signalverstärkung arbeitet die Endstufe eines D-Verstärkers im Schaltbetrieb mit vergleichsweise geringer Verlustleistung. Abb. 18.35 zeigt das Prinzip. Zwei LeistungsmosFETs schalten im Gegentakt den Ausgang auf +25 V und –25 V. Damit ist klar, dass ein solcher Verstärker nur binäre (zweiwertige) Signale übertragen und verstärken kann. Um ihn zur Verstärkung von analogen Audiosignalen zu nutzen, müssen diese zuvor in eine brauchbare binäre Signalförmigkeit überführt werden. Ein mögliches Verfahren ist die Impulsbreitenmodulation (PWM).

Bei der PWM (pulse width modulation) steuert das analoge Signal den prozentualen Anteil der Zeit, in der die Transistoren ein- bzw. ausgeschaltet sind und damit das Impuls-Pausen-Verhältnis. Nach Abb. 18.35 wird das PWM-Signal generiert, indem das analoge Signal mit einem dreieckförmigen Signal (etwa 200 kHz) verglichen wird. Dies geschieht, indem beide Signale zu einem analogen Komparator geführt werden, dessen Ausgang auf „high“ geht, wenn der Augenblickswert des analogen Signals über dem des dreieckförmigen Signals liegt, und auf „low“ geht, wenn der umgekehrte Fall auftritt. Das Ausgangssignal des Komparators nimmt so die Information des originalen analogen Signals auf. Es wirkt gleichzeitig über nachgeschaltete Ansteuerstufen als binäres Steuersignal für die Ausgangsstufe.

Die Endtransistoren reproduzieren das PWM-Signal mit hoher Leistung. Die Lautsprecher wären allerdings überlastet, wenn das Signal direkt auf sie gegeben würde, da es neben dem verstärkten Audiosignal noch unhörbare hochfrequente Komponenten aus dem PWM-Erzeugungsprozess enthält. Daher muss das PWM-Signal nach der Verstärkung durch ein Tiefpassfilter geschickt werden, das die tieffrequenten Anteile durchlässt und die höherfrequenten Anteile dämpft. Die Ersteren sind proportional zur Eingangsamplitude. Sie verschwinden vollständig, wenn das Eingangssignal zu Null wird. In diesem Fall steht am Ausgang nur eine hochfrequente Rechteckschwingung, die von dem folgenden LC-Filter nahezu vollständig unterdrückt wird²⁶.

Verstärkerschaltungen dieser Art neigen zu Verzerrungen, hauptsächlich durch ungenügende Stabilisierung der Stromversorgung und durch Zeitfehler. Da die Ausgangsspannung direkt proportional zur Versorgungsspannung ist, moduliert

jeder Fehler in dieser Spannung die Ausgangsspannung. Ein Übersprechen der Netzversorgung erscheint in bekannter Weise am Ausgang als „Brumm“²⁷. Zeitfehler entstehen durch Schwankungen in der Schaltzeit der Ausgangstransistoren. Diese Fehler verändern das Impuls-Pausen-Verhältnis des Ausgangssignals, so dass sich dessen Mittelwert von dem des PWM-Signals unterscheidet. Diese Verzerrungen lassen sich allerdings durch analoge Rückkopplung mit wenig Aufwand reduzieren.

Abb. 18.36 zeigt das Blockschaltbild des Bausteins ZXCD1000 von Zetex Semiconductors als Modulator- und Treiberbaustein. Dieser enthält alle aktiven Bauteile bis auf die Schalttransistoren. Mit dem zwei-kanaligen Aufbau (A und B) können zwei Ausgangsstufen angesteuert werden. Auf dem Chip ist ein Dreiecksgenerator untergebracht, dessen gepufferte Ausgänge herausgeführt sind. Über eine kapazitive Kopplung (extern) werden diese den negativen Eingängen der Komparatoren PWM COMP A und PWM COMP B zugeführt. Die positiven Eingänge der Komparatoren werden mit den analogen Eingangssignalen verbunden. Die Ausgänge der Komparatoren werden über Treiberstufen herausgeführt und dienen zur Ansteuerung der Leistungstransistoren.

Abb. 18.37 zeigt den vollständigen Schaltplan eines Mono-Verstärkers mit dem Baustein ZXCD1000 und den LeistungsmosFETs ZXM64P bzw. ZXM64N, der ausgangsseitig in Brückenschaltung aufgebaut ist. Dazu bilden die gleich aufgebauten Transistorstufen an den Ausgängen je eine Halbbrücke, die zueinander im Gegentakt arbeiten. Der Modulatorbaustein liefert dazu die nötigen gegenphasigen Ansteuersignale, die über Klemmschaltungen den Leistungstransistoren zugeführt werden²⁸. Während die obere Halbbrücke gerade die Spannung +VCC auf den Ausgang schaltet, gibt die untere Halbbrücke die Spannung –VCC ab und umgekehrt. Damit liegt am Ausgang vor der Filterschaltung immer die Spannung $2 \cdot VCC$, was eine Vervielfachung der Leistung gegenüber einem einfachen System nach Abb. 18.35 bedeutet. Der erreichbare Wirkungsgrad liegt bei über 90%. Es können Lastwiderstände von 4 oder 8 Ω betrieben werden. Der Klirrfaktor ist typisch kleiner 0,2% bei 90% Vollaussteuerung. Mit von Zetex vorgeschlagenen Designvarianten lassen sich Ausgangsleistungen bis 100 W an 4 Ω erzielen²⁹. Detaillierte Schaltungsvorschläge findet man unter www.zetex.com.

²⁶ Zum LC-Filter siehe Abschn. 5.8.

²⁷ Zum „Brumm“ siehe Abschn. 4.7.

²⁸ Zur Klemmschaltung siehe Abschn. 4.6.

²⁹ Es ist auch Single-Supply-Betrieb möglich mit $-VCC = 0V$.

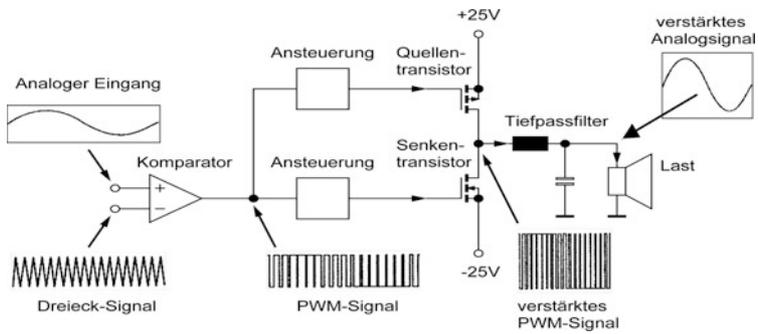


Abb. 18.35 Prinzipschaltbild eines D-Verstärkers

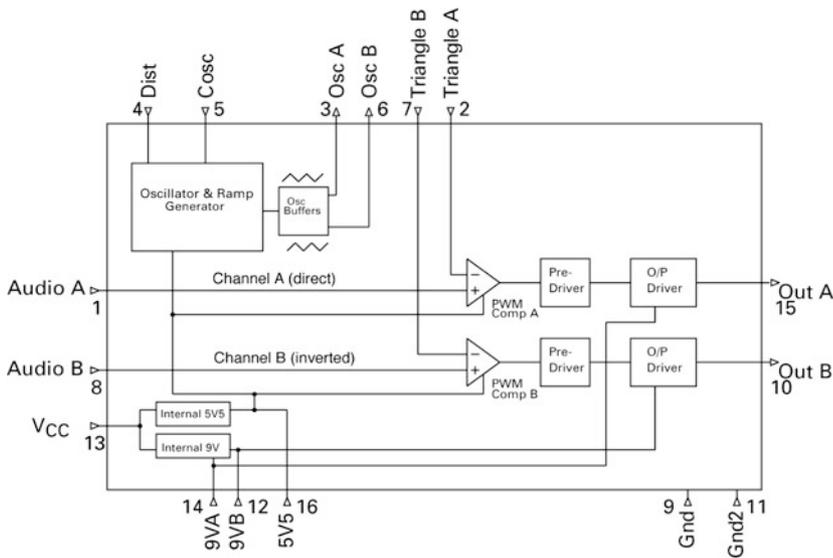


Abb. 18.36 Blockschaltbild des Bausteins ZXCD1000

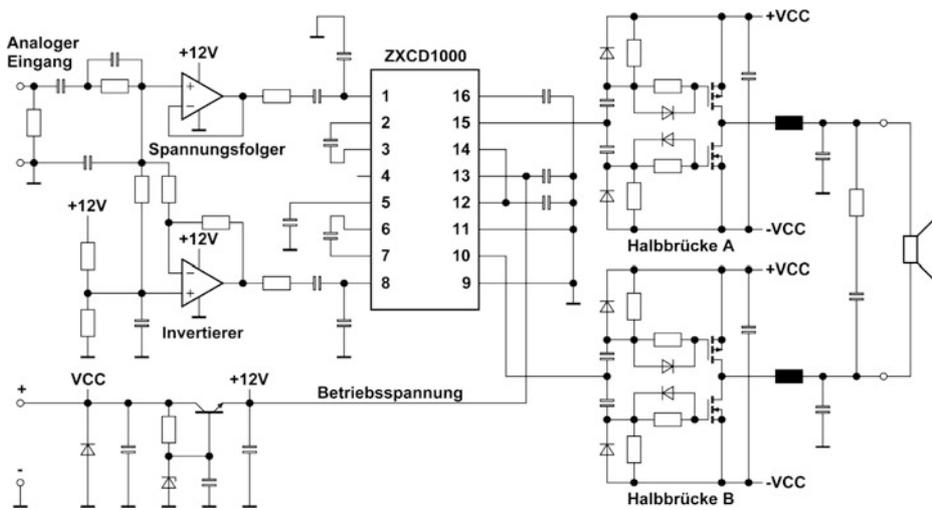


Abb. 18.37 Monoverstärker mit Baustein ZXCD1000

19.1 Leistungsthyristoren, Grundbegriffe und Funktionsweise¹

Unter Leistungsthyristoren versteht man Thyristoren für Dauergrenzströme von mehr als 1 A ². Abb. 19.1a zeigt einige Ausführungen für noch relativ kleine Stromwerte, und Abb. 19.1b zeigt die Montageweise von Schraubthyristoren in Verbindung mit einem Kühlkörper. In der Regel ist die Anode leitend mit dem Gehäuse verbunden, gelegentlich stattdessen die Katode. In Anlehnung an die heute üblichen Bezeichnungen sollen im Folgenden die Ströme und Spannungen gemäß Abb. 19.1c bezeichnet werden. Damit lässt sich der Thyristor als ein steuerbares Ventil beschreiben, das im Ausgangszustand nach beiden Richtungen hochohmig ist, durch Einspeisung eines Gatestromes I_G aber bei positiver Spannung U_T in den Durchlasszustand umgeschaltet werden kann (Zündung). Der Thyristor geht dabei vom „Blockierzustand“ in den Durchlasszustand über, in dem er sich im Wesentlichen wie eine leitende Diode verhält. Die Spannung steigt nur geringfügig mit dem Strom auf etwas mehr als 1 V an³.

Das Fließen eines Gatestromes I_G setzt eine Gatespannung U_G voraus. Der Zusammenhang zwischen I_G und U_G stellt sich ebenfalls als Diodenkennlinie dar, die auch als Eingangskennlinie bezeichnet wird. Aufgrund eines relativ hohen Bahnwiderstandes ist für einen ausreichenden Gatestrom (Zündstrom) unter Umständen eine Spannung U_G von einigen Volt erforderlich. Abb. 19.2a gibt z. B. mit den Kurven OG und UG die Grenzen für den Streubereich der Eingangskennlinien eines Thyristors mittlerer Größe an. Innerhalb des Streubereiches sind schraffierte Felder eingetragen, denen man bestimmte Wertepaare $I_G - U_G$ zuordnen kann, bei denen eine Zündung entweder ausgeschlossen oder möglich (wahrscheinlich) oder auch sicher ist. Die Grenzen für diese Felder sind temperaturabhängig. Ganz grob kann man den notwendigen Zündstrom für einen Thyristor mit 1% vom zulässigen Dauergrenzstrom ansetzen. Er ist temperatur- und exemplarabhängig. Die Rückwärtsbeanspruchung der Gate-Katodenstrecke (negative Spannung U_G) ist nur in engen Grenzen zulässig.

¹ Allgemeine Grundlagen siehe unter „Viererschichtelemente“, Abschn. 14.11.

² Unter dem Dauergrenzstrom versteht man den höchsten dauernd zulässigen Strommittelwert bei reiner Widerstandslast ohne Phasenanschnitt (s. Abb. 19.3).

³ Die Durchlassverluste lassen sich wie bei der einfachen Diode bestimmen, wenn man die Durchlasskennlinie durch eine Gerade annähert (vgl. Abschn. 3.2 und 3.3).

Abb. 19.2b zeigt in prinzipieller Darstellung ohne Maßstab die Ausgangskennlinien eines Thyristors, insbesondere die Wirkung des Gatestromes. Für $I_G = 0$ geschieht das Durchschalten (Zünden) bei der Spannung $U_T = U_{BO}$. Man spricht vom „Zünden über Kopf“. Bei Einspeisung eines Gatestromes wird der Thyristor schon bei einer kleineren Spannung U_T gezündet. Für ein sicheres Zünden über das Gate ist es erforderlich, dass der Gatestrom solange fließt, bis der Hauptstrom I_T den sog. Einraststrom I_{HT} überschreitet, der etwas größer ist als der Haltestrom I_H .

Ein Thyristor kann auch gezündet werden durch starkes Erwärmen, wobei der vergrößerte Sperrstrom über den mittleren der drei pn-Übergänge wie ein interner Zündstrom wirkt. Im gleichen Sinne wirkt auch ein kapazitiver Verschiebungsstrom, der bei hoher Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung U_T über diese Schicht fließt. Diese Zündarten und ebenfalls die „Überkopfzündung“ durch zu hohe Spannung im Blockierzustand können dem Thyristor schaden. Die Datenblätter geben entsprechende Grenzwerte an.

Abb. 19.3 zeigt ein einfaches Anwendungsbeispiel. Die Schaltung wird von einer Wechselspannungsquelle gespeist, z. B. der Netzsteckdose. Bei sehr hochohmigem Widerstand R_Z reicht der Gatestrom nicht zum Zünden, so dass der Thyristor in beiden Richtungen sperrt. Mit fallendem Widerstand R_Z tritt zunächst eine Zündung beim positiven Scheitelwert der Wechselspannung auf, d. h. bei der höchsten vorkommenden Spannung U_T in Vorwärtsrichtung. Bei weiter sinkendem Widerstand R_Z wird das Gate stärker angesteuert, und der Thyristor zündet bereits zu einem früheren Zeitpunkt. Abb. 19.3b zeigt die Verhältnisse für einen Zündwinkel $\alpha = 45^\circ$. Beim Zünden bricht die Spannung über dem Thyristor zusammen. Während des folgenden Teils der positiven Halbschwingung ist er leitend, um mit dem Nulldurchgang der Wechselspannung wieder zu sperren. Strenggenommen geschieht das Löschen (Sperren) kurz vor dem Nulldurchgang, wenn der Haltestrom I_H unterschritten wird.

Offensichtlich ist es möglich, den Strommittelwert I_0 für die Last zu ändern durch Verschieben des Zündwinkels α bzw. des Stromflusswinkels λ mit Hilfe des Widerstandes R_Z . Man nennt diese Steuerungsart Phasenanschnittsteuerung. Dabei ändert sich der Stromformfaktor F gemäß Abb. 19.3c.

Literatur: [19-1, 19-2, 19-3]

DIN 41 784/41 786

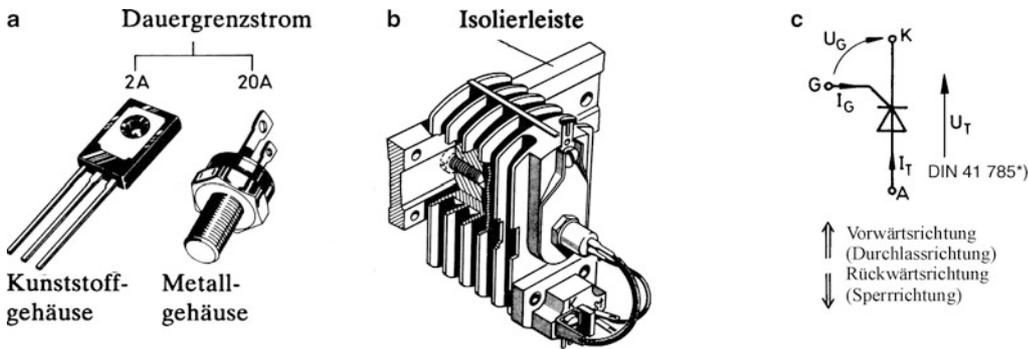


Abb. 19.1 Bauformen und Grundbegriffe. **a** Bauformen, **b** Schraubthyristor mit Kühlkörper, **c** Bezeichnungen.
 *) DIN 41785 sieht die Bezeichnungen U_T/I_T nur für den Durchlassbetrieb vor

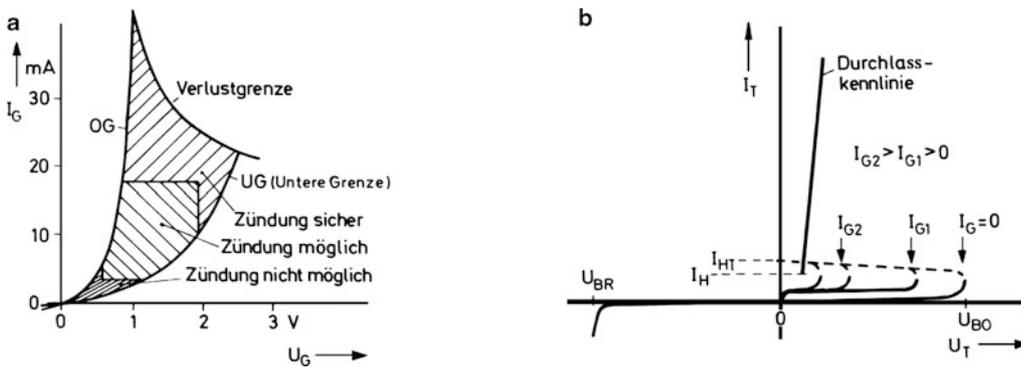


Abb. 19.2 Kennlinien eines Thyristors. **a** Eingangskennlinien und Zünddiagramm, **b** Ausgangskennlinien. Die Spannung U_{BO} zu $I_G = 0$ wird auch als Nullkippspannung $U_{(BO) 0}$ bezeichnet

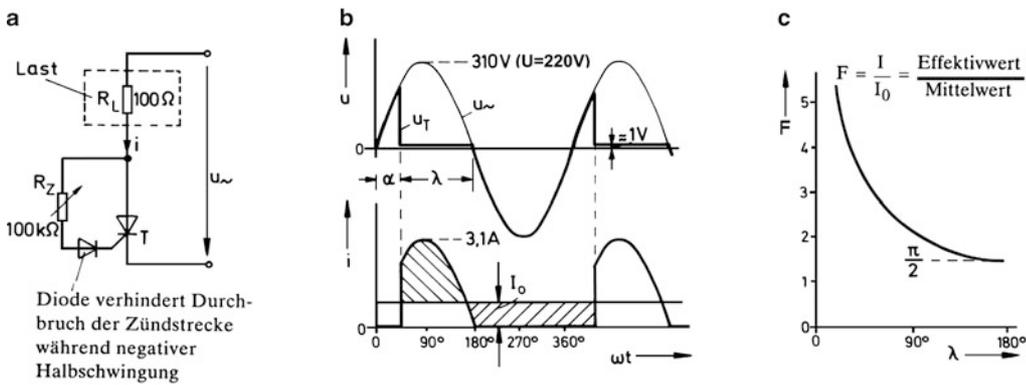


Abb. 19.3 Einfachste Phasenanschnittsteuerung. Zu unterscheiden von der „Phasenabschnittsteuerung“. Dabei wird bereits zu Beginn einer Halbschwingung eingeschaltet und während der Halbschwingung abgeschaltet. **a** Schaltung, **b** Zeitverläufe, **c** Stromformfaktor

19.2 Ansteuerschaltungen für Thyristoren

Die Phasenanschnittsteuerung mit einem einfachen Stellwiderstand zwischen Anode und Gate hat den Nachteil, dass eine Zündwinkelverschiebung nur im Bereich $0 \dots 90^\circ$ möglich ist. Ferner ist die Einstellung temperaturabhängig, da jede mit dem Betrieb einsetzende Temperaturerhöhung den Zündvorgang erleichtert und damit den Zündwinkel verringert. Eine Verbesserung in dieser Hinsicht ergibt sich dadurch, dass in die Gateleitung nach Abb. 19.4a eine Triggerdiode (Diac) geschaltet wird, die weitgehend die Zündbedingungen bestimmt. Der Diac (*diode for alternating current*) ist eine Dreischichtdiode, die man sich als Transistor mit offener Basis vorstellen kann. Bei symmetrischer Transistorstruktur ergibt sich auch eine symmetrische Durchbruchkennlinie. Typisch ist $|U_{BR}| = 30 \text{ V}$ (Abb. 19.4b).

Bei offener Gateleitung stellt sich an dem RC-Teiler in Abb. 19.4a eine gegenüber der Wechselspannung u_{\sim} phasenverschobene sinusförmige Spannung u_c ein (in Abb. 19.4c gestrichelt). Besteht zwischen Gate und Kondensator die gezeichnete Verbindung, so wird immer dann von dem RC-Teiler ein Gatestrom abgezweigt, wenn die Spannung u_c einen bestimmten Schwellenwert in positiver Richtung überschreitet. Der Thyristor wird dabei durch einen Entladestromstoß aus dem Kondensator C gezündet, wobei die Spannung u_c einen Einbruch erfährt. Die auslösende Schwelle wird bestimmt durch die Durchbruchspannung U_{BR} des Diacs zuzüglich der Schleusenspannungen für die Schutzdiode und die interne Gate-Katodendiode des Thyristors. Mit dem Widerstand R lässt sich der Zündwinkel jetzt über 90° hinaus verstellen, da gleichzeitig mit der Phasenverschiebung auch eine Amplitudenänderung der Spannung u_c erfolgt.

Eine weitergehende Verbesserung in Bezug auf den Stellbereich für den Zündwinkel stellt die Schaltung mit Unijunction-Transistor nach Abb. 19.5a dar⁴. Die Spannung u_z steigt mit der Wechselspannung u_{\sim} zu Beginn der positiven Halbschwingung bis zur Spannung U_{ZO} (z. B. 20 V) an, um dann zunächst auf diesem Wert zu verharren. Der Kondensator C lädt sich über den Widerstand R auf, bis die Höckerspannung U_p erreicht ist und der UJT zündet. Durch einen kurzen Stromstoß entlädt sich der Kondensator dann sehr rasch über den Widerstand R_G und die Gate-

Katodenstrecke des Thyristors, wobei dieser gezündet wird. Der durchgeschaltete Thyristor schließt die Zündschaltung weitgehend kurz. Während der anschließenden negativen Halbschwingung bewirkt die dann in Vorwärtsrichtung betriebene Z-Diode einen Kurzschluss über der Zündschaltung. Mit Beginn der folgenden positiven Halbschwingung der Wechselspannung wiederholt sich der Zündvorgang. Die Aufladegeschwindigkeit für den Kondensator C und damit der Zündzeitpunkt bzw. Zündwinkel wird eingestellt durch den Widerstand R^5 .

Beim Betrieb des Thyristors am Wechselstromnetz ist oft eine galvanische Trennung der Ansteuerung vom Netz erforderlich. Dazu dienen der Eingangs- und der Zündtransformator nach Abb. 19.6. Die Gleichrichtung der Eingangsspannung mit einer Brückenschaltung hat zur Folge, dass eine trapezförmige Spannung u_z in jeder Halbschwingung zustande kommt. Das Wirkungsprinzip entspricht im Übrigen dem der Abb. 19.5. Wieder wird der Kondensator C geladen, um beim Zünden des UJT den Zündstrom für den Thyristor zu erzeugen. Die Aufladegeschwindigkeit des Kondensators C wird hier durch eine Steuerspannung u_{st} mit Hilfe des Transistors Tr als Stromsteller verändert. Der erste Impuls in jeder Halbschwingung führt zur Zündung des Thyristors, sofern dieser gleichzeitig in Vorwärtsrichtung vorgespannt ist. Alle folgenden Impulse sind wirkungslos. Am Ende jeder Halbschwingung entlädt sich der Kondensator C, da der UJT beim Zusammenbruch der Spannung u_z leitend wird. Dadurch arbeitet die Schaltung netzsynchron.

Abb. 19.7 zeigt als weiteren Entwicklungsschritt die Anwendung des integrierten Zündbausteins UAA 145. Notwendig zum Betrieb ist eine Gleichspannungsversorgung mit $\pm 15 \text{ V}$. Der zusätzliche Netzanschluss dient der Synchronisierung eines internen Impulsgenerators mit dem Netz. Durch die äußere Beschaltung können die Breite des Zündimpulses sowie der Stellbereich für den Zündwinkel eingestellt werden, der über die Steuerspannung u_{st} kontinuierlich einstellbar ist. Der Baustein hat zwei Ausgänge (10 und 14), wovon nur der erstere im Beispiel benutzt wird. Der nachgeschaltete Transistor Tr sorgt für eine genügende Impulsleistung. Die beiden Ausgangsimpulse (10 und 14) sind um eine Halbperiode gegeneinander versetzt und erscheinen pro Periode (Netz) nur jeweils einmal [19-4].

Literatur: [19-2, 19-4, 19-5]

⁴ Siehe Abschn. 14.10. Anstelle des UJT kann auch ein PUT (programmierbarer Unijunction-Transistor) verwendet werden (siehe dazu Abschn. 14.11).

⁵ Durch Vorschalten eines Brückengleichrichters kann eine Zündung in jeder Halbschwingung erreicht werden (siehe Abschn. 19.3).

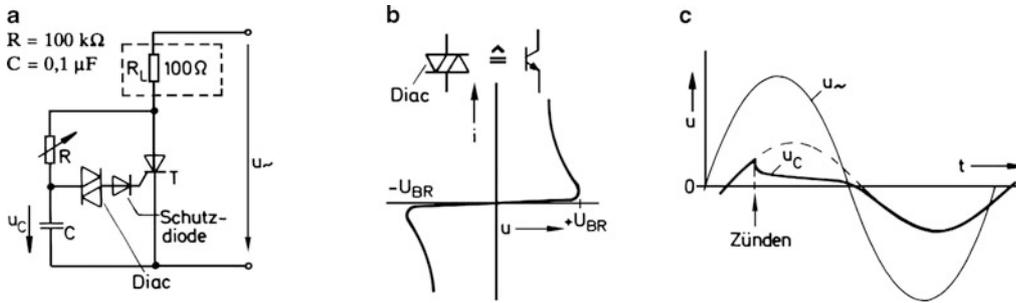


Abb. 19.4 Ansteuerung mit Triggerdiode (Diac). **a** Schaltung, **b** Diac-Kennlinie, **c** Zeitvorgänge

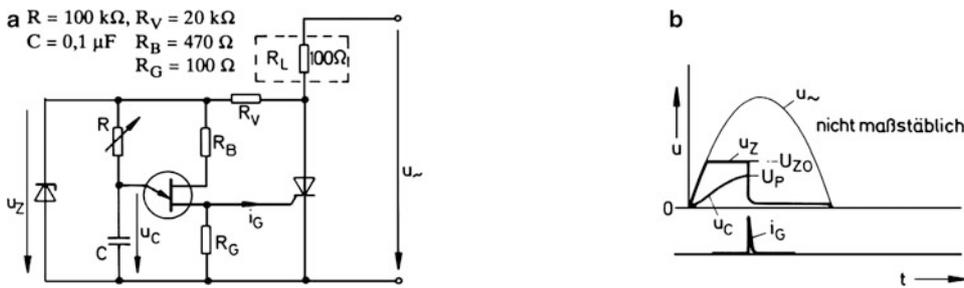


Abb. 19.5 Ansteuerung mit Unijunction-Transistor. **a** Schaltung, **b** Zeitvorgänge

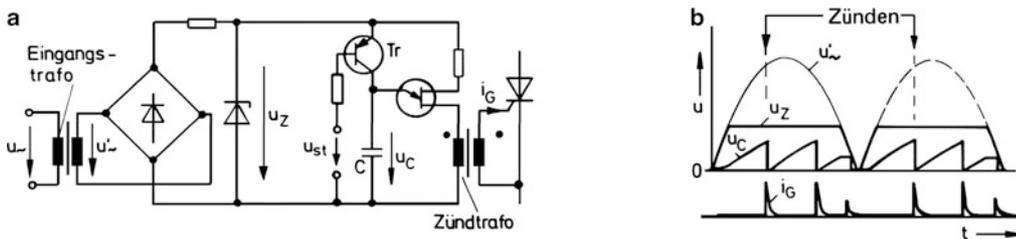


Abb. 19.6 Potentialfreie Steuerung des Thyristors mit UJT. **a** Schaltung, **b** Zeitvorgänge

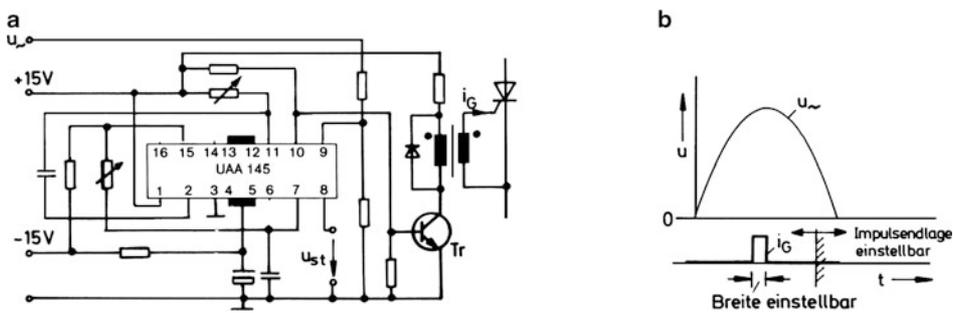


Abb. 19.7 Thyristorsteuerung mit integriertem Baustein UAA 145. **a** Schaltung, **b** Zeitvorgänge

19.3 Wechselstromsteller mit Thyristoren

Der Thyristor als steuerbarer Gleichrichter lässt sich nach Abb. 19.8 auf zwei Arten als Wechselstromsteller anwenden. Im ersten Fall werden zwei Thyristoren antiparallel geschaltet (Wechselwegschaltung). Jeder Thyristor übernimmt eine bestimmte Stromhalbschwingung. Die Zündung geschieht zweckmäßig über Impulstransformatoren als Koppelglieder zwischen den Thyristoren und der eigentlichen Ansteuerschaltung. Durch Verstellen des Zündwinkels lässt sich nach der Methode der Phasenanschnittsteuerung der Strom für die Last ändern. Im zweiten Fall (Abb. 19.8b) genügt ein Thyristor für beide Stromrichtungen, wenn dem Thyristor ein Brückengleichrichter vorgeschaltet wird. Die Schaltung dient oft zur Steuerung kleiner Leistungen, zumal sie mit einer einfachen Ansteuerschaltung ohne Impulstransformator auskommt⁶.

Abb. 19.9 veranschaulicht, wie die Stromverstellung bei ohmscher und ohmsch-induktiver Last möglich ist. Vorausgesetzt werden dazu Thyristoren mit idealen Schalter- und Gleichrichtereigenschaften. Zunächst wird der Fall ohmscher Last mit Phasenwinkel $\varphi = 0$ betrachtet. Bei ständig leitenden Thyristoren ergibt sich dazu der dünn ausgezogene sinusförmige Stromverlauf (Stromflusswinkel $\lambda = 180^\circ$) in Phase mit der treibenden Wechselspannung (Abb. 19.9b). Durch Phasenanschnittsteuerung kann der Stromflusswinkel je nach Größe des Zündwinkels α verkürzt werden. Die Verhältnisse sind in Abb. 19.9b für drei Fälle mit den Zündwinkeln $\alpha = 60^\circ, 90^\circ$ und 120° schraffiert dargestellt.

Bei ohmsch-induktiver Last (Reihenschaltung R–L) ergibt sich bei ständig leitenden Thyristoren der dünn ausgezogene Stromverlauf nach Abb. 19.9c mit der Phasenverschiebung φ (hier 45°) gegenüber der treibenden Wechselspannung. Phasenanschnitt ist möglich, jedoch nur mit Winkeln $\alpha > \varphi$, weil der gerade leitende Thyristor jeweils sperren muss, bevor erneut gezündet werden kann. Entsprechend dem verzögerten Nullwerden des Stromes kann auch die erneute Zündung nur gegenüber dem „natürlichen“ Nulldurchgang verzögert eintreten mit der Bedingung, dass ein Stromsprung aufgrund der vorhandenen Induktivität nicht möglich ist. Eine genaue theoretische Betrachtung führt zu dem Ergebnis, dass der „angeschnittene“ Strom sich in diesem Fall darstellen lässt durch Addition des stationären Stromes (für durchgehend leitende Thyristoren) mit einer flüchtigen Stromkomponente i_f . Die Letztere hat die Form

einer abklingenden e-Funktion mit der Zeitkonstanten $\tau = L/R$. Ihr Anfangswert ist gerade so groß, dass sie zusammen mit dem stationären Strom im Schalt Augenblick den resultierenden Strom null ergibt. Mit dieser Maßgabe ist in Abb. 19.9c der Stromverlauf für die drei Fälle $\alpha = 60^\circ, 90^\circ$ und 120° zu $\varphi = 45^\circ$ konstruiert worden.

Die Spannung über der Last hat im ohmsch-induktiven Fall eine Kurvenform gemäß Abb. 19.9d. Sie ist jeweils null, wenn die Thyristoren sperren und gleich der treibenden Wechselspannung, wenn diese leiten. Die Thyristorspannung u_T springt in den Lücken der Lastspannung auf den Wert der Wechselspannung u_{\sim} und bricht auf etwa 1 V zusammen, wenn gezündet wird. Ihren prinzipiellen Verlauf zeigt Abb. 19.10.

Nach dem Löschen benötigt jeder Thyristor eine gewisse „Schonzeit“, bevor er wieder in Vorwärtsrichtung Spannung aufnehmen kann. Diese Schonzeit muss größer sein als die „Freiwerdezeit“ (5...50 μs je nach Thyristortyp), innerhalb der ein Thyristor nach dem Löschen erst seine Sperrfähigkeit in Vorwärtsrichtung (Blockierfähigkeit) wiedererlangt. Im Falle der Antiparallelschaltung wird den Thyristoren jeweils eine Schonzeit von der Dauer einer Halbschwingung zugestanden. Das ist mehr als ausreichend. Kritisch ist jedoch bei ohmsch-induktiver Last die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit du_T/dt , wie Abb. 19.10 zeigt. Um Fehlzündungen aufgrund eines zu steilen Spannungsanstiegs zu vermeiden, muss diese stets kleiner bleiben als die im Datenblatt jedes Thyristors angegebene kritische Spannungsteilheit $S_{U \text{ krit}}$. Um dies zu gewährleisten, ist eine RC-Schutzbeschaltung erforderlich, wie sie im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

Bei der Brückenschaltung nach Abb. 19.8b verbleibt bei ohmscher Belastung dem Thyristor nach dem Löschen eine gewisse Schonzeit, bis die Spannung u_{\sim} wieder soweit angestiegen ist, dass die Schleusenspannung der Gleichrichterioden – jeweils zwei in Reihe – überschritten wird. Beim direkten Betrieb am Netz (230 V, 50 Hz) ergibt sich so eine Schonzeit von mehreren Mikrosekunden. Bei ohmsch-induktiver Last dagegen wird der Thyristor in der Brücke theoretisch sofort nach dem Löschen wieder in Vorwärtsrichtung beansprucht. Dank der Sperrfähigkeit der Dioden steht aber auch hier dem Thyristor eine gewisse Schonzeit zur Verfügung. Die Schaltung erweist sich daher auch im Falle ohmsch-induktiver Last als funktionsfähig, zumindest mit zusätzlicher RC-Schutzschaltung.

Abschließend zeigt Abb. 19.11, wie sich der Stromeffektivwert I bei ohmscher und ohmsch-induktiver Last mit dem Zündwinkel ändert. Dabei dient der Scheitelwert \hat{i} der nicht angeschnittenen Stromschwingung jeweils als Bezugswert.

⁶ Vgl. Abschn. 19.2.

Literatur: [19-2, 19-3, 19-4]

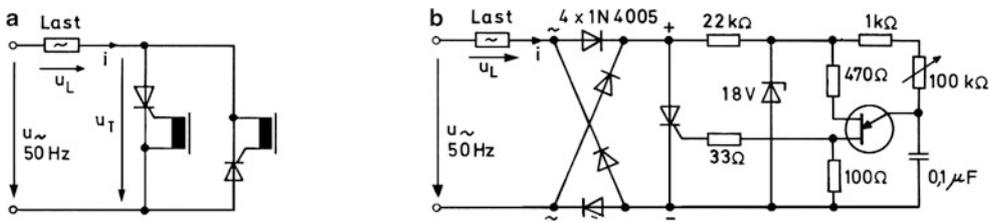


Abb. 19.8 Wechselstromsteller mit Thyristoren. a mit zwei Thyristoren, b mit einem Thyristor

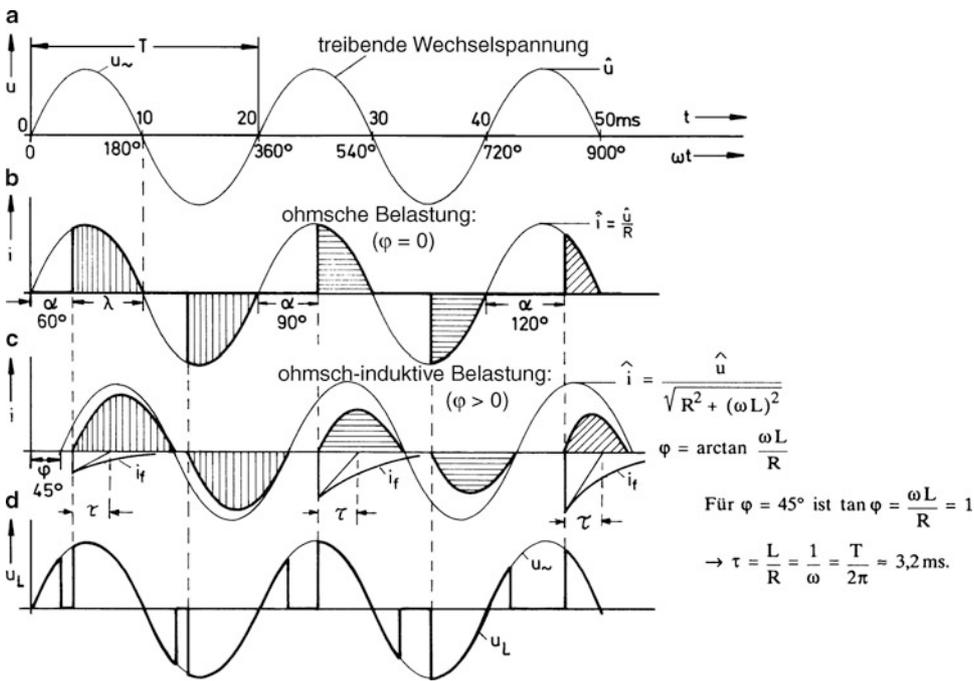


Abb. 19.9 Strom- und Spannungsverläufe

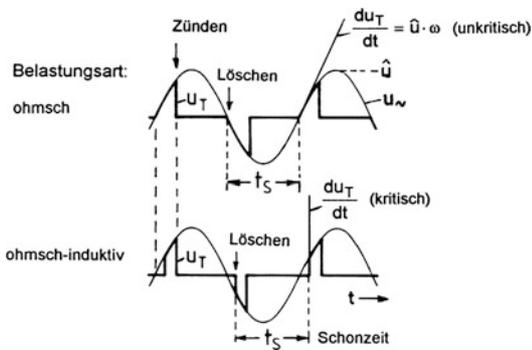


Abb. 19.10 Thyristorspannung in der Antiparallelschaltung

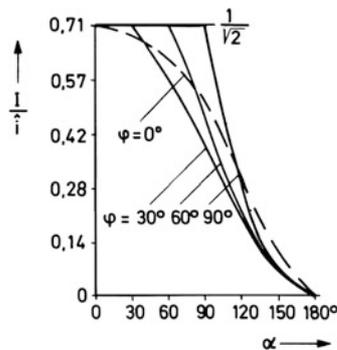


Abb. 19.11 Steuerkennlinien des Wechselstromstellers

19.4 Dynamische Vorgänge und Schutzbeschaltung

Das Zünden und das Löschen eines Thyristors sind Vorgänge, die in endlicher aber sehr kurzer Zeit ablaufen (Größenordnung einige Mikrosekunden). Während dieser Zeit ändert sich beim Betrieb im 50-Hz-Netz die treibende Wechselspannung nur sehr geringfügig, so dass man diese bei der Betrachtung des Einschalt- und Ausschaltvorganges wie eine Gleichspannung behandeln kann. Bei diesen Schaltvorgängen kann der Thyristor in verschiedener Weise übermäßig beansprucht werden, wogegen Vorkehrungen zu treffen sind. Die wichtigste Schutzmaßnahme ist die RC-Beschaltung nach Abb. 19.12a. Eine superflinke Schmelzsicherung S_i schützt zusätzlich gegen zu hohen Strom bei einem Kurzschluss über der Last.

Wird der Zündvorgang durch einen Zündstrom i_G eingeleitet, so steigt der Thyristorstrom i_T bei gleichzeitigem Zusammenbruch der Spannung u_T rasch an (Abb. 19.12b). Die Anstiegsgeschwindigkeit für den Strom ist aufgrund der resultierenden Last- und Leitungsinduktivität L stets begrenzt. Dies ist in einem gewissen Maße sogar notwendig, da ein zu steiler Stromanstieg wegen der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit des Stromes im Thyristorinneren zu einer lokalen Überhitzung des Zündgebietes führt. Zulässig sind allerdings Werte in der Größenordnung $100 \text{ A}/\mu\text{s}$, die selten erreicht werden. Andererseits erfordert die begrenzte Anstiegsgeschwindigkeit des Stromes eine bestimmte Mindestimpulslänge für den Zündimpuls, da dieser erst dann auf null abfallen darf, wenn der „Einraststrom“ erreicht ist. Darauf ist besonders bei größeren Werten der Induktivität L zu achten. Die RC-Beschaltung ist in diesem Fall als Zündhilfe nützlich, indem der aufgeladene Kondensator sich über den Thyristor beim Zünden entlädt.

Abb. 19.13 befasst sich mit dem Löschen des Thyristors. Dazu kommen zwei (nichtideale) Verhaltensweisen vor:

- vorzeitiges Löschen vor dem „natürlichen“ Stromnulldurchgang bei Unterschreitung des statischen Haltestromes I_H (Abb. 19.13b);
- verzögertes Löschen aufgrund einer Sperrverzögerung in Verbindung mit Rückstrom i_{rr} (Abb. 19.13c).

Nach der ersten Art verhalten sich z. B. schnell sperrende Kleinthyristoren bei niedriger Betriebsfrequenz (50 Hz). Die zweite Art kommt vor bei sehr steiler Stromabnahme auf Null. Sie steht im Zusammenhang mit dem Trägerstau-Effekt (TSE)⁷. Ohne Schutzbeschaltung können beim plötzlichen

Sperren in jedem Fall hohe und schwer kontrollierbare Spannungsspitzen über dem Thyristor auftreten, die durch die Induktivität L bei plötzlicher Stromänderung induziert werden (positiv im Fall a, negativ im Fall b). Damit wirkt die Induktivität einem Stromabriss entgegen.

Die induzierte Spannung kann wesentlich reduziert werden durch die RC-Beschaltung, weil der Strom i_L dann beim Löschen des Thyristors auf den Nebenzweig umschwenken und in dem mit L und C gebildeten Schwingkreis abklingen kann. Die Spannung u_T schwingt dabei etwa nach Abb. 19.13b, c auf die stationäre Generatorspannung u_{\sim} ein, wenn der Kreis gemäß Gl. (1) bedämpft ist⁸.

Das Einschwingen der Spannung vollzieht sich dann mit einer endlichen Geschwindigkeit du_T/dt . Diese kann man näherungsweise berechnen, wenn man dem Thyristor vereinfachend ideale Löscheigenschaften unterstellt (Löschen bei $i_L = i_T = 0$). Dann erhält man für die Stromänderungsgeschwindigkeit die Gl. (2) und daraus für die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung die Gl. (3). Mit der Letzteren kann man in Verbindung mit Gl. (1) das RC-Glied so dimensionieren, dass die Anstiegsgeschwindigkeit du_T/dt stets kleiner bleibt als die kritische Spannungsteilheit S_{Ukrit} des Thyristors. Das ist wichtig, weil z. B. ein antiparallel geschalteter zweiter Thyristor – siehe Wechselstromsteller – durch einen zu steilen Spannungsanstieg gezündet werden kann. Es ist zweckmäßig, die Verhältnisse mit dem Oszilloskop zu kontrollieren. Für kritische Fälle stellt die Industrie Dimensionierungshilfen zur Verfügung, die noch zusätzliche Parameter berücksichtigen.

Wenn beim Ein- und Abschalten von Verbrauchern mit Thyristoren steile Strom- und Spannungsänderungen an der speisenden Leitung verursacht werden, pflanzen sich diese als Hochfrequenzstörung wellenartig über die Leitung fort und stören u. U. andere Verbraucher, z. B. Rundfunkgeräte. Die Leitung selbst kann man dabei als ein LC-Gebilde betrachten (in Abb. 19.14 gestrichelt). Eine wirksame „Entstörung“ muss steile Strom- und Spannungssprünge dämpfen. Der Stromanstieg beim Einschalten wird in vielen Fällen durch die Eigeninduktivität L der Last hinreichend gedämpft (Abb. 19.14a). Andernfalls kann dazu eine besondere „Stör-schutzdrossel“ L_s eingesetzt werden (Abb. 19.14b). In jedem Falle ist ein „Stör-schutzkondensator“ C_s sinnvoll, der beim Abschaltvorgang zusammen mit der Induktivität L bzw. L_s und dem RC-Glied parallel zum Thyristor einen gedämpften Schwingkreis bildet und die beim Abschalten freiwerdende Energie der Induktivität aufnehmen kann. Die in Abb. 19.14 gezeigten Schaltungsbeispiele sind von grundsätzlicher Art.

⁸ Der Vorgang wird aperiodisch für $R + R_L > 2\sqrt{L/C}$ (siehe Abschn. 5.7 und auch Abschn. 7.3).

⁷ Vgl. dazu die Beschreibung des Trägerstau-effektes bei der einfachen Diode in Abschn. 3.2 und Anhang B.3.

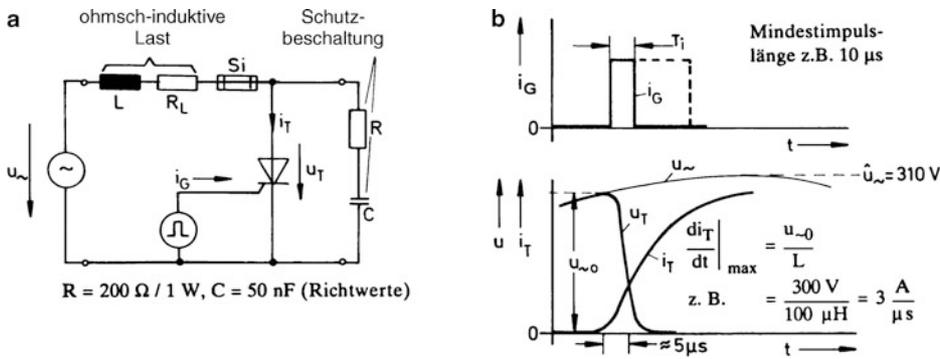


Abb. 19.12 Beschreibung des Zündvorganges. **a** Schaltung mit ohmsch-induktiver Last, **b** Zeitverläufe bei Netzbetrieb

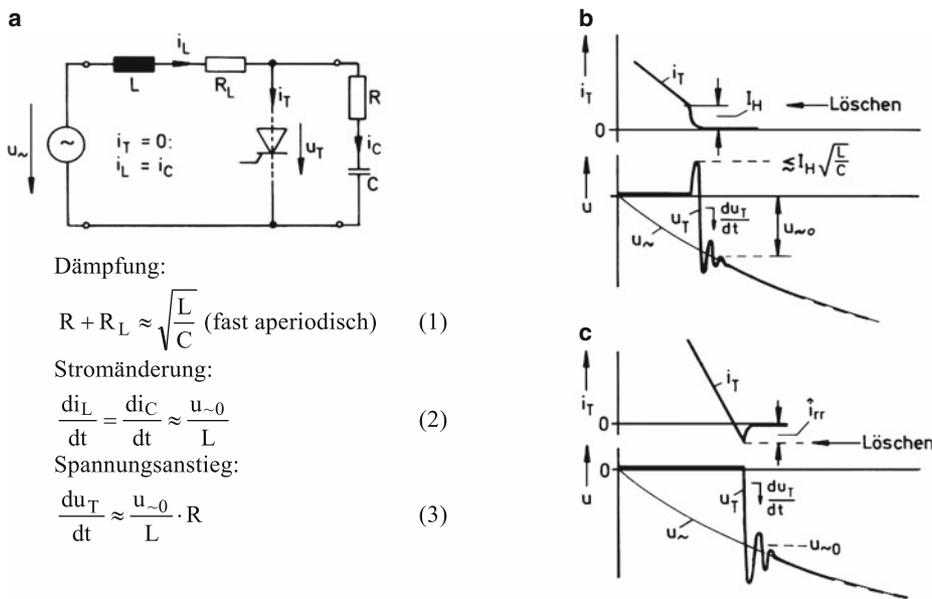


Abb. 19.13 Beschreibung des Löschvorganges. **a** Zusammenhänge, **b** vorzeitiges Löschen, **c** verzögertes Löschen

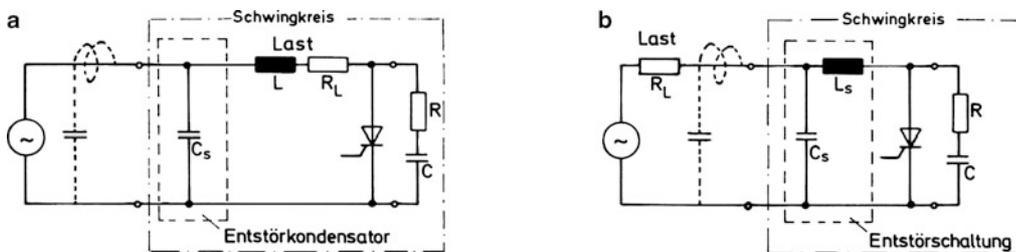


Abb. 19.14 Dämpfung von Hochfrequenzstörungen. **a** bei induktiver Last (z. B. Motor) in Thyristornähe, **b** bei ohmscher Last (z. B. Glühlampe) in Thyristorferne

19.5 Triac, Grundbegriffe und Anwendungsbeispiel⁹

Der Triac ist ein Zweirichtungs-Thyristor, auch bidirektionaler Thyristor genannt. Er besteht aus einem mehrschichtigen Kristall nach Abb. 19.15a, der die Antiparallelschaltung zweier Thyristoren enthält. Das erkennt man an der Schichtenfolge pnpn auf der einen und npnp auf der anderen Seite. Dabei wird jeweils die Katode des einen Thyristors mit der Anode des anderen durch einen äußeren Metallbelag zusammengeschaltet. Es ist daher sinnvoll, beim Triac die Bezeichnungen Anode und Katode aufzugeben und stattdessen nur von Hauptelektrode 1 (H1) und Hauptelektrode 2 (H2) zu sprechen. Man findet dafür auch oft die englischen Bezeichnungen MT1 und MT2 (*main terminal*). Die Gatelektrode G ist beiden Thyristorsystemen gemeinsam. Sie ist auf der Seite der Hauptelektrode 1 angeordnet und hat Kontakt mit der durchgehenden p-Schicht und einer inselförmig angeordneten n-Schicht. Die Letztere bildet mit den folgenden p- und n-Schichten einen integrierten npn-Transistor, dem es zu verdanken ist, dass der Triac mit Gateströmen beliebiger Richtung gezündet werden kann. Bei ausreichendem Gatestrom schaltet jeweils diejenige Triachälfte durch, deren äußere p-Schicht – als Anode wirkend – gerade ein höheres Potential hat als die zugehörige äußere n-Schicht (Katode) auf der gegenüberliegenden Seite des Kristalls¹⁰.

In Verbindung mit dem Schaltzeichen nach Abb. 19.15b werden die Vorzeichen für alle äußeren Spannungen und Ströme durch die eingetragenen Zählpfeile eindeutig festgelegt. Bezugslektrode ist immer die Hauptelektrode H1. Entsprechend der symmetrischen Struktur des Triacs besitzen die Ausgangskennlinien einen nullpunktsymmetrischen Verlauf. Bevorzugte Gehäuseformen zeigt Abb. 19.15c.

Der Gatestrom (Zündstrom) kann wahlweise positiv oder negativ sein. Die zu einem bestimmten Gatestrom I_G erforderliche Gatespannung U_G ist der Eingangskennlinie nach Abb. 19.16a zu entnehmen. Wie beim Thyristor kann man das innerhalb der Streugrenzen liegende Kennlinienfeld in Gebiete mit unterschiedlicher Zündwahrscheinlichkeit unterteilen, wobei die Grenzen hier ebenso temperaturabhängig sind. Die vier möglichen Zündarten werden in Abb. 19.16b nebeneinander dargestellt. Mit Bezug auf die zugehörige Ausgangskennlinie im ersten oder dritten Quadranten (Abb. 19.15b) bezeichnet man die Zündarten oft mit I^+ , I^- bzw. III^+ , III^- . Die angegebenen Stromwerte geben die Größenordnung des jeweils erforderlichen Zündstromes an. Offenbar tritt bei der Zündart I^+ die höchste Zündempfindlichkeit, bei der Zündart III^+ dagegen die geringste

Zündempfindlichkeit auf. Wie beim Thyristor muss der Zündstrom solange fließen, bis auf der jeweils gezündeten Hauptstrecke der Einraststrom erreicht ist. Ein Weiterfließen des Gatestromes ist unkritisch, sofern der Leistungsgrenzwert für die Steuerstrecke dabei nicht überschritten wird.

Der Triac weist gegenüber dem Thyristor den Vorzug auf, dass sich mit ihm besonders einfache Wechselstromsteller und -schalter bauen lassen. Abb. 19.17a zeigt als Beispiel eine Schaltung, die als Helligkeitssteller für Glühlampen (Dimmer) und Drehzahlsteller für Wechselstrom-Kleinmotore Verwendung findet. Zur Zündung dient ein einfacher oder doppelter RC-Teiler in Verbindung mit einer Triggerdiode. In jedem Fall ist mit Rücksicht auf benachbarte Funkempfänger eine Entstörschaltung vorzusehen.

Eine RC-Schutzschaltung ist in der Regel erforderlich und übernimmt die gleiche Funktion wie beim Thyristor. Sie muss vor allem einen zu raschen Wiederanstieg der Spannung beim Kommutierungsvorgang – Stromnulldurchgang – verhindern. Dem Triac wird nämlich im Gegensatz zu den räumlich getrennten Thyristoren in der diskret aufgebauten Antiparallelschaltung wegen der engen Kopplung seiner beiden Thyristorsysteme keine Schonzeit im eigentlichen Sinne gewährt.

Die Strom- und Spannungsverläufe für Glühlampenlast in einer Schaltung mit einfachem RC-Teiler gibt Abb. 19.17b wieder. Die dargestellten Verhältnisse ergeben sich, wenn man, ausgehend von hohen Widerstandswerten, den Stellwiderstand P soweit verringert, bis gerade die Zündung einsetzt. Dies geschieht in der positiven Halbschwingung (Zündart I^+ mit größter Zündempfindlichkeit) bei einem Zündwinkel α_0 . Alle folgenden Zündwinkel α werden kleiner. Dies wird dadurch verursacht, dass bei jedem Zündvorgang dem Kondensator C stoßweise Ladung entnommen wird, was eine Phasenverschiebung der Spannung u_c nach Abb. 19.17b zur Folge hat. Der Zündzeitpunkt wird vorverlagert. Die Lampe brennt nach dem ersten Zünden sofort „mittelhell“. Erst danach kann man sie dunkler stellen durch Rückstellen des Widerstandes P auf einen höheren Wert. Dieser Hystereseeffekt wird gemildert durch die Hinzunahme eines zweiten RC-Gliedes, wie es durch Umlegen des Schalters S wirksam wird. Ferner sollte man einen Triac mit niedrigem Haltestrom verwenden.

Literatur: [19-1, 19-2, 19-4, 19-5]

DIN 41 786, 41 787 und 41 855

Anmerkung

Die in Abb. 19.17 beispielhaft angenommene Spannung von 220 V ist die früher übliche Netzspannung, zu der ein Scheitelwert von 310 V gehört.

⁹ Triac = *tr*iode *a*lternating *c*urrent switch.

¹⁰ Der Zündmechanismus wird eingehend beschrieben in [19-1].

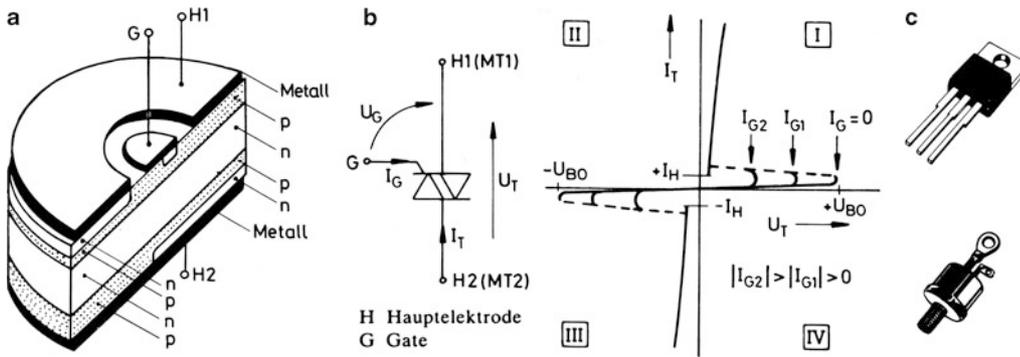


Abb. 19.15 Grundbegriffe des Triacs. **a** Aufbau (schematisch), **b** Schaltzeichen und Ausgangskennlinien, **c** Bauformen

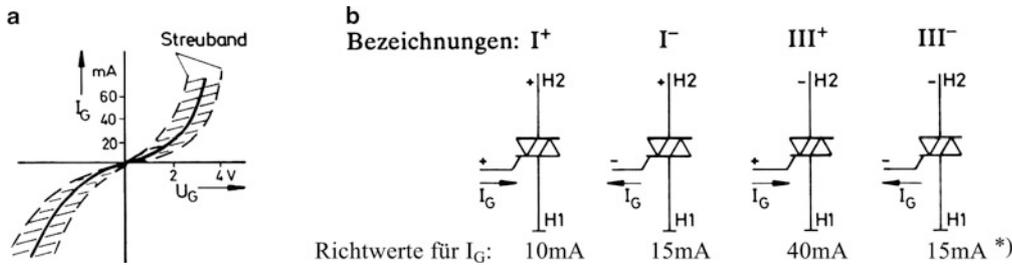


Abb. 19.16 Eingangskennlinie und Zündarten des Triacs. **a** Eingangskennlinie, **b** Zündarten. *) Die angegebenen Werte beziehen sich auf einen Triac für etwa 5 A Dauergrenzstrom. Es gibt zündempfindliche Ausführungen, die mit geringeren Zündströmen auskommen. Grundsätzlich wird das Zünden erleichtert, wenn mit Bezug auf die Hauptelektrode H1 der Zündstrom die gleiche Richtung hat wie der einzuschaltende Hauptstrom (Zündarten I^+ und III^-)

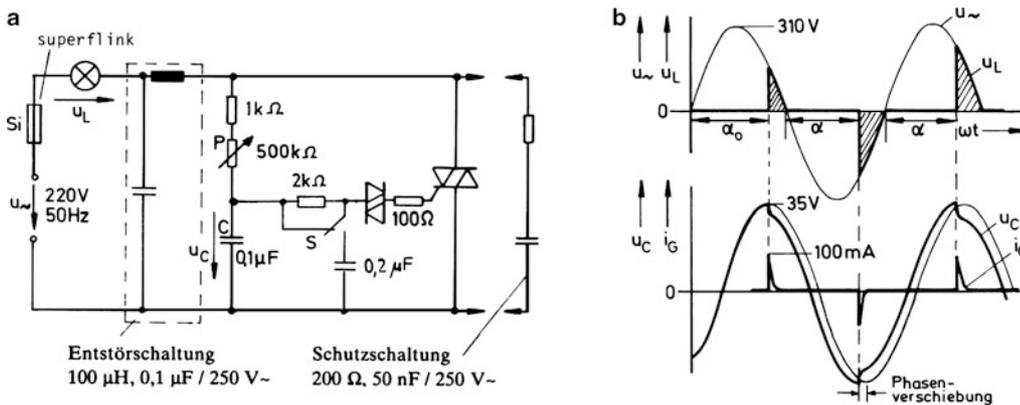


Abb. 19.17 Einfacher Wechselstromsteller mit Triac. Als Helligkeitssteller bei Glühlampen wird die Schaltung auch als Dimmer bezeichnet. Sie arbeitet offenbar mit den Zündarten I^+ und III^-

19.6 Wechselstromschalter mit Triacs und Thyristoren

Triacs und Thyristoren finden breite Anwendung als kontaktlose Wechselstromschalter. Dabei ist es vorteilhaft, den Steuerkreis vom Arbeitskreis wie beim herkömmlichen Relais galvanisch zu trennen. Der einfachste Schalter dieser Art ist ein Optokoppler mit Fototriac entsprechend Abb. 19.18a. Bei Beleuchtung wird der Triac gezündet. Nach dem Abschalten der Beleuchtung löscht er, wenn am Ende der betreffenden Stromhalbschwingung der Haltestrom unterschritten wird. Eine RC-Schutzbeschaltung mindert die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit beim Löschen (Sperren).

An die Stelle des Optokopplers mit Fototriac kann auch ein Thyristorkoppler treten, wenn man diesen mit einer Gleichrichterbrücke entsprechend Abb. 19.18b kombiniert. Mit dem Gateableitwiderstand R_G (10... 100 k Ω) lässt sich die Zündempfindlichkeit beeinflussen. Sie wächst mit steigendem Widerstandswert. Bei ausreichendem Steuerstrom I_F kann man den Widerstand klein halten, wodurch sich eine relativ hohe Störsicherheit ergibt, insbesondere auch gegen Überkopfzündungen durch kurzzeitige Überspannungen.

Wenn die LEDs am Eingang von einem Gatter aus angesteuert werden, genügt ein einfacher Vorwiderstand zur Strombegrenzung¹¹. Ansonsten ist die in Abb. 19.18c angegebene Strombegrenzerschaltung mit einem parallel wirksamen Transistor nützlich, die einen weiten Schwankungsbereich für die Steuerspannung U_1 zulässt. Die Diode D schützt gegen eine Falschpolung.

Derartige Wechselstromschalter nach Art der üblichen Optokoppler sind nur geeignet für Stromstärken bis zu 0,5 A¹². Größere Ströme lassen sich jedoch schalten, wenn man den Schaltungen nach Abb. 19.18a, b Leistungsstufen entsprechend Abb. 19.19 nachschaltet. Die Optokoppler übernehmen dabei nur die Zündung der Leistungsstufe, wenn über die gestrichelte Klemmstelle eine Verbindung hergestellt wird. Die übliche RC-Schutzschaltung wird an den Leistungsausgang verlagert und häufig mit einem Varistor (VDR) kombiniert¹³.

Alle Leistungsstufen sind mit Gateableitwiderständen (1 k Ω) versehen, um innere und äußere Leckströme ohne Verursachung einer Fehlzündung abzuleiten. Die Widerstände R_V begrenzen den Gatestrom, was im Übrigen auch durch den Zusammenbruch der Spannung über der Leistungsstufe bei deren Zündung geschieht. Im Abb. 19.19b wird in ge-

schickter Weise die Schutzschaltung als Siebglied für die Zündstufe genutzt, so dass diese besser gegen Störimpulse (Transienten) aus dem Netz geschützt ist. Die in Abb. 19.19c vorhandenen Dioden schützen die Gate-Katoden-Strecken vor Rückwärtsspannungen.

Die bisher gezeigten Schalter besitzen den Nachteil, dass bei jedem Phasenwinkel der Wechselspannung eingeschaltet werden kann. Wesentlich besser ist es, wenn man die Zündung der Triacs oder Thyristoren praktisch im Nulldurchgang der Wechselspannung vornimmt, weil sich auf diese Weise Einschaltüberströme und von daher verursachte Netzstörungen weitgehend eindämmen lassen. Man bezeichnet derartige Wechselstromschalter als Nullspannungsschalter (*zero voltage switch*, ZVS).

Abb. 19.20a zeigt die Realisierung mit Hilfe eines Fotothyristors. Es handelt sich dabei im Grunde um die Schaltung nach Abb. 19.18b, die lediglich durch einen Nulldurchgangsdetektor bzw. eine Zündsperrre mit Transistor T ergänzt ist. Sobald die Wechselspannung nach jedem Nulldurchgang etwa 12 V überschreitet, wird über den Teiler $R_1 - R_2$ Transistor T aufgesteuert, der dann für die Folgezeit eine Zündung verhindert. Das Einschalten der LED wird also erst mit dem Beginn der nächsten Halbschwingung wirksam.

Abb. 19.20b zeigt einen entsprechenden Nullspannungsschalter mit einem einfachen Transistorkoppler und einem normalen Kleinthyristor. Der Zündstrom für den Thyristor fließt über den Widerstand R_3 , wird aber normalerweise abgeleitet über Transistor T. Nur bei eingeschalteter LED bleibt der Transistor für kurze Zeit nach dem Nulldurchgang gesperrt, wodurch eine Zündung erfolgen kann.

Die Kombination eines Nullspannungsschalters mit einer Leistungsstufe wird häufig in Modulform aufgebaut. So entsteht ein Halbleiterrelais mit der Eigenschaft eines Nullspannungsschalters. Abb. 19.21 zeigt eine Ausführungsform und die Funktion beim Schalten eines ohmsch-induktiven Verbrauchers am Netz, was natürlich nur bei entsprechend spannungsfesten Ausführungen möglich ist¹⁴.

Abb. 19.21b zeigt den Ablauf eines Schaltspiels. Erkennbar ist das Einschalten zum Nulldurchgang der Netzspannung und das Sperren beim Nulldurchgang des Laststromes, der in diesem Fall gegenüber dem Spannungsnulldurchgang verzögert ist. Der dabei auftretende rasche Spannungsanstieg am Schaltelement ist für die Thyristorstufe relativ unproblematisch, setzt aber bei der Triacstufe eine sorgfältige Dimensionierung der RC-Schutzschaltung voraus.

Literatur: [19-4, 19-5, 19-6, 19-7]

¹¹ Siehe Anhang B.3.

¹² Siehe Anhang B.17.

¹³ Siehe Anhang B.2.

¹⁴ Siehe Anhang B.19.

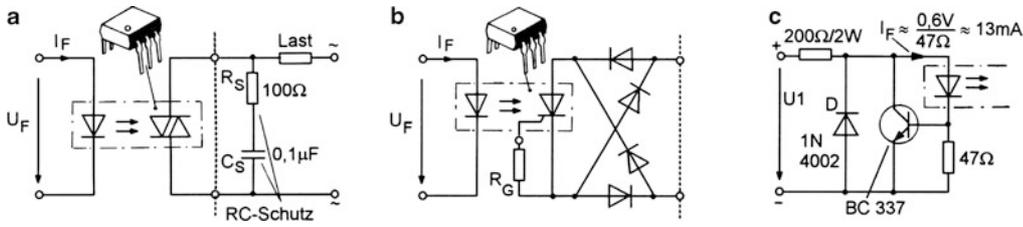


Abb. 19.18 Grundsaltungen zum optisch gesteuerten Wechselstromschalter. **a** mit Fototriac, **b** mit Fotothyristor, **c** Eingangsschutzschaltung

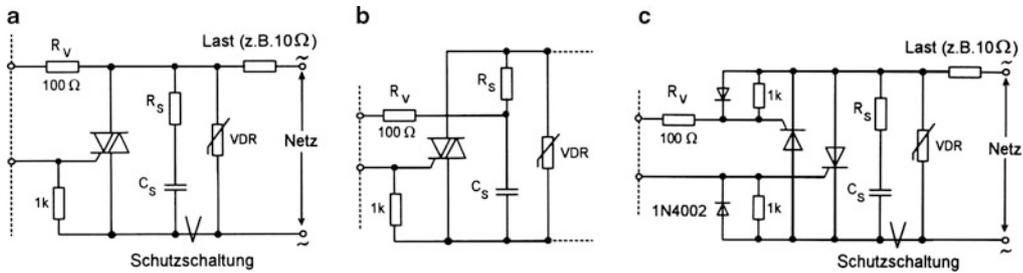


Abb. 19.19 Leistungsstufen mit Schutzbeschaltung. **a** mit Leistungstriac, **b** mit verbessertem Schutz, **c** mit Leistungthyristoren

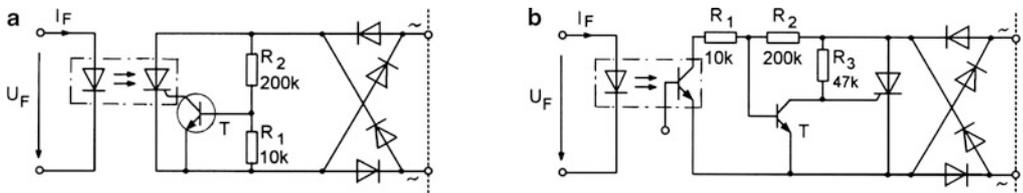


Abb. 19.20 Ansteuerschaltungen mit Nullspannungsschalter. **a** mit Fotothyristor-Koppler, **b** mit Fototransistor-Koppler

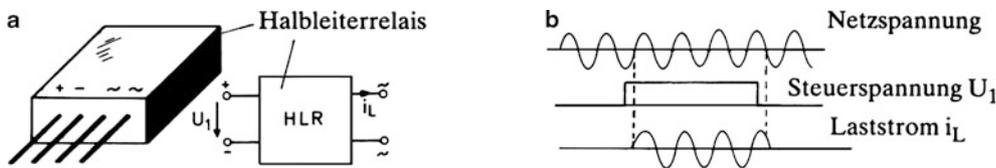


Abb. 19.21 Wechselstrom-Halbleiterrelais. **a** Bauform und Schaltzeichen, **b** Arbeitsdiagramm

19.7 Ansteuerbausteine für Triacs

Neben den einfachen EIN/AUS-Schaltern gibt es auch höher entwickelte Bausteine für vielfältige Steueraufgaben. Abb. 19.22 zeigt den Baustein CA3059 mit einer etwas vereinfachten Schaltungsdarstellung in einer Anwendung als Heizungsregler. Punkt 7 stellt den Schaltungsnullpunkt dar, der mit einer der beiden Netzklemmen verbunden wird. Mit Bezug darauf erzeugen die Z-Dioden ZD1 und ZD2 am Punkt 5 eine trapezförmige Wechsellspannung. Aus dieser wird mit Diode D und dem externen Kondensator C zunächst eine Betriebsgleichspannung gewonnen. Die Trapezspannung steuert ferner einen Brückengleichrichter, der seinerseits den Transistor T3 aufsteuert, wenn man von einem kurzen Intervall beim Nulldurchgang der Netzspannung absieht. In diesem Intervall wird T3 kurzzeitig gesperrt, T4 leitet, T5 sperrt und T6 gibt einen Zündimpuls auf den Triac. Die Zündung wird jedoch unterbunden, wenn in dem aus Transistor T1 und T2 gebildeten Differenzverstärker Transistor T1 leitet und so Transistor T3 ständig aufsteuert. Das geschieht immer bei ausreichend niederohmigem Heißeiter HL. Bei einer Abkühlung wird dieser hochohmiger, Transistor T1 sperrt dann, und die Zündblockade wird aufgehoben. Potentiometer P dient einer Einstellung des Schaltpunktes, d. h. der Solltemperatur. Der Differenzverstärker wirkt offenbar als Komparator bzw. als Zweipunktregler, dem sich Transistor T3 in Verbindung mit der Gleichrichterbrücke als Nulldurchgangsdetektor anschließt. Über die Anschlüsse 14, 1 und 6 lassen sich Verriegelungen vornehmen.

Die Schaltung nach Abb. 19.22 weist eine nur geringe Schaltdifferenz (Schalthysterese) auf. Eine definierte größere Schalthysterese lässt sich einstellen, wenn man eine Mitkopplung im Sinne einer Triggerschaltung einführt. Dies geschieht, wenn die im Schaltbild eingetragene externe Brücke zwischen Punkt 7 und 8 ersetzt wird durch einen kleinen Widerstand. Wenn dann bei steigendem Potential am Punkt 13, Transistor T2 aufgesteuert wird, erfährt Punkt 13 eine zusätzliche Potentialanhebung, und Transistor T1 wird vollends gesperrt. Anschließend muss der Heißeiter stärker erwärmt werden, um T1 wieder aufzusteuern.

Bei höheren Ansprüchen an die Regelgenauigkeit arbeitet man mit einer Schwingungspaket- oder Impulsgruppensteuerung. Dabei wird die Betriebsspannung für den Verbraucher mit einem bestimmten Takt für die Dauer einiger Netzperioden zu- und dann wieder abgeschaltet. Über das Tast-

verhältnis kann man bei fester Schaltfrequenz den Strom- bzw. Leistungsmittelwert variieren¹⁵. Abb. 19.23 zeigt ein Anwendungsbeispiel mit dem integrierten Baustein TDA 1023, der speziell für diesen Zweck entwickelt wurde. Es handelt sich wieder um die Schaltung einer Heizungsregelung. Das Sollwertpotentiometer P und der Heißeiter HL als Temperaturfühler sind Teile einer Brückenschaltung, aus der eine Vergleichsspannung U_v gewonnen wird. Über die Höhe dieser Vergleichsspannung wird in Verbindung mit einem internen Rampengenerator gemäß Abb. 19.23b das Tastverhältnis für den Arbeitstakt des Triacs variiert. Dabei sorgt ein Nulldurchgangsdetektor dafür, dass grundsätzlich nur im Nulldurchgang der Netzspannung eingeschaltet wird, um die Schaltstörungen im Netz gering zu halten. Bei längerer Fühlerleitung sollte man zur Vermeidung von Einstreuungen auf den Eingang den gestrichelt eingetragenen Kondensator C_s ($\approx 100 \text{ nF}$) vorsehen¹⁶.

Die Schwingungspaketsteuerung ist nur geeignet für relativ träge Verbraucher wie Heizgeräte. Sie ermöglicht eine quasi-stetige Heizungsregelung, wenn die Schaltperiode klein ist im Vergleich zu der üblicherweise recht großen thermischen Zeitkonstante. Für eine Helligkeitssteuerung im 50-Hz-Netz ist sie nicht anwendbar wegen des auftretenden Flackereffektes, ebensowenig für eine Motorsteuerung. Dazu eignen sich nur Phasenanschnittsteuerungen, für die es auch eine Vielzahl von integrierten Steuerbausteinen gibt.

Ein Beispiel ist der Baustein TEA 1007 nach Abb. 19.24, vorzugsweise als Drehzahlsteller für Wechselstrommotore. Dieser wird ebenfalls unmittelbar am Netz betrieben. Die notwendige Betriebsgleichspannung wird mit Diode D in Verbindung mit einer internen Z-Diode erzeugt und mit Kondensator C geglättet. Zur Drehzahleinstellung dient das Potentiometer P. Damit wird eine Gleichspannung eingestellt, die in Verbindung mit einer intern erzeugten Sägezahnspannung den Zündwinkel bzw. Stromflusswinkel für den Triac bestimmt. Die Steigung der Rampenspannung kann eingestellt werden mit dem externen Widerstand am Anschluss 3, ihre Synchronisierung mit dem Netz erfolgt über Anschluss 5. Mit Anschluss 4 wird der Schaltzustand des Triacs abgefragt und nach jedem Löschen die Freigabe des Zündimpulses vorbereitet.

Literatur: [19-4, 19-5, 19-9]

¹⁵ Vgl. Impulsbreitenmodulator im Abschn. 20.12.

¹⁶ Der Baustein TDA 1023 ist erhältlich im 16-Pin-DIP, s. Anhang B.19.

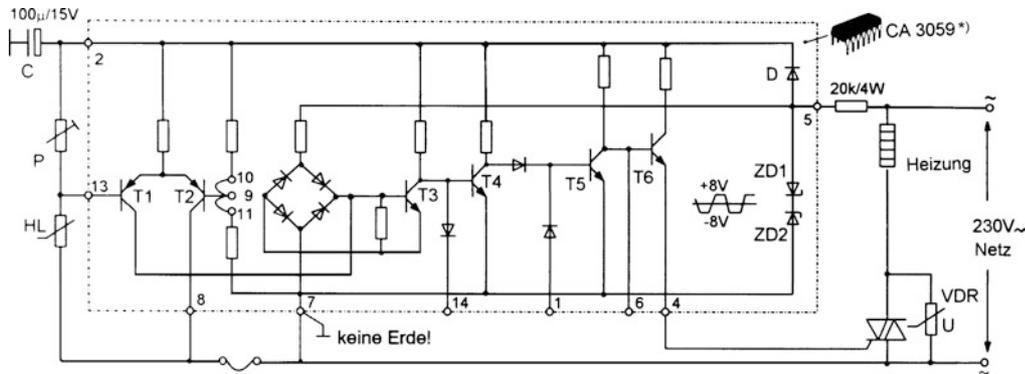


Abb. 19.22 Baustein CA3059 als Heizungsregler für Netzbetrieb (vereinfacht). *) Baustein der Fa. Harris. Die Brücken zwischen den Klemmen 9–10 und 9–11 sind extern anzubringen

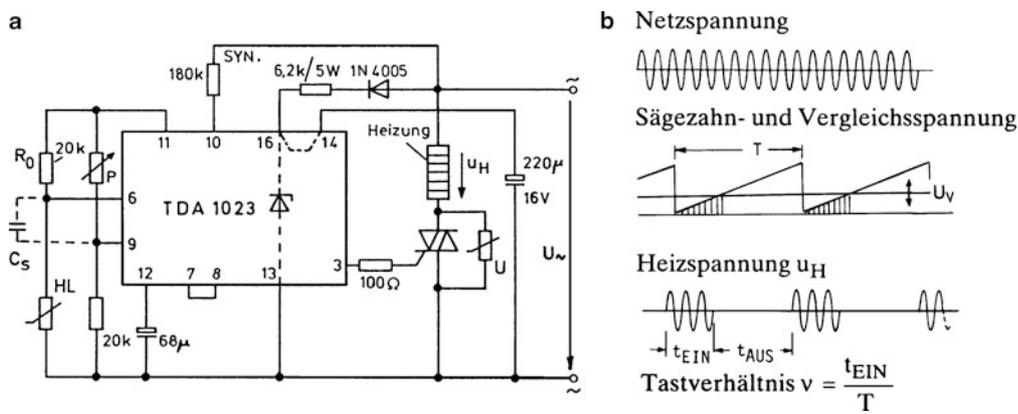


Abb. 19.23 Quasistetige Heizungsregelung mit Schwingungspaketsteuerung. **a** Schaltung, **b** Arbeitsdiagramm

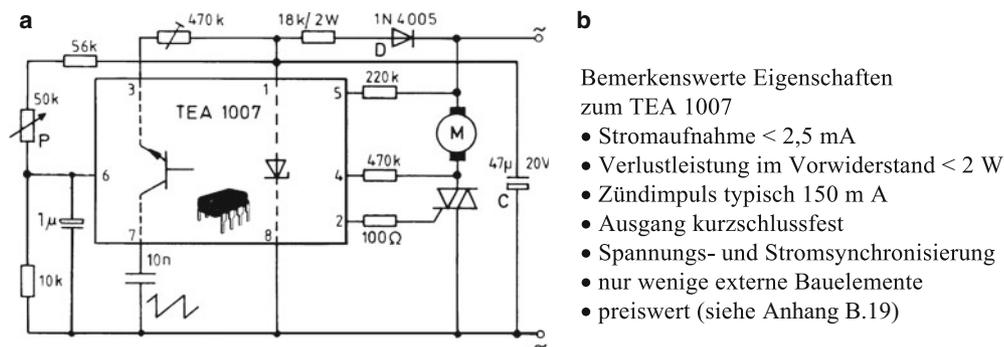


Abb. 19.24 Drehzahlsteuerung mit Phasenanschnittsteuerung. Entstörglieder und RC-Schutzbeschaltungen sind im Schaltbild nicht eingetragen. Bei ohmscher Last kann man den Triac hinreichend schützen durch einen Metalloxid-Varistor (350 V/1 mA) entsprechend Abb. 19.23 und 19.24. **a** Schaltung mit Baustein TEA 1007, **b** Besondere Merkmale

19.8 Zeitsteuerungen mit Triacs

Mit dem integrierten Baustein SAB 0529 bzw. seinem Nachfolger SAE 0530 ist es möglich, im direkten Netzbetrieb Zeitsteuerungen von Wechselstromverbrauchern über Triacs vorzunehmen. Abb. 19.25 zeigt die Schaltung für das zeitbegrenzte Einschalten einer Lampe, beispielsweise als Treppenlicht. Durch kurzzeitiges Betätigen des Schalters S wird über den Anschluss T der Triac gezündet und gleichzeitig ein voreinstellbarer netzgetakteter Zähler in Gang gesetzt. Nach Ablauf einer einstellbaren Zeit setzt sich der Zähler automatisch zurück und schaltet die Zündung wieder ab.

Der Baustein befindet sich in einem 18 Pin-DIP¹⁷. Mit Hilfe der externen Diode D und der internen Z-Diode DI wird die notwendige Betriebsgleichspannung ($U_S \approx 7\text{ V}$) erzeugt, die von dem externen Elko C geglättet wird. Pin 1 wird damit zum Schaltungsnullpunkt (Masse, L-Potential) für den Baustein. Die Plusseite (Pin 18) ist mit der oberen Netzleitung ständig verbunden (H-Potential). Das an Pin 2 erzeugte netzsynchrone Taktsignal steuert den Teiler 1 des Zählers, der eine nach Abb. 19.25b programmierbare Grundzeit abzählt und dann weiterschaltet auf Teiler 2. Dieser vervielfacht die Grundzeit und leitet dann über den Anschluss Reset die Rückstellung ein. Mit dem eingetragenen Abgriff ergibt sich eine Vervielfachung, so dass die gesamte Verzögerungszeit $T = 4\text{ min}$ wird bei einer Grundzeit (HLL) von 1 min.

Die Schaltung führt so die in Abb. 19.25c dargestellte „Einschaltwischfunktion“ aus, versehen mit einer geringfügigen Totzeit $T_t \approx 20\text{ ms}$ beim Starten. Durch Umlegen des Anschlusses FU (Pin 4) von L auf H ist die zweite Funktion herstellbar, die in der Relais-technik als „Rückfallverzögerung“ bezeichnet wird. Nutzt man die Möglichkeit der Wired-AND-Verknüpfung an den Pins 9 bis 14, so kann man zu beiden Funktionen eine Zeitvervielfachung um den Faktor 63 erreichen. Damit erhält man für die maximale Verzögerungszeit: $T = 63 \cdot 30\text{ min} = 31,5\text{ Stunden}$.

Die Schaltung bietet auch Wahlmöglichkeiten hinsichtlich der Triac-Zündung mit den Steueranschlüssen TC und TS. Grundsätzlich wird gezündet nach den Zündarten I⁻ und III⁻ mit Stromimpulsen oder mit Dauerstrom¹⁸. Zur Abb. 19.25 werden über einen internen Nullspannungsschalter Zündimpulse beim Nulldurchgang der Netzspannung erzeugt, wobei die Synchronisierung über den Widerstand R_{Syn} geschieht. Die Höhe des Zündstromes wird bestimmt durch den Widerstand R_G .

Da bei induktiven Verbrauchern der Strom gegenüber der Spannung nacheilt, muss in diesem Fall die Zündung auf die Nulldurchgänge des Stromes synchronisiert werden. Abb. 19.26a zeigt diese Art der Zündung für einen Motor als induktive Last. Die Breite der Zündimpulse wird dabei bestimmt durch die Kapazität C_e .

In Abb. 19.26b ist die für kritische Fälle zweckmäßige Dauerzündung mit Gleichstrom gewählt. Es handelt sich um den Fall einer Trafolast mit Gleichrichter und lückendem Laststrom, wie er bei Ladegeräten und Netzgeräten mit Ladekondensator vorkommt.

Abb. 19.27 zeigt vier Möglichkeiten der Startung des Zeitablaufs beim SAB 0529. Wesentlich dabei ist, dass der zuvor auf LOW-Potential liegende Anschluss 3 die Schaltschwelle von etwa 0,6 V überschreitet. Nach Abb. 19.27a geschieht dies automatisch beim Einschalten der Netzspannung, wobei die Z-Diode dafür sorgt, dass sich vorher eine ausreichende Betriebsspannung U_S einstellt.

In der Schaltung nach Abb. 19.27b wird die Schaltschwelle überschritten, wenn der Taster gedrückt wird. In der Schaltung nach Abb. 19.27c geschieht das Gleiche beim Ansteuern des Optokopplers. Komplizierter wird es, wenn ein vorhandener Lichtschalter die Auslösung des Startimpulses für einen weiteren Verbraucher übernehmen soll. Abb. 19.27d zeigt dazu eine schaltungstechnische Lösung. Sobald der Lichtschalter LS schließt, wird über den Pull-up-Widerstand der Start-Eingang ständig „hochgezogen“. Bei offenem Schalter wird dieser Vorgang mit jeder negativen Halbschwingung der Netzspannung unterbrochen, so dass wegen der internen Totzeit eine Auslösung unterbleibt. Dank dieser Totzeit ist der Baustein auch gegen Schalterprellen seitens des Schalters LS geschützt. Im Übrigen sind sowohl die Einschaltwischfunktion als auch die Rückfallverzögerung nachtrIGGERBAR.

Beim neuen Baustein SAE 0530 sind die Beschaltungen nach Abb. 19.27 etwas einfacher. Da bereits ein Pull-up-Widerstand am Pin 3 integriert ist, entfallen die Z-Diode und der Widerstand R_0 zum Fall a). In den Fällen b) und c) muss zum Start eine vorher extern bestehende Verbindung zwischen den Punkten 1 und 3 aufgetrennt bzw. hochohmig werden, was wiederum durch einen Taster oder einen Optokoppler geschehen kann.

Es sei hinzugefügt, dass man mit dem Anschluss T im Betrieb „Dauerzündung“ auch ein Relais anstelle eines Triacs an der Gleichspannung U_S ein- und abschalten kann. Der maximale Strom über T beträgt 100 mA beim Baustein SAB 0529 und 150 mA beim SAE 0530.

¹⁷ Siehe Anhang B.14.

¹⁸ Siehe Abschn. 19.5.

Literatur: [19-11]

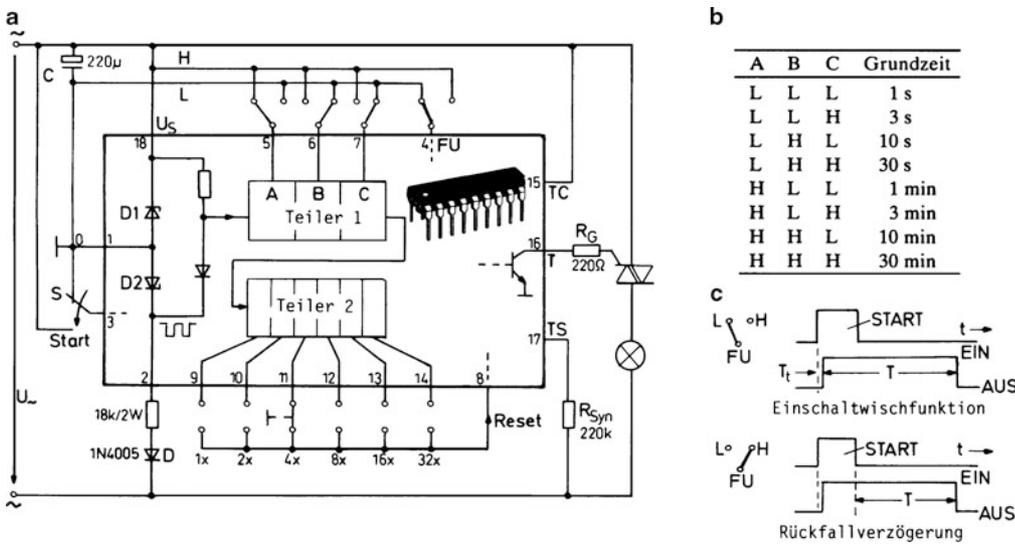


Abb. 19.25 Zeitschalter für Glühlampe am Wechselstromnetz. **a** Schaltbild mit Baustein SAB 0529 (SAE 0530), **b** Grundzeiten, **c** Funktionen

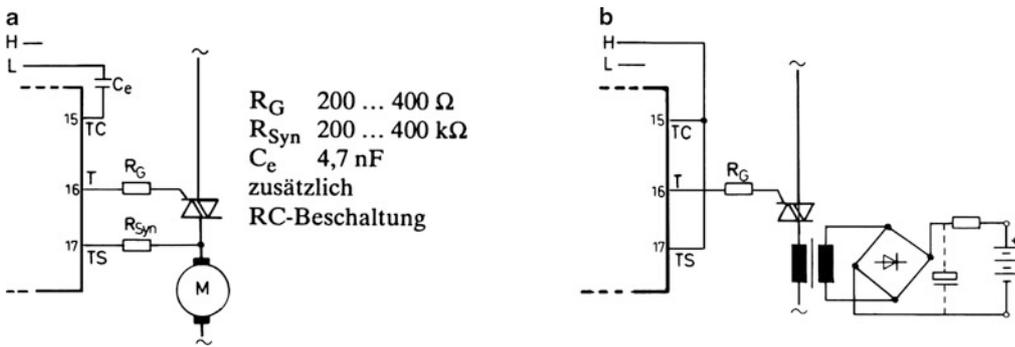


Abb. 19.26 Varianten zur Triac-Ansteuerung. **a** mit Stromsynchronisierung, **b** mit Dauerzündung

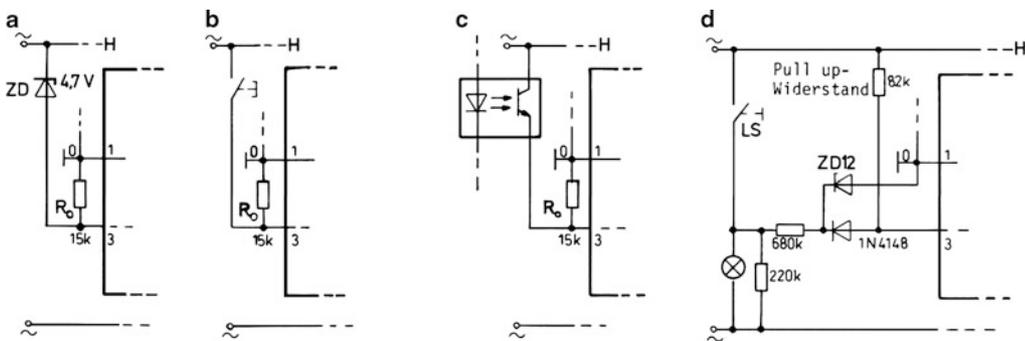


Abb. 19.27 Varianten zur Startung des Zeitablaufs beim SAB 0529. **a** automatisch mit Netzspannung, **b** mit Taster, **c** mit Optokoppler, **d** mit vorhandenem Lichtschalter

20.1 Netzgeräte mit Spannungsregler

Die für den Betrieb einer elektronischen Baugruppe erforderliche Gleichspannung wird oft durch Gleichrichtung aus der Netzwechselspannung unter Zwischenschaltung eines Transformators gewonnen. Der Letztere dient dabei zur Spannungsübersetzung und zur galvanischen Trennung vom Netz. Für die Erzeugung einer stabilen und glatten Gleichspannung wird dem Gleichrichter mit Ladekondensator üblicherweise ein Spannungsregler nachgeschaltet. Abb. 20.1a zeigt dazu die Schaltung mit einem integrierten Festspannungsregler, beispielsweise dem Typ 78XX¹.

Der Regler erzeugt darin aus der vorgeglätteten aber noch welligen Spannung u_g eine stabile Ausgangsspannung U_a . Wegen der unvermeidlichen Leitungsinduktivität zwischen Ladekondensator C_L und Regler können leicht Regelschwingungen auftreten, zu deren Vermeidung man grundsätzlich einen induktivitätsarmen Kondensator C_e ($0,1 \dots 1 \mu\text{F}$) unmittelbar am Regler zwischen den Schaltungspunkten E und M anbringt. Empfehlenswert ist zusätzlich ein induktivitätsarmer Tantal-Kondensator $C_a \approx 1 \mu\text{F}$ am Ausgang. Eine zwischen die Klemmen E und A geschaltete Diode schützt den Regler vor schädlichen Rückströmen, die auftreten können, wenn die Eingangsspannung abgeschaltet wird.

Abb. 20.1b veranschaulicht die Spannungen am Regler. Aus der pulsierenden Gleichspannung u_g am Eingang wird die praktisch vollkommen glatte Ausgangsspannung U_a . Der schraffierte Spannungsanteil wird vom Regler aufgenommen. Man findet nur einen sehr geringen Anteil der Welligkeit ΔU in der Ausgangsspannung wieder. Bei guten Reglern ist die „Brummspannungsunterdrückung“ (*ripple rejection*) besser als $1000 : 1$ (60 dB). Voraussetzung ist dafür im Allgemeinen, dass die Eingangsspannung mindestens um den Betrag $U_D \approx 2 \text{ V}$ über der Spannung U_a liegt. Man bezeichnet diesen Mindestwert als „Drop-out-Spannung“. Wird er unterschritten, so erhält man Spannungseinbrüche zu den Zeiten t_1, t_2 usw. in der ansonsten glatten Ausgangsspannung. Es ist also wichtig, dass dem Regler ein gewisser Spannungsüberschuss zur Verfügung steht. Abb. 20.2 zeigt ein entsprechendes Dimensionierungsbeispiel unter Berücksichtigung von Netzspannungsschwankungen.

Falls der zur Verfügung stehende Spannungsüberschuss nicht ausreicht, kann man anstelle eines Standard-Reglers

einen „Low-DROP-Regler“ verwenden, der mit einer kleineren Längsspannung $U_D (< 1 \text{ V})$ auskommt². Dadurch wird der Wechselspannungsbedarf etwas geringer. Notfalls kann man auch den Ladeelko etwas vergrößern, womit die Gleichspannung U_{g0} – Mittelwert der Spannung u_g – größer und die Spannungswelligkeit kleiner wird.

Grundsätzlich ist es möglich, die pulsierende Gleichspannung u_g für den Spannungsregler auch mit einer Einwegschtaltung oder einer Mittelpunktschtaltung zu erzeugen³. Bei der Ersteren ist wegen der unsymmetrischen Betriebsweise die Leistungsausnutzung für den Transformator relativ schlecht, und man benötigt wegen der kleineren Brummfrequenz einen größeren Ladeelko. Die Schaltung ist daher nur sinnvoll für kleine Lastströme im unteren Milliampere-Bereich.

Die Mittelpunktschtaltung ist in Bezug auf den Transformator ebenfalls ungünstiger als die Brückenschaltung. Sie hat jedoch einen eindeutigen Vorteil bei niedrigen Spannungen (5 V oder kleiner). Im Gegensatz zur Gleichrichterbrücke fließt der Strom immer nur über *eine* Diode, so dass der Spannungsabfall im Gleichrichter nur halb so groß ist.

Für größere Lastströme ($> 1 \text{ A}$) stellt die Industrie ebenfalls fertige integrierte Spannungsregler zur Verfügung. Preiswerter sind jedoch in aller Regel Lösungen nach Abb. 20.3, die auf einem Standardregler basieren, dessen Strombereich durch einen externen Leistungstransistor erweitert wird.

Die Schaltung nach Abb. 20.3a verhält sich bei kleinen Lastströmen wie die Grundschtaltung, da Transistor T1 sperrt. Erst wenn der Spannungsabfall über dem Stromsensor R_{S1} größer wird als $0,6 \text{ V}$, wird der Leistungstransistor T1 leitend und übernimmt den weiteren Strom.

Abb. 20.3b zeigt eine Variante mit einem zusätzlichen Transistor T2 zur Strombegrenzung. Dieser wird beim Erreichen einer ausreichenden Spannung über dem Stromsensor R_{S2} leitend und verhindert dann ein weiteres Aufsteuern des Transistors T1.

Spannungsregler für variable Ausgangsspannung können entsprechend beschaltet werden⁴. Eine besonders einfache Schaltung ergibt sich mit dem Regler L200, dessen Grundschtaltung im Anhang B.20 angegeben wird. Abb. 20.3c zeigt die Schaltung mit zusätzlichem Leistungstransistor und unverändert wirksamer Strombegrenzung.

Literatur: [20-1, 20-2, 20-3]

² Siehe Anhang B.20.

³ Siehe Abschn. 4.7.

⁴ Siehe Abschn. 18.8 und Anhang B.20.

¹ Siehe Abschn. 18.8 und Anhang B.20.

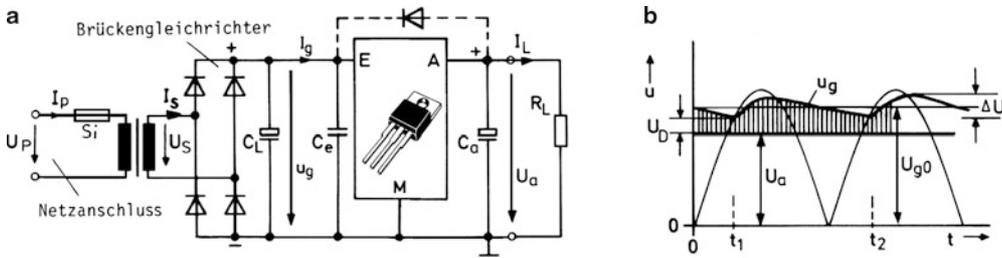


Abb. 20.1 Grundsaltung eines Netzgerätes mit Spannungsregler. **a** Schaltbild, **b** Spannungs-Zeit-Verläufe

Forderung: $U_a = 15 \text{ V}$, $I_L = 0,5 \text{ A}$ bei $U_P = 230 \text{ V} \pm 10 \%$ ($f = 50 \text{ Hz}$).

Ladekondensator Ansatz: $\Delta U = 0,2 \cdot U_a = 3 \text{ V}$. Mit $I_{g0} \approx I_L$ folgt (s. Abschn. 4.7)

$$C_L \approx 6,5 \cdot \frac{I_{g0}/\text{mA}}{\Delta U/\text{V}} \mu\text{F} = 1080 \mu\text{F} \quad \text{Gewählt: } C_L = 1200 \mu\text{F}/40 \text{ V. (Normwert)}$$

Transformator $U_{g0} \approx U_a + U_D + \frac{\Delta U}{2} \approx 15 \text{ V} + 2 \text{ V} + 1,5 \text{ V} = 18,5 \text{ V}$ (Mindestwert).

Ansatz: $U_S \approx 0,85 \cdot 18,5 \text{ V} = 15,7 \text{ V}$, $I_S \approx 1,7 \cdot I_L = 0,85 \text{ A}$ (s. Abschn. 6.5)

$$P_S \approx 1,4 \cdot U_{g0} \cdot I_{g0} = 1,4 \cdot 18,5 \text{ V} \cdot 0,5 \text{ A} = 13 \text{ VA.}$$

Gewählt: Trafo EI 54 mit Nennleistung 15 VA und Nennspannung $U_N = 18 \text{ V}$ nach Bauteilekatalog. (s. Anhang B.6)

Kontrolle: $U_{g0} \approx U_N \cdot \sqrt{2} - \Delta U/2 - 2 \cdot U_F$ ($U_F \approx$ Flussspannung Diode)
 $\approx 18 \text{ V} \cdot \sqrt{2} - 1,5 \text{ V} - 2 \cdot 1 \text{ V} \approx 22 \text{ V} > 18,5 \text{ V}!$

230 V - 10 % $U_{g0} \approx 18 \text{ V} \cdot 0,9 \cdot \sqrt{2} - 1,5 \text{ V} - 2 \cdot 1 \text{ V} \approx 19,4 \text{ V} > 18,5 \text{ V}!$

230 V + 10 % $U_{g0} \approx 18 \text{ V} \cdot 1,1 \cdot \sqrt{2} - 1,5 \text{ V} - 2 \cdot 1 \text{ V} \approx 24,4 \text{ V} = U_{g0 \text{ max.}}$

Brückengleichrichter B40 C1000 oder $4 \times 1\text{N}4001$ nach Bauteilekatalog. (s. Anhang B.3)

Spannungsregler 7815 (1 A-Typ) nach Bauteilekatalog. (s. Anhang B.20)

Kühlkörper $P_{\text{max}} = (U_{g0 \text{ max}} - U_a) \cdot I_L = (24,4 - 15) \text{ V} \cdot 0,5 \text{ A} = 4,7 \text{ W}$. (s. Abschn. 18.1)

$$T_{G \text{ max}} = T_j - P_{\text{max}} \cdot R_{\text{thJG}} = 150 \text{ }^\circ\text{C} - 4,7 \text{ W} \cdot 5 \text{ K/W} = 126 \text{ }^\circ\text{C},$$

$$R_{\text{thK}} \leq \frac{T_G - T_U}{P_{\text{max}}} - R_{\text{thGK}} \approx \frac{126 \text{ }^\circ\text{C} - 30 \text{ }^\circ\text{C}}{4,7 \text{ W}} - 1 \text{ K/W} = 19 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (\text{Abschn. 18.1}).$$

Sicherung $I_P = \frac{P_N}{U_P \cdot \eta} = \frac{15 \text{ VA}}{230 \text{ V} \cdot 0,7} \approx 95 \text{ mA}$ (η Wirkungsgrad). (vgl. Abschn. 6.5)

Gewählt: Geräteschutzsicherung $5 \times 20 \text{ mm}$, 0,125 A träge. (s. Abschn. 1.2)

Abb. 20.2 Dimensionierung eines einfachen Netzgerätes

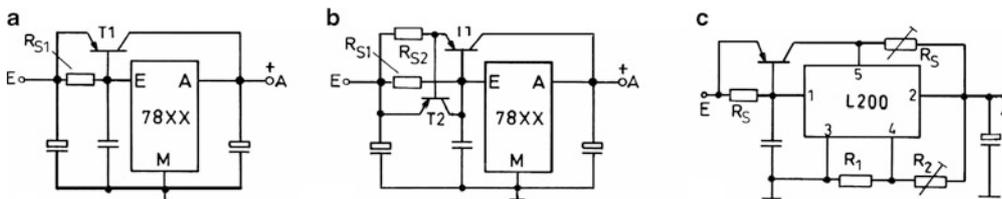


Abb. 20.3 Spannungsregler für große Lastströme. **a** ohne Strombegrenzung, **b** mit Strombegrenzung, **c** für variable Spannung

20.2 Erzeugung von mehreren Betriebsspannungen

Aus einem Transformator mit mehreren Sekundärwicklungen lassen sich entsprechend viele Gleichspannungen von beliebiger Polarität gewinnen. Für die Auswahl bzw. Dimensionierung des Transformators ist die Gesamtleistung maßgebend⁵. Die Berechnung der einzelnen Leistungsstränge erfolgt wie im vorigen Abschnitt.

Abb. 20.4a zeigt die Erzeugung einer positiven und negativen Spannung U_a mit Festspannungsreglern des Typs 78XX. Falls einstellbare Ausgangsspannungen verlangt werden, können diese Regler ersetzt werden durch den Typ 317. Dieser ebenfalls nur dreipolige Spannungsregler gestattet die Einstellung der Ausgangsspannung mit einem externen Spannungsteiler⁶.

Gelegentlich findet man als Schaltungsempfehlung auch den Typ 78XX mit einem externen Spannungsteiler zur Einstellung der Spannung. Diese Schaltung ist jedoch wesentlich schlechter als die entsprechende mit dem Typ 317, da der beim 78XX am Anschluss M austretende Strom relativ groß ist und zudem von der Eingangsspannung und der Temperatur abhängig ist. Damit ändert sich dann auch die Ausgangsspannung.

Abb. 20.4b zeigt die Erzeugung symmetrischer Spannungen unter Einsatz eines Komplementärreglers vom Typ 79XX für die negative Spannung⁷. In diesem Fall benötigt man einen Transformator mit Mittelanzapfung bzw. mit zwei gleichen Sekundärwicklungen sowie einen Brückengleichrichter. Die beiden oberen Dioden bilden dabei eine Mittelpunktschaltung für den positiven Strang, die beiden unteren für den negativen Strang. Jede Teilwicklung des Transformators beliefert demnach jede Seite mit Strom. Bei symmetrischer Ausgangsbelastung werden die Teilwicklungen stets gleichmäßig belastet wie bei der einfachen Brückenschaltung. Man setzt also die erforderliche Nennleistung des Transformators gleich dem 1,4fachen der gesamten Gleichstromleistung.

Bei hohen Ansprüchen an die Spannungssymmetrie kann man die Schaltung entsprechend Abb. 20.5a modifizieren. An die Stelle des Negativreglers 79XX ist ein diskret aufgebauter Nachlaufregler getreten, der von der positiven Ausgangsspannung geführt wird. Mit der Bedingung $u_D = 0$ folgt, dass bei gleichen Widerständen R_1 und R_2 die negative Ausgangsspannung stets gleich der positiven sein muss. Gegebenenfalls kann man mit einem Symmetrierpotentiometer

abgleichen oder auch eine gewollte Unsymmetrie einstellen. Ersetzt man den Regler 78XX durch den Typ 317, so erhält man die Möglichkeit einer kontinuierlichen und gemeinsamen Stellbarkeit der beiden Ausgangsspannungen. Unabhängig stellbar werden beide Seiten, wenn man auf das Nachlaufsystem verzichtet und die Schaltung mit den Komplementärreglern 317 (positiv) und 337 (negativ) bestückt.

Besonders einfach wird der Aufbau mit integrierten Doppelspannungsreglern, die einen Führungs- und Nachlaufregler bereits enthalten. Abb. 20.5b zeigt dazu die Schaltung mit dem Typ RC 4195 für ± 15 V und eine Strombelastung von 100 mA. Für größere Ströme können externe Leistungstransistoren zugeschaltet werden. Die Schutzdioden am Ausgang sollen eine gefährliche Umpolung des einen oder anderen Ausgangs vermeiden. Im Normalbetrieb sind beide Dioden gesperrt.

Abb. 20.6a zeigt eine Schaltung, die aus einer potentialfreien Gleichspannung symmetrische Spannungen in Bezug auf eine gegebene Masse erzeugt. Dazu dient eine Symmetrierschaltung mit einem Operationsverstärker als Spannungsfolger. Dessen P-Eingang ist mit dem künstlichen Mittelpunkt M_p verbunden. Der Operationsverstärker ist dann stets bestrebt, Potentialgleichheit zwischen seinem Ausgang (Masse) und dem Mittelpunkt M_p herzustellen. Mit der Annahme einer 9 V-Batterie am Eingang entsteht so eine $\pm 4,5$ V-Quelle.

Der Operationsverstärker nimmt in dieser Schaltung eine Symmetrierung der Last vor. Er muss jeweils soviel Strom aufnehmen bzw. abgeben, dass unter Beibehaltung symmetrischer Potentiale die Stromsumme auf der Plusseite gleich der Stromsumme auf der Minusseite ist. Im Falle $R_{L+} = R_{L-}$ ist sein Ausgangsstrom gleich null. Verschwindet die Last einseitig, so muss er den vollen Strom der anderen Seite aufnehmen bzw. liefern. Wird beispielsweise der Lastwiderstand R_{L+} sehr hochohmig, so erhält der Widerstand R_{L-} ersatzweise den gesamten Strom vom Ausgang des Operationsverstärkers, den dieser über seinen positiven Versorgungsanschluss bezieht.

Abb. 20.6b zeigt eine derartige Symmetrierschaltung, die in der üblichen Weise aus dem Netz gespeist wird und mit einer Leistungsstufe versehen ist. Die Leistungstransistoren müssen nach der größten vorkommenden Unsymmetrie der Last bemessen werden. Falls die Treiberfähigkeit des OPs bei einfachen Transistoren nicht ausreicht, kann man auch Darlingtonttransistoren verwenden.

⁵ Siehe Abschn. 6.5.

⁶ Siehe Anhang B.20.

⁷ Siehe Anhang B.20.

Literatur: [20-1, 20-2, 20-3]

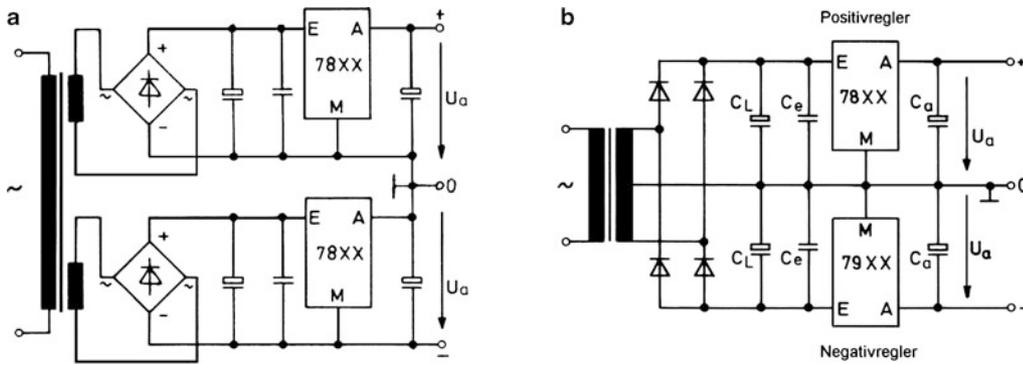


Abb. 20.4 Schaltungen zur Erzeugung einer positiven und negativen Gleichspannung. **a** mit Positivspannungsreglern, **b** mit Positiv- und Negativregler

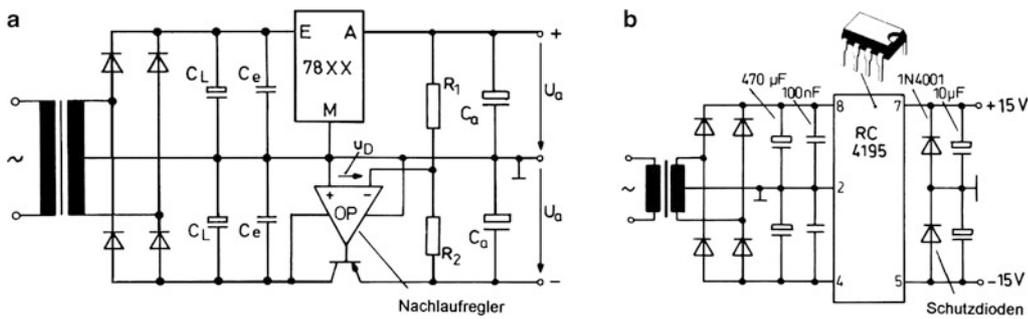


Abb. 20.5 Doppelpolige Spannungserzeugung mit Nachlaufregler (Dual tracking System). **a** mit teilweise diskretem Aufbau, **b** mit integriertem Doppelregler. Ein entsprechender einstellbarer Doppelregler ist der Typ RC 4194. Weitere Typen stellt die Fa. National Semiconductor her. Die Auswahl ist ansonsten gering

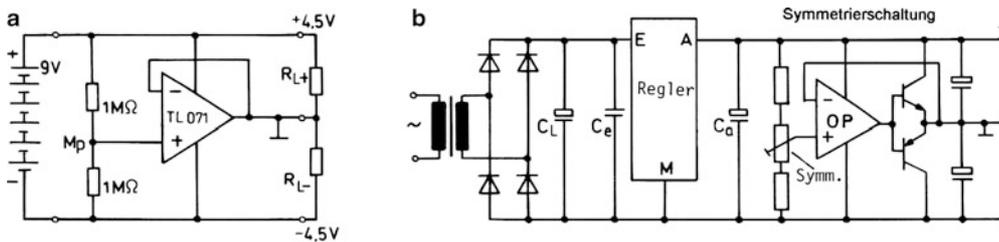


Abb. 20.6 Doppelpolige Spannungserzeugung mit potentialfreier Gleichspannungsquelle. **a** mit einfachem Operationsverstärker, **b** mit zusätzlicher Leistungsstufe. Die Leistungsstufe kann auch mit einem Leistungs-Operationsverstärker bzw. einem NF-Verstärker mit Gegentaktausgang aufgebaut werden. Eine preiswerte Lösung bietet der Typ TDA 2030

20.3 Primärzellen und Primärbatterien

Neben der Stromversorgung aus dem Netz gewinnt die netzunabhängige Stromversorgung mit Batterien zunehmend an Bedeutung. Eine Batterie besteht aus einer oder mehreren einzelnen Zellen. Jede Zelle enthält als „galvanisches Element“ zwei verschiedenartige Elektroden in Verbindung mit einem Elektrolyten. Dabei kommt es zu einer chemischen Reaktion mit einer Stoffumsetzung, wobei die freiwerdende Energie eine elektrische Leistung erzeugt, die über die Elektroden (Pluspol und Minuspol) abgenommen wird. Läuft dieser Prozess irreversibel ab, so spricht man von einer Primärzelle bzw. Primärbatterie.

Die älteste praktisch bedeutsame Primärzelle ist das Zink/Kohle-Element (besser: Zink/Braunstein-Element nach Leclanché (1866)), das heute immer noch als „Trockenzelle“ mit einem eingedickten Elektrolyten (Salmiak) hergestellt wird. Es erzeugt eine Spannung von etwa 1,5 V (Nennspannung). Abb. 20.7a zeigt den Aufbau einer sog. Rundzelle. Der Kohlestab dient lediglich als Anschlusspol, während der umgebende Braunstein als die eigentliche positive Elektrode sich durch Abgabe von Sauerstoff an der chemischen Reaktion beteiligt. Dabei kann sich Wasser bilden, welches den Elektrolyten verdünnt. Hochwertige Zellen vermeiden ein Auslaufen von Elektrolytflüssigkeit durch einen zusätzlichen Stahlmantel entsprechend Abb. 20.7a, der den sich allmählich auflösenden Zinkbecher umgibt.

Eine Vervielfachung der Spannung von 1,5 V ist möglich durch die Reihenschaltung von mehreren Zellen. Ein Beispiel dafür ist die „Normalbatterie“ mit einer Nennspannung von 4,5 V aus drei Zellen⁸. Abb. 20.7b zeigt die besonders für die Reihenschaltung (Stapelbauweise) entwickelte Flachzelle und den Aufbau einer entsprechenden Blockbatterie für 9 V.

Eine Weiterentwicklung auf der Basis des Systems Zink/Braunstein stellt die Alkali-Mangan-Zelle (Alkaline-Zelle) dar. Als Elektrolyt wird das alkalische Kaliumhydroxid (KOH) verwendet. Da diese Substanz äußerst aggressiv ist, wird ein Stahlmantel obligatorisch. Abweichend von Abb. 20.7a wird die Rundzelle nicht mit einem Zinkbecher hergestellt, sondern mit einem zentrisch angeordneten Zinkstab aus einer amalgamierten Zinkpaste (quecksilberhaltig!), die von einem Braunsteinmantel umgeben wird. Aus Gründen der Kompatibilität werden jedoch die gleichen Außenmaße eingehalten wie bei den Zink-Kohle-Zellen. Ferner werden für den Einsatz in Kleinsteuergäten (z. B. Uhren) vorgesehene Knopfzellen nach Abb. 20.7c hergestellt.

Abb. 20.8a veranschaulicht die Belastbarkeit von zwei baugleichen Rundzellen in Zink/Kohle- und Alkaline-Ausführung. Offenbar hat die Letztere einen niedrigeren Innenwiderstand und ist damit höher belastbar als die entsprechende Zink/Kohle-Zelle. Der Innenwiderstand ist belastungsabhängig. Er steigt auch mit sinkender Temperatur und wird in den Datenblättern meistens nur grob als differentieller Widerstand für einen mittleren Kennlinienbereich und eine mittlere Temperatur angegeben.

Eine weitere wichtige Kenngröße ist die sog. Kapazität. Man versteht hier darunter die entnehmbare Ladungsmenge – gemessen in Ah oder mAh – bis zum Erreichen einer bestimmten „Entladeschlussspannung“. Leider lässt sich auch diese Größe nur grob angeben. Die Kapazität sinkt mit der Temperatur und ist ferner abhängig von der Belastungsart. Ein intermittierender Betrieb mit Erholungspausen ist günstiger als eine Dauerbelastung. Das gilt in besonderem Maße für das Zink/ Kohle-Element. Abb. 20.8b zeigt das Verhalten bei Dauerlast mit einem konstanten Widerstand von 100 Ω für Mignon-Zellen. Mit der Annahme einer Entladeschlussspannung von 0,9 V ergeben sich die zugehörigen Kapazitätswerte als Strom-Zeit-Flächen zu etwa 2 Ah für die Alkaline-Ausführung und 1 Ah für die Zink/Kohle-Ausführung.

Dem Streben nach größeren Kapazitäten sind Grenzen gesetzt durch die erreichbare Energiedichte in der Zelle. Abb. 20.9a gibt dazu eine Übersicht unter Berücksichtigung neuerer Entwicklungen. Die Systeme 3, 4 und 5 werden überwiegend in Knopfzellen eingesetzt. Die höchsten Energiedichten lassen sich offenbar mit Zink/Luft-Zellen und Lithiumzellen erzielen. Die Ersteren entnehmen durch besondere Lufteintrittsöffnungen – vor dem Gebrauch versiegelt – den für den Reaktionsablauf notwendigen Sauerstoff der Luft. Die Letzteren verwenden Lithium anstelle von Zink als negative Elektrode und werden auch als Rundzellen hergestellt.

Lithiumzellen gelten als besonders temperaturfest und sehr langlebig aufgrund ihrer geringen Selbstentladung (< 1 % pro Jahr)⁹. Es gibt verschiedene Varianten, deren Entwicklung noch nicht abgeschlossen erscheint. Lithium/Kupferoxid-Zellen beispielsweise sind mit einer Nennspannung von 1,5 V kompatibel zu den Systemen 1 bis 5. Die übrigen Lithium-Systeme ergeben entsprechend Abb. 20.9b eine Nennspannung von 3 V bzw. 3,5 V.

Literatur: [20-5]

DIN 40953 ff.

⁸ Siehe Anhang B.20.

⁹ Etwa um den Faktor 10 besser als Zink/Kohle- und Alkaline-Zellen.

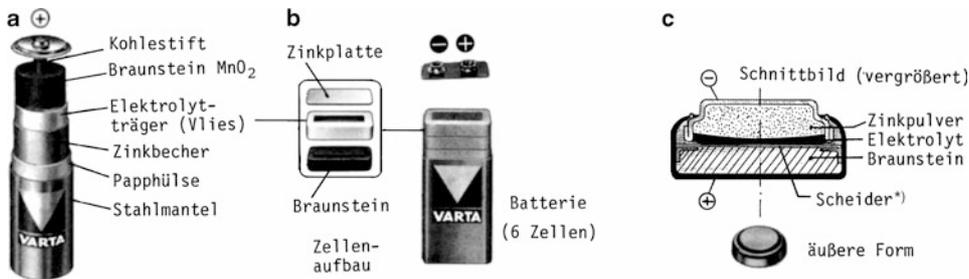


Abb. 20.7 Bauformen von Primärzellen des Systems Zink-Braunstein (DIN 40 855). **a** Rundzelle (Bobbin), **b** Flachzelle und Blockbatterie, **c** Knopfzelle. *) Separatoren oder Scheider sind ionendurchlässige Abstandhalter

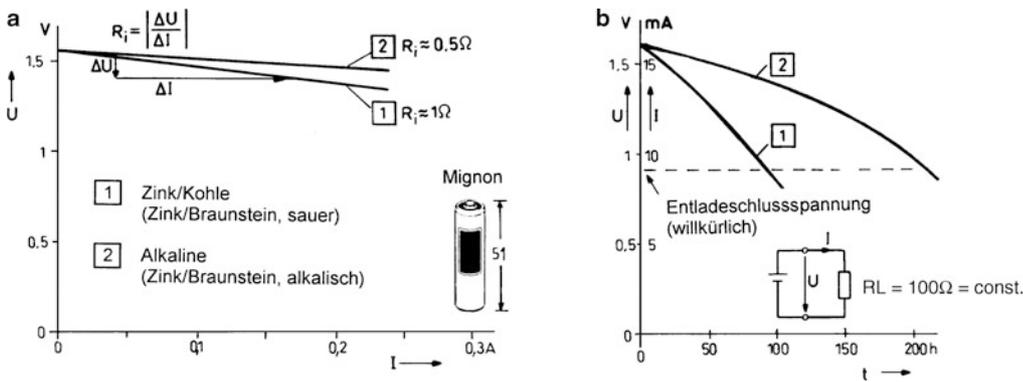


Abb. 20.8 Kennlinien von Mignon-Zellen des Systems Zink-Braunstein. Mignon = Bezeichnung der Baugröße für Rundzellen, siehe Anhang B.20. **a** Spannungs-Strom-Kennlinien (Belastungskennlinien), **b** Entladekennlinien

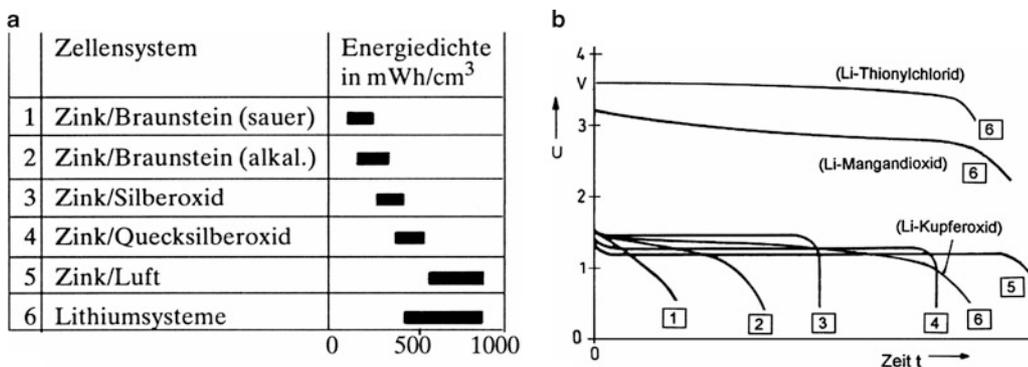


Abb. 20.9 Vergleich der verschiedenen Systeme. **a** Energiedichte, **b** Entladekennlinien (qualitativ)

20.4 Sekundärzellen und Sekundärbatterien (Akkumulatoren)

Sekundärzellen können durch einen Strom in Gegenrichtung zum Entladestrom wiederaufgeladen werden. Man nennt sie Akkumulatoren – auch Stromsammelr – oder kurz Akkus. Um den beim Laden ablaufenden chemischen Prozess sicher zu beherrschen, sind einige konstruktive Maßnahmen erforderlich, in denen sie sich von Primärzellen unterscheiden. Versucht man auch die Letzteren wiederaufzuladen, so führt dies in der Regel zu ihrer Zerstörung. Es besteht Explosionsgefahr aufgrund der beim Ladevorgang auftretenden Gasentwicklung.

Das bekannteste Beispiel eines Akkumulators ist die Starterbatterie im Auto. Dabei handelt es sich um einen „Bleiakku“ mit plattenförmigen Elektroden aus Blei bzw. Bleiverbindungen. Als Elektrolyt dient wässrige Schwefelsäure. Die Zellenspannung beträgt etwa 2 V, so dass mit 6 Zellen eine Klemmenspannung von 12 V erreicht wird. Diese Spannung ist wie bei allen Batterien lastabhängig aufgrund des Innenwiderstandes und ändert sich auch mit dem Ladezustand der Batterie und der Temperatur.

Für die Gerätetechnik bietet die Industrie auch kleinere Bleiakkus mit einem festgelegten (gelierten) Elektrolyten an, die dadurch auslaufsicher und lageunabhängig sind. Sie werden herstellerabhängig als „dryfit“ oder „drysafe“ bezeichnet und sind völlig wartungsfrei. Abb. 20.10a zeigt Beispiele. Die Zellen sind verschlossen. Lediglich ein Überdruckventil ist vorhanden.

In Abb. 20.11b sind Beispiele zu dem in der Gerätetechnik vorherrschenden Nickel-Cadmium-Akkumulator (NiCd-Akku oder einfacher NC-Akku) abgebildet. Die positive Elektrode enthält Nickelhydroxid und die negative Cadmium als aktives Material. Als Elektrolyt dient verdünnte Kalilauge. Um einen Austausch mit Primärbatterien zu ermöglichen, werden viele NC-Akkus mit den gleichen Abmessungen hergestellt. Sie sind gasdicht verschlossen und besitzen eine Überdrucksicherung. Die Zellenspannung ist mit etwa 1,2 V relativ niedrig.

Neu entwickelt (um 1990) wurden die Nickel-Hydrid-Akkus (NiH-Akkus). Die genaue Bezeichnung lautet Nickel-Metallhydrid-Akku (NiMH-Akku). Diese treten in Konkurrenz zu den NiCd-Akkus. Sie haben ähnliche Eigenschaften, sind aber frei von giftigen Schwermetallen. Der chemische Prozess beruht auf einer Wasserstoffspeicherung (Hydrierung) an der negativen Elektrode aus einer speziellen Metalllegierung.

Seit 1994 stehen auch leistungsfähige Lithium-Akkus zur Verfügung. In der Regel bestehen dabei die Elektroden aus geeigneten Gitterstoffen mit eingelagerten Lithium-Ionen, weshalb man von Lithium-Ionen-Akku spricht im Gegensatz zum älteren Li-Metall-Akku.

Abb. 20.11 zeigt die genannten Systeme in einem Vergleich. Offenbar liegt die erreichbare Energiedichte deutlich unter den Werten der Primärzellen, d. h. die Kapazität für eine bestimmte Baugröße ist entsprechend kleiner. Dennoch kann eine Sekundärzelle aufgrund der Wiederaufladbarkeit während ihrer Lebensdauer viel mehr Energie abgeben als eine vergleichbare Primärzelle.

In Abb. 20.12 wird qualitativ der Zeitverlauf der Klemmenspannung U einer Blei- und NiCd-Akku-Zelle beim Laden und Entladen mit jeweils konstantem Strom dargestellt. Zur Erklärung dienen die Ersatzbilder mit der inneren Quellenspannung U_0 und dem Innenwiderstand R_i . Beide Größen sind nicht konstant. Die Quellenspannung steigt zum Ende der Lade-Phase beim Blei-Akku steil an, beim NiCd-Akku geht sie wegen der gleichzeitigen Erwärmung ($dU/dT < 0$) über ein flaches Maximum hinweg, was sich auch in der äußeren Klemmenspannung U zeigt. Beim Erreichen der „Ladeschlussspannung“ U_{LS} ist der Ladevorgang zu beenden, um ein Überladen zu vermeiden.

In Abb. 20.12 wird nach dem Laden eine Ruhepause (Leerlauf) eingelegt, wobei die Klemmenspannung sich auf die augenblickliche Quellenspannung U_0 einstellt. Beim Einschalten des Entladestromes I_E sinkt die Klemmenspannung mehr oder weniger schnell ab, wobei die „Entladeschlussspannung“ U_{ES} nicht unterschritten werden soll. Eine Tiefentladung schadet normalerweise einem Akku ebenso wie eine Überladung. Die zu beachtenden Schlussspannungen zeigt Abb. 20.11. Die genauen Werte für einen optimalen Batteriebetrieb mit möglichst langer Lebensdauer sind dem Datenblatt zu entnehmen.

Die Kapazität eines Akkus als Maß für die entnehmbare Ladung ist wie bei der Primärbatterie temperatur- und belastungsabhängig. Man bezieht sie daher auf einen bestimmten Entladestrom bzw. auf die entsprechende Entladedauer – beispielsweise 10 h – und spricht dann von der Nennkapazität C_{10} und dem Entladestrom I_{10} .

Beispiel: $C_{10} = 12 \text{ Ah}$, $I_{10} = \frac{C_{10}}{10 \text{ h}} = 1,2 \text{ A}$, auch „zehnständiger Entladestrom“ genannt.

Anstelle von I_{10} findet man auch die Schreibweise 0,1 CA (neue IEC-Norm). C steht dabei nur für den Zahlenwert der Kapazität in Ah, A steht für Ampere.

Literatur: [20-6, 20-7, 20-8]

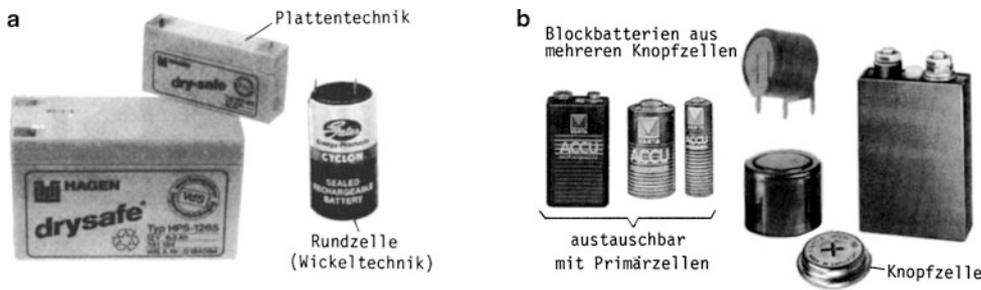


Abb. 20.10 Gerätebatterien als Blei- und NiCd-Akkus (DIN 40 729). Die Rundzellen der Fa. Gates arbeiten mit einem in Glasvlies festgelegten Elektrolyten. **a** Bleibatterien, **b** NiCd-Batterien

| Zellensystem | Energiedichte in mWh/cm ³ | Nennspannung in V | Selbstentladung *) in %/Monat | Schlussspannungen **) | |
|------------------|---|----------------------|----------------------------------|-----------------------|-----------------|
| | | | | U _{LS} in V | U _{ES} |
| Blei/Bleiodioxid | █ | 2 | 5...10 | 2,3...2,4 | 1,7...1,8 |
| Nickel/Cadmium | █ | 1,2 | 10...20 | 1,45...1,55 | 1...1,1 |
| Nickel/Hydrid | █ | 1,2 | 10...20 | 1,45...1,55 | 1 |
| Lithium-Ionen | █ | 3,5 | 1 | 4,1...4,2 | 2,3...2,5 |

Abb. 20.11 Meistgebräuchliche Systeme für die Akkuherstellung. Seit 1990 stellen auch einige Firmen Alkali-Mangan-Zellen („Alkaline“) als Sekundärzellen her. Diese sind kompatibel zu den herkömmlichen Primärzellen mit 1,5 V Nennspannung, tiefentladefest bis 0,8 V und haben nur eine Selbstentladungsrate von 3 %/Jahr. *) Gültig für 20 °C. Die Selbstentladung steigt erheblich mit der Temperatur. Batterien daher kühl lagern! Bei Batterien im „Bereitschafts-Parallelbetrieb“, die ständig mit dem Ladegerät verbunden sind, führt man nach dem Laden zum Ausgleich der Selbstentladung noch eine „Erhaltungsladung“ durch mit einem Strommittelwert von ca. 0,05 CA. Zumindest bei NiCd- und NiMH-Akkus sollte dies in gepulster Form geschehen, da ein kontinuierlicher Ladestrom über längere Zeit erfahrungsgemäß zu unerwünschten Verkrustungen führt. **) Ladeschlussspannung U_{LS} und Entladeschlussspannung U_{ES} sind Grenzwerte, siehe Herstellerangaben

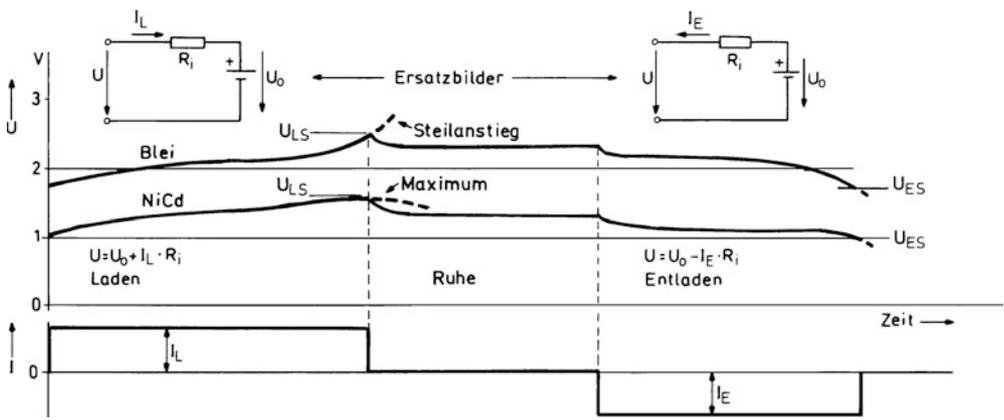


Abb. 20.12 Lade/Entladezyklus mit Ruhepausen

20.5 Ladeverfahren und Ladetechniken für Akkumulatoren

Lädt man einen Akku über 10 Stunden mit dem „zehnstündigen Entladestrom“ $I_{10} = 0,1 \text{ CA}$, so führt man ihm gerade eine der entnehmbaren Kapazität entsprechende Ladung wieder zu. Ein vorher entladener Akku ist jedoch damit keineswegs voll geladen, da der „Ladewirkungsgrad“ nur bei 0,7 bis 0,8 liegt. Man muss daher die Ladezeit entsprechend verlängern auf beispielsweise 14 Stunden. Ein zeitbegrenztes Weiterladen mit I_{10} oder einem kleineren Strom über diese Zeit hinaus ist im allgemeinen unschädlich, zumindest bei Bleiakku.

Ein höherer Ladestrom beschleunigt die Aufladung und führt damit zu einer Verkürzung der notwendigen Ladezeit. Diese Maßnahme ist jedoch nicht generell verträglich. Dies gilt insbesondere für sog. Schnellladungen innerhalb einer Stunde, die eine Überwachung der Spannung und möglichst auch der Temperatur erfordern.

Bei den herkömmlichen Ladeverfahren für normales 10- bis 15stündiges Laden unterscheidet man die drei Grundformen nach Abb. 20.13. Beim Laden über einen konstanten Widerstand nach Abb. 20.13a nimmt der Strom, von einem relativ hohen Anfangswert ausgehend, stetig ab, während die Klemmenspannung ansteigt. Beim Erreichen der Ladeschlussspannung ist abzuschalten. Das Gleiche gilt auch für das Laden mit konstantem Strom nach Abb. 20.13b, welches für NiCd-Akkus und die neueren NiMH-Akkus generell empfohlen wird. Bei der sog. U-Ladung nach Abb. 20.13c wird dem Akku eine konstante Spannung zugeführt. Dabei fließt ein sehr hoher Anfangsstrom, der aber mit zunehmender Aufladung auf einen dauernd zulässigen kleinen Wert abnimmt, wenn man die Ladespannung etwas unter der Ladeschlussspannung hält. Blei-Akkus sind für diese Ladeart geeignet mit der Einschränkung allerdings, dass der Anfangsstrom eine gewisse Grenze nicht überschreitet. Dieser Einschränkung genügt man, indem man das Spannungsladegerät mit einer Strombegrenzung ausstattet. Die Ladung erfolgt dann nach den gestrichelten Linien von Abb. 20.13c. Man bezeichnet dieses modifizierte Verfahren als IU-Ladung.

Abb. 20.14a zeigt ein einfaches Schaltungsbeispiel für das Laden über einen konstanten Widerstand. Die dargestellte Einweg-Gleichrichterschaltung hat einen pulsierenden Strom zur Folge und wird angewendet für das Laden von kleinen NiCd-Akkus mit Strommittelwerten unter 20 mA ¹⁰. Zur Betriebsanzeige kann man eine Leuchtdiode in Reihe zu D schalten und das Ganze in einem Steckergehäuse nach Abb. 20.14b unterbringen.

Für größere Ströme ersetzt man den Einweggleichrichter durch einen Brückengleichrichter. Auch einfache Ladegeräte für Blei-Akkus werden so aufgebaut, wobei man auf einen besonderen Widerstand R verzichten kann, wenn der Kupferwiderstand des Trafos für die Strombegrenzung ausreichend bemessen wird. Häufig verwendet man in diesem Zusammenhang noch Selen-Plattengleichrichter.

Aufwendiger ist das Laden mit konstantem Strom. Es hat den Vorteil, dass man die innerhalb einer gegebenen Zeit eingebrachte Ladung leicht bestimmen kann ($Q = I \cdot t$). Abb. 20.14c zeigt dazu eine Schaltung, wie sie für NiCd-Akkus verwendet wird¹¹. Für eine Normalladung stellt man den Strom I_{10} als Ladestrom ein und schaltet über eine Zeitautomatik nach 14...15 Stunden ab¹². Leider wird auf diese Weise ein nur teilentladener Akku überladen. Geschieht dies nur gelegentlich bei mäßigem Strom ($\leq I_{10}$), so ist das unbedenklich.

Bei Blei-Akkus arbeitet man wie bereits erwähnt mit U- bzw. IU-Ladung nach Abb. 20.13c. Eine dazu geeignete Schaltung zeigt Abb. 20.15. Vor Beginn der Ladung stellt man bei offenen Klemmen mit Widerstand R_2 einen Spannungswert nahe der vorgeschriebenen Ladeschlussspannung U_{LS} ein und mit Widerstand R_S bei kurzgeschlossenen Klemmen den Stromgrenzwert. Beim Anschluss eines leeren Akkus verlaufen dann Strom und Spannung nach Abb. 20.13c (gestrichelt). Der Strom sinkt gegen Ende der Ladung ab bis auf $0,001 \text{ CA}$ bis $0,01 \text{ CA}$. Die IU-Methode ist auch geeignet für Li-Ionen-Akkus.

Leider lässt sich diese Lademethode beim NiCd-Akku nur mit Einschränkungen anwenden, da dessen Quellenspannung als innere Gegenspannung nicht stabil genug ist und beim Erreichen der Vollladung sogar wieder abnehmen kann. Man ist im Allgemeinen auf eine Ladung mit kontrolliertem Strom angewiesen. Außerdem ist es zweckmäßig, den Akku vor Beginn der Aufladung erst einmal zu entladen. Dies dient auch der Erhaltung der vollen Speicherfähigkeit und wirkt Ermüdungserscheinungen (*memory effect*) entgegen ebenso wie das Laden mit Stromimpulsen anstelle von Dauerstrom.

Abb. 20.16 zeigt eine vereinfachte Schaltung mit dem Lade-IC U2400, die zunächst eine Entladung bis zu einer einstellbaren Entladeschlussspannung vornimmt und dann mit Dauerstrom oder Stromimpulsen lädt. Als Abschaltkriterien dienen die Zeit, eine einstellbare Ladeschlussspannung U_{LS} und eine einstellbare Grenztemperatur T_{max} . Ein weiteres hier nicht genutztes Abschaltkriterium wäre das Überschreiten des Spannungsmaximums, die sog. ΔU -Methode.

Literatur: [20-9, 20-10]

¹⁰ Vgl. Abschn. 3.3.

¹¹ Vgl. Anhang B.20.

¹² Zu einer geeigneten Zeitsteuerung vgl. Abschn. 19.8.

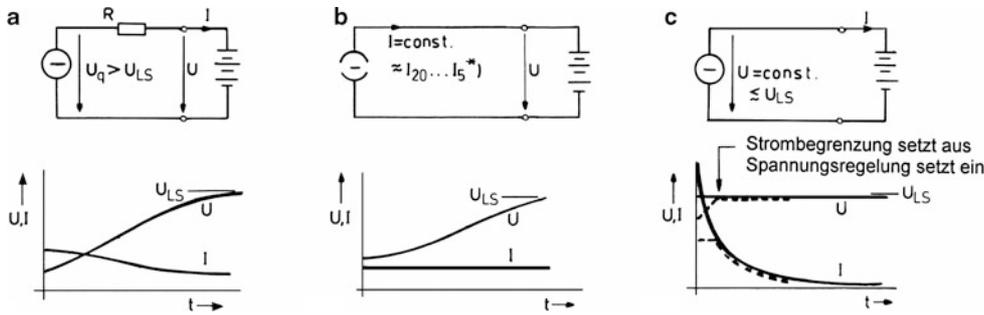


Abb. 20.13 Grundsätzliche Ladeverfahren (DIN 41 772). **a** W-Ladung, **b** I-Ladung. Zur Strombezeichnung siehe Abschn. 20.4, **c** U-Ladung und IU-Ladung

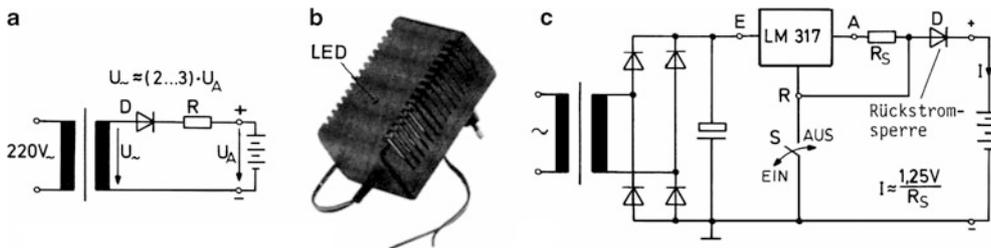


Abb. 20.14 Ladeschaltungen für einfache Netzladegeräte. **a** Einwegschtung, **b** Steckerlader, **c** Konstantstromschaltung

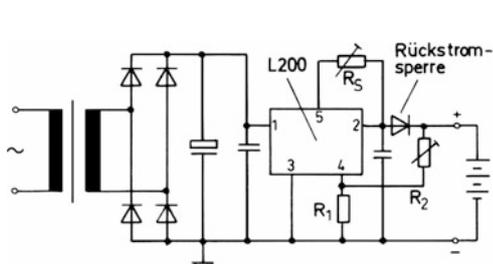


Abb. 20.15 IU-Lader mit L200 für Blei-Akkus. Hersteller: SGS-Thomson, siehe Abschn. 20.1 und Anhang B.20

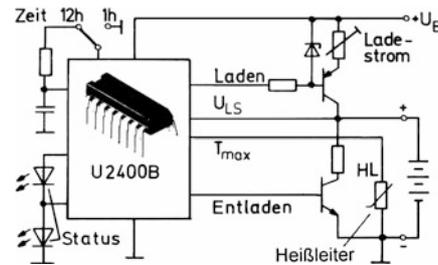


Abb. 20.16 I-Lader mit U2400 für NiCd-Akkus. Hersteller: Telefunken electronic. Weitere ICs zur Akkuversorgung stellen die Firmen Philips und Maxim her. Besonders komfortable Ladegeräte arbeiten mit Mikroprozessorsteuerung nach bestimmten optimierten Ladealgorithmen

20.6 Solargeneratoren¹³

Solargeneratoren nutzen Solarzellen zur direkten Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie. Man nennt dieses Anwendungsgebiet Photovoltaik. Den grundsätzlichen Aufbau einer Solarzelle zeigt Abb. 20.17a mit der lichtempfindlichen Schicht und dem Pluspol an der Oberseite. Bei der häufig umgekehrten pn-Folge erscheint dort der Minuspol. Abb. 20.17b zeigt Ausführungsformen und Abb. 20.17c ein vollständiges Ersatzbild. Die gestrichelt eingetragene Diffusionskapazität spielt für den Gleichstrombetrieb keine Rolle. Der Serienwiderstand R_S erfasst den Bahnwiderstand des Halbleitermaterials einschließlich der Kontaktfinger. Der Parallelwiderstand R_P – oft Shuntwiderstand genannt – kommt zustande durch kleine Schadstellen an den Rändern und Kratzer an der Oberfläche.

Abb. 20.18a zeigt die grundsätzliche Kennlinienform, mit dem auf die Fläche bezogenen Strom I' , aufgetragen über der Spannung U . Die oberste Kennlinie gehört zu einer Bestrahlungsstärke $E = 100 \text{ mW/cm}^2$. Dies ist etwa der Maximalwert, wie er an einem hellen Sonnentag erreicht wird. Offenbar ergibt sich damit ein *Maximum Power Point* (MPP) mit annähernd 11 mW/cm^2 , was einem Wirkungsgrad von gut 10 % entspricht. Mit abnehmender Einstrahlung verschiebt sich bei konstanter Temperatur der Punkt größter Leistung entlang der strichpunktierter Linie. Dieser ergibt sich immer dort, wo die Strom-Spannung-Kennlinie der Solarzelle von einer Leistungshyperbel tangiert wird.

Von praktischer Bedeutung ist auch die Temperaturabhängigkeit der Kennlinien. Man kann mit einer Änderung der Leerlaufspannung von -43 mV/K und einer Änderung des Kurzschlussstromes von $+0,1 \text{ %/K}$ rechnen. Wie sich das bei einer Temperaturerhöhung um 30 K auswirkt, zeigt die gestrichelt eingetragene Kennlinie zu $E = 33 \text{ mW/cm}^2$. Es tritt im Wesentlichen eine Kennlinienverkürzung ein.

Da die einfache Zellenspannung meistens zu niedrig ist, schaltet man mehrere Solarzellen zu einem Solarmodul – auch Solarpanel genannt – in Reihe, damit die erzeugte Spannung ausreicht, um beispielsweise einen Akku zu laden. Abb. 20.18b zeigt die entsprechende Grundschaltung mit Rücksperrdiode, wozu sich grundsätzlich eine Schottky-Diode wegen ihrer relativ geringen Durchlassverluste empfiehlt. Die nebenstehenden Kennlinien gehören zu einem Solarmodul M40 mit 33 in Reihe geschalteten Zellen¹⁴. Beim Laden eines 12 V-Akkus ergeben sich dann je nach Ladungszustand die eingetragenen Arbeitspunkte als Schnittpunkte

mit der Lastkennlinie¹⁵. Offenbar wird bei annähernd vollem Akku und guter Sonneneinstrahlung eine relativ gute Leistungsanpassung zwischen Solargenerator und Lastschaltung erreicht, während dies bei leerem Akku nicht der Fall ist. Um ständig nahe am Maximum-Power-Point zu arbeiten, kann man einen nachführbaren Gleichspannungswandler als Gleichstrom-Anpassungstransformator zwischenschalten, was jedoch für Kleinanlagen dieser Art meistens als zu aufwendig angesehen wird. Unverzichtbar sind aber Schutzmaßnahmen gegen eine Überladung und Tiefentladung des Akkus, worauf im Folgenden eingegangen wird.

Abb. 20.19 zeigt zunächst eine Miniatur-Ausführung des Systems Solarmodul-Akku, beispielsweise für ein netzunabhängiges Warnlicht mit LED. In einem derartigen Fall mit einer Leistung $< 1 \text{ W}$ genügt als Überladeschutz für den Akku eine einfache Z-Diode entsprechend Abb. 20.20a parallel zum Solarmodul oder parallel zum Akku. Für größere Module kann man gemäß Abb. 20.20b einen Leistungstransistor LT einsetzen – gegebenenfalls mit Kühlkörper –, der die überschüssige Leistung übernimmt. Abb. 20.20c zeigt einen Leistungstransistor in der Längsleitung, der unter Normalbedingungen leitet und über einen Komparator abgeschaltet wird, sobald die Ladeschlussspannung erreicht ist.

Es ist ebenso möglich, den Leistungstransistor in Abb. 20.20b über einen Komparator ein- und auszuschalten, wobei das Solarmodul bei drohender Überspannung kurzgeschlossen wird. Die nach außen gelieferte Überschussleistung bleibt so relativ gering. Während des Ladens bleibt der Transistor bei diesem Shuntbetrieb abgeschaltet und verursacht somit im Gegensatz zum Längstransistor keinerlei Verluste. Eine Tiefentladung vermeidet man durch Abschalten der Last bei drohender Unterspannung.

Das kleine Solarmodul in Abb. 20.19 gehört zu einer neuen Serie sog. amorpher Si-Solarzellen¹⁶. Man erreicht dabei die notwendige Schichtenfolge durch Abscheiden und Aufdampfen der erforderlichen Materialien auf ein geeignetes Substrat, z. B. Glas und spricht daher auch von Dünnschichtzellen. Die erreichbare Leerlaufspannung ist mit ca. 0,7 V etwas höher als bei kristallinen Zellen, der Kurzschlussstrom aber deutlich niedriger, so dass sich ein geringerer Wirkungsgrad ergibt. Mit dieser Technik stellt man seit geraumer Zeit relativ kleine Solarmodule her. Seit etwa 1990 aber gibt es auch großflächige Ausführungen, die in Konkurrenz zu den kristallinen Modulen treten.

Literatur: [20-11, 20-12, 20-13]

¹³ Siehe Abschn. 3.5 (Grundlagen).

¹⁴ Siehe auch Anhang B.20.

¹⁵ Siehe Abschn. 3.5 (Grundlagen).

¹⁶ Siehe auch Anhang B.20.

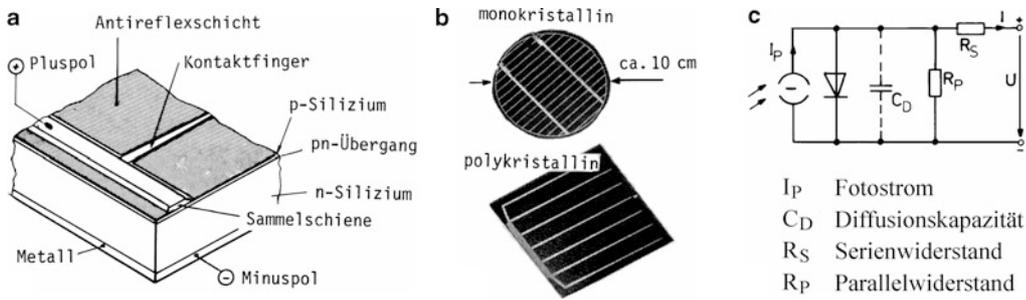


Abb. 20.17 Solarzelle. **a** Aufbau, **b** Ausführungsformen, **c** vollständiges Ersatzbild

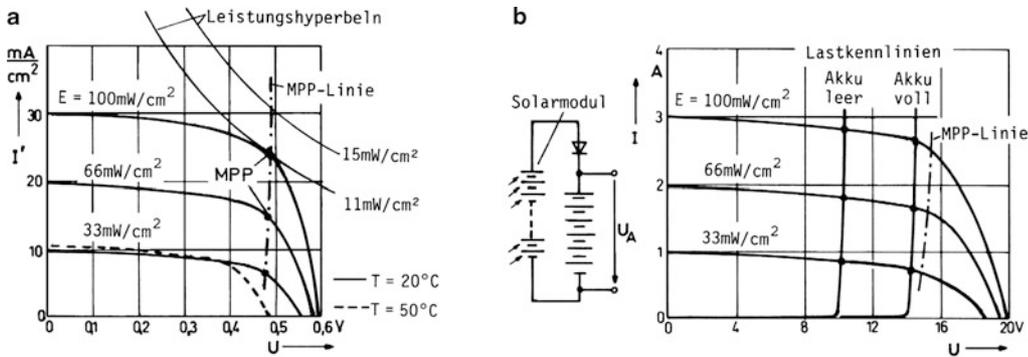


Abb. 20.18 Strom-Spannungs-Kennlinien mit Anwendungsbeispiel. **a** IU-Kennlinien allgemein, **b** Ladeschaltung mit Modul M40. Bei starker Erwärmung verschieben sich die MPPs soweit nach links, dass das Modul M40 nicht mehr die volle Leistung liefern kann. Der Hersteller empfiehlt daher für klimatisch heiße Gegenden den Einsatz eines Moduls mit 36 Zellen und entsprechend höherer Leerlaufspannung

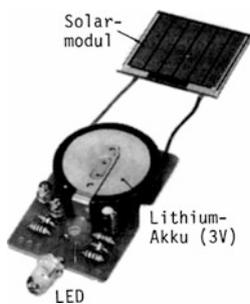


Abb. 20.19 Kleingerät mit Akku-Pufferung

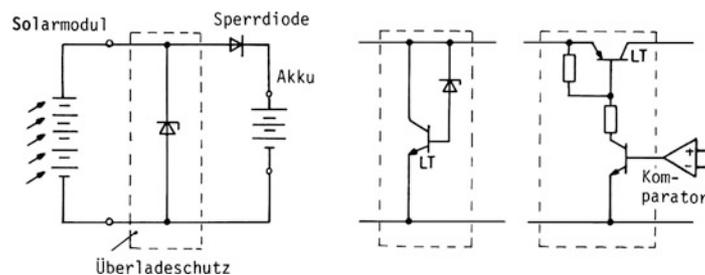


Abb. 20.20 Schutzschaltungen zum Akku-Pufferbetrieb. **a** mit Z-Diode, **b** mit Paralleltransistor, **c** mit Serientransistor

20.7 Brennstoffzellen (Fuel Cells, FCs)

Brennstoffzellen wandeln chemische Energie in elektrische Energie und Wärme um, wobei als Abfallprodukt Wasser entsteht. Sie haben im Vergleich zu herkömmlichen Batterien und Akkumulatoren den Vorteil, dass der Brennstoff, z. B. Wasserstoff oder Methanol, nachführbar ist und somit die Betriebsdauer theoretisch unbegrenzt ist. Das Prinzip der Brennstoffzellen ist seit über 150 Jahren bekannt. Verschiedene Ausführungsformen wurden bisher vorwiegend für größere Energieversorgungen in U-Booten, in der Raumfahrt sowie in Kraftfahrzeugen eingesetzt.

Seit einigen Jahren hat sich im kleinen Leistungsbereich bis mehrere zehn Watt die sog. PEM-Brennstoffzelle (Polymer Elektrolyt Membran) als Minibrennstoffzelle zur Versorgung von mobilen und stationären Elektronikgeräten etabliert. Den grundsätzlichen Aufbau einer PEM-Brennstoffzelle zeigt Abb. 20.21 mit den beiden Elektroden Anode und Katode und dem Elektrolyt als ionendurchlässige Polymermembran in der Mitte. Die Membran ist gasdicht, damit der Wasserstoff und der Sauerstoff nicht direkt miteinander reagieren können. An der Anodenseite wird der Wasserstoff zugeführt und gemäß $\text{H}_2 \rightarrow 2\text{H}^+ + 2\text{e}^-$ in zwei Wasserstoffprotonen und zwei Elektronen aufgespalten. Hierzu werden die Elektroden mit einer dünnen Katalysatorschicht, meist aus Platin oder Platinlegierungen, überzogen. Die Protonen diffundieren durch die Membran zur Katode. Die freien Elektronen werden durch die Elektrolyt-Ionen abgestoßen und nehmen den Weg über den äußeren Laststromkreis zur Katodenseite. Auf der Katodenseite wird Sauerstoff aus der Luft zugeführt. Die Sauerstoffionen rekombinieren mit $1/2\text{O}_2 + 2\text{e}^- + 2\text{H}^+ \rightarrow \text{H}_2\text{O}$ unter Wärmeentwicklung zu Wasser. Für eine gute chemische Reaktion werden die Elektroden porös ausgeführt, um eine große Oberfläche zu schaffen. Die erreichbare Zellenspannung beträgt im Leerlauf etwa 1 V.

In Abb. 20.22a ist der Aufbau einer Zelle mit Anschlüssen dargestellt. Die elektrisch leitfähigen „Bipolarplatten“ bilden die Elektroden und werden meist aus Graphit hergestellt¹⁷. Sie besitzen auf jeder Seite das „Flow Field“ (beidseitig eingravierte Zuführungskanäle für den Wasserstoff und den Sauerstoff). Über eine elektrisch leitfähige Gasdiffusionslage wird der Brennstoff gleichmäßig an die „MEA“, die katalysatorbeschichtete Polymer-Elektrolyt-Membran, verteilt. Über Druckkontaktplatten und Dichtungen wird sichergestellt, dass kein Wasserstoff entweichen kann. Zur Erzeugung

höherer Spannungen werden mehrere Zellen in Reihe zu einem „Stack“ geschaltet. Dabei bilden die „Bipolarplatten“ gleichzeitig den Pluspol einer vorangehenden Zelle und den Minuspol einer folgenden Zelle. Abb. 20.22b zeigt einen 75 W-Stack, bestehend aus vier in Reihe geschalteten Zellen.

Abb. 20.23a zeigt die Belastungskennlinie einer Brennstoffzelle, die in drei Bereiche unterteilt wird. Im Aktivierungsbereich existiert ein exponentieller Spannungsabfall wegen irreversibler Elektrodenreaktionen. Im Arbeitsbereich ist ein linearer Spannungsabfall vorhanden, bedingt durch den Innenwiderstand $R_i = \Delta U / \Delta I$. Dieser setzt sich aus dem Elektrolytwiderstand R_{el} und dem Polarisationswiderstand R_p zusammen. Im Grenzstrombereich bricht die Spannung bei hohen Strömen zusammen, wie es auch von Solarzellen her bekannt ist. Im Arbeitsbereich ist die Ersatzschaltung nach Abb. 20.23b gültig. Eine maximale Leistungsentnahme wird erzielt, wenn die Last entsprechend einem Betrieb im *Maximum Power Point* (MPP) angepasst wird¹⁸. Der maximale Wirkungsgrad (bezogen auf die zugeführte chemische Energie) wird bei einer entnommenen elektrischen Leistung erreicht, die ca 20 % unterhalb der maximal möglichen elektrischen Leistung liegt.

Wasserstoff ist leicht flüchtig und reagiert spontan bei Verfügbarkeit von Sauerstoff (Explosionsgefahr). Bei mobilen Einheiten wird deshalb der Wasserstoff in Metallhydridspeichern zur Verfügung gestellt. Der Wasserstoff wird dabei in Metallpulver (hohe Oberfläche) gebunden, welches in eine Druckflasche gefüllt wird.

Eine Variante der beschriebenen „PEMFC“ stellt die „DMFC“ (Direct Methanol Fuel Cell) dar. Anstelle von Wasserstoff benötigt diese die Zufuhr von Methanol und Wasser. Daraus werden Wasserstoffprotonen freigesetzt, die wie oben über eine Polymer-Elektrolyt-Membran zur Katode strömen.

In der Entwicklung sind Brennstoffzellen, die sich auch reversiv betreiben lassen. Dabei wird zugeführtes Wasser mit einem von außen gelieferten Strom in der Brennstoffzelle in Wasserstoff und Sauerstoff gespalten. Derartige Brennstoffzellen bieten sich in Kombination mit Solarzellen an, um in einem Verbundsystem – ähnlich dem System Solarmodul-Akku – die diskontinuierlich anfallende Solarenergie für einen 24-Stundenbetrieb zu vergleichmäßigen. In einem solchen *regenerativen Brennstoffzellensystem* (RFCS) arbeitet die Brennstoffzelle abwechselnd als Erzeuger und Verbraucher von elektrischer Energie.

Literatur: [20-25, 20-26]

¹⁷ Neuentwicklungen verwenden auch Edelstahlbipolarplatten, die wesentlich dünner herzustellen sind.

¹⁸ Vgl. Abschn. 20.6, bei der Kennliniendarstellung sind die I- und U-Achse vertauscht.

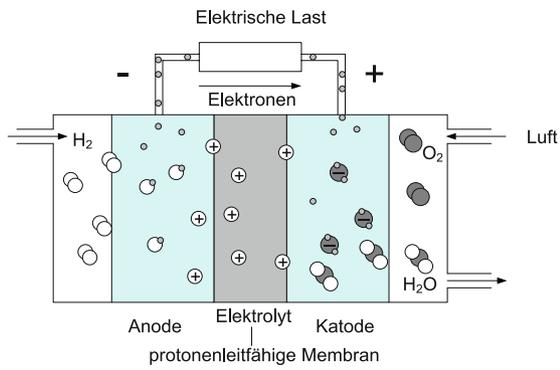
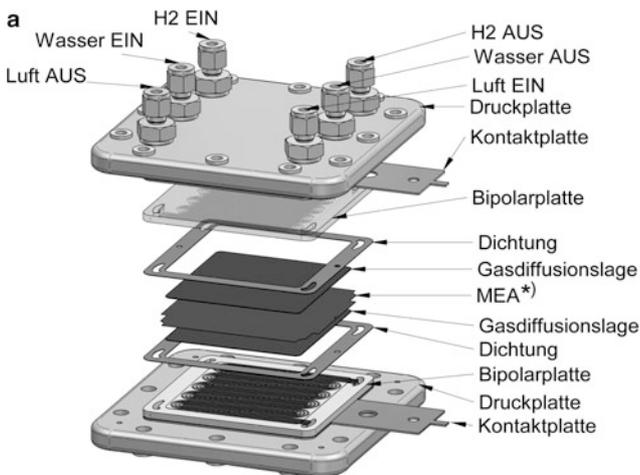


Abb. 20.21 Aufbau einer Brennstoffzelle (Wirkungsweise)



FH Gelsenkirchen

Kantenlänge 10 cm
Nennspannung 2 V
Nennstrom 37,5 A

Abb. 20.22 Teile und Aufbau von Brennstoffzellen (mit Wasserkühlung). **a** Einzellsystem. MEA = Membrane Electrode Assembly, **b** 75 W-Stack mit 4 Zellen

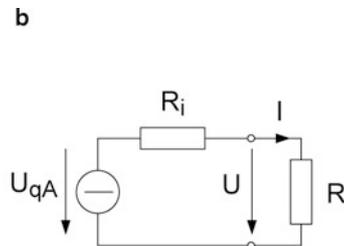
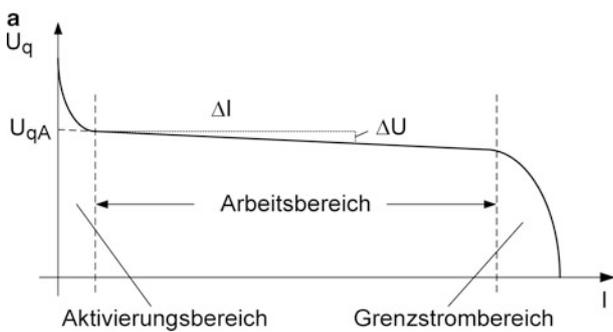


Abb. 20.23 Betriebsverhalten. **a** Belastungskennlinie, **b** Ersatzschaltbild

20.8 Gleichspannungswandler (DC/DC-Wandler)

Die Herabsetzung einer gegebenen Gleichspannung ist auf vielfältige Weise möglich, angefangen vom einfachen Spannungsteiler bis zum Linear-Spannungsregler. Die Erzeugung einer höheren oder auch invertierten Gleichspannung ist mit Hilfe eines Schaltwandlers möglich. Abb. 20.24 zeigt zwei Ausführungen zum sog. Kondensatorwandler mit dem Timer 555 in astabiler Betriebsweise¹⁹. Der intern wirkende Pufferverstärker schaltet dabei während der Impulszeit T_i den Ausgang A auf das Betriebspotential und während der Pausenzeit T_p auf Massepotential. Diese Funktion wird ersatzweise durch einen Umschalter in Verbindung mit einem Widerstand R_i dargestellt. Mit der angegebenen Dimensionierung erhält man etwa gleich große Impuls- und Pausenzeiten: $T_i \approx T_p \approx 0,7 \cdot R_2 C \approx 50 \mu\text{s}$ wegen $R_1 \ll R_2$.

Nach Abb. 20.24a wird Kondensator C_2 während der ersten Impulszeit über D_1 und D_2 aufgeladen. In der folgenden Pausenzeit lädt sich Kondensator C_1 über D_1 auf. Mit Beginn der nächsten Impulszeit wird dann das Potential des Punktes M auf etwa die zweifache Betriebsspannung angehoben, wobei Diode D_1 sperrt, während D_2 einen Nachladestrom für Kondensator C_2 aus Kondensator C_1 übernimmt. Im Leerlauf bildet sich so eine Ausgangsspannung $U_a \approx 2 \cdot U_B$, die bei Belastung mit 20 mA um etwa 3 V absinkt. Verantwortlich dafür sind die Spannungsabfälle über den Dioden, dem Innenwiderstand R_i und dem Ersatzserienwiderstand der Kondensatoren. Die lastabhängige Welligkeit der Ausgangsspannung bleibt unter 300 mV.

Beim Spannungsinverter nach Abb. 20.24b wird während der Impulszeit Kondensator C_1 durch einen Strom über Diode D_1 aufgeladen, wobei Diode D_2 sperrt. Während der folgenden Pausenzeit entlädt sich C_1 wieder durch einen Strom über D_2 und lädt dabei Kondensator C_2 mit der angegebenen Polarität auf. Im Leerlauf bildet sich so eine Ausgangsspannung $U_a \approx -U_B$, die bei Belastung mit 20 mA wieder um etwa 3 V absinkt.

In beiden Schaltungen hat die Kapazität C_1 nur die Funktion eines EnergiezwischenSpeichers, der kurzzeitig Ladung aufnimmt, um sie anschließend wieder an den Ausgangsspeicher C_2 weiterzugeben. Dieses Wirkungsprinzip bezeichnet man als Ladungspumpe (*charge pump*).

In ähnlicher Weise mit 2 Kondensatoren arbeiten auch einige integrierte Spezialschaltungen. Das bekannteste Beispiel ist der Baustein ICL 7660 als Inverter²⁰. Abb. 20.25a zeigt schematisch den Aufbau mit äußerer Beschaltung. Der

Baustein enthält einen Zweiphasen-Generator G mit internem Kondensator C_{int} für die Frequenz, die durch C_{ext} verändert werden kann. Die von G gesteuerten CMOS-Schalter steuern die Ladevorgänge für C_1 und C_2 . Wieder arbeitet der Kondensator C_1 nur als Zwischenspeicher bzw. „Pumpkondensator“, im englischen Schrifttum häufig als *flying capacitor* oder *switched capacitor* bezeichnet (SC-Technik). Abb. 20.25b zeigt die gemessene Lastabhängigkeit (durchgezogen).

Die Verdopplerfunktion kann wie in Abb. 20.24a unter Zuhilfenahme zweier Dioden ausgeführt werden. Abb. 20.26a zeigt die notwendige Beschaltung, die allein oder auch zusammen mit der Inverterschaltung betrieben werden kann. Das zugehörige Lastverhalten zeigt Abb. 20.26b.

Man kann auch die Verdopplerfunktion durch CMOS-Schalter ausführen lassen und dann Verdoppler- und Inverterfunktion gemeinsam in einem IC realisieren. Dies ist bei dem Baustein MAX 680 geschehen, der die verdoppelte Eingangsspannung und eine daraus abgeleitete negative Spannung vom doppelten Betrag der Eingangsspannung ausgangsseitig zur Verfügung stellt²¹.

Nachteilig bei allen Kondensatorwandlern ist ihre relativ geringe Strombelastbarkeit. Dies ist günstiger beim Drosselwandler, der in Abb. 20.27 in seinen drei Grundschaltungen gezeigt wird. Es handelt sich ebenfalls um „Pumpschaltungen“, in denen der „Pumpkondensator“ durch eine „Pumpspule“ ersetzt ist, hier meist als Speicherdrossel bezeichnet. In den Schaltbildern wird diese dargestellt durch die Induktivität L . Zum Pumpen genügt ein einziger Transistor S als Schalter. Während der Leitphase wird die Drossel jeweils aufgeladen mit ansteigendem Drosselstrom, Diode D sperrt. Beim anschließenden Sperren des Transistors entlädt sich die Drossel wieder mit einem Induktionsstromstoß über die dann leitende Diode und lädt dabei den Speicherkondensator C am Ausgang. Bei genügend langer Sperrphase sinkt der Drosselstrom bis auf null, ohne seine Richtung zu ändern. Versehen mit einer Regelung – in Abb. 20.27 gestrichelt angedeutet – lässt sich die Ausgangsspannung durch gezieltes Nachpumpen konstant halten. Am einfachsten geschieht dies über eine Impulstastung, d. h. man schaltet den Pumpbetrieb je nach Bedarf ein und aus (Impulsaussetzbetrieb, *pulse skipping*). Im Leerlauf bleibt dann Transistor S die meiste Zeit gesperrt, weil nur wenig nachgepumpt werden muss, d. h. die Schaltfrequenz ist niedrig. Die folgenden Abschnitte verdeutlichen dieses Verfahren.

Literatur: [20-14]

¹⁹ Siehe Abschn. 14.7.

²⁰ Siehe Anhang B.20.

²¹ Siehe Anhang B.20.

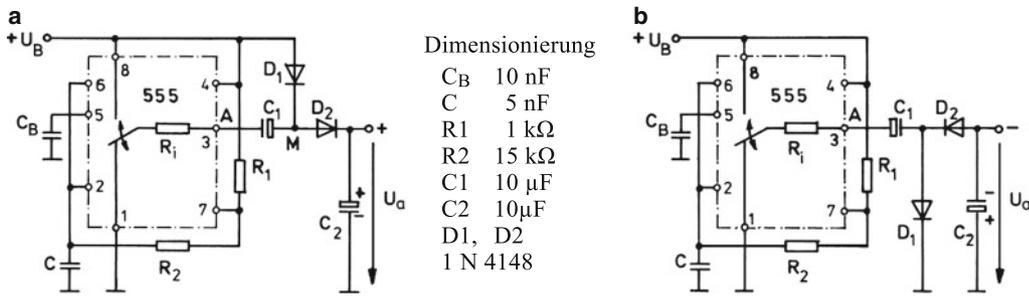


Abb. 20.24 Kondensatorwandler mit Timer 555. **a** Spannungsverdoppler, **b** Spannungsinverter

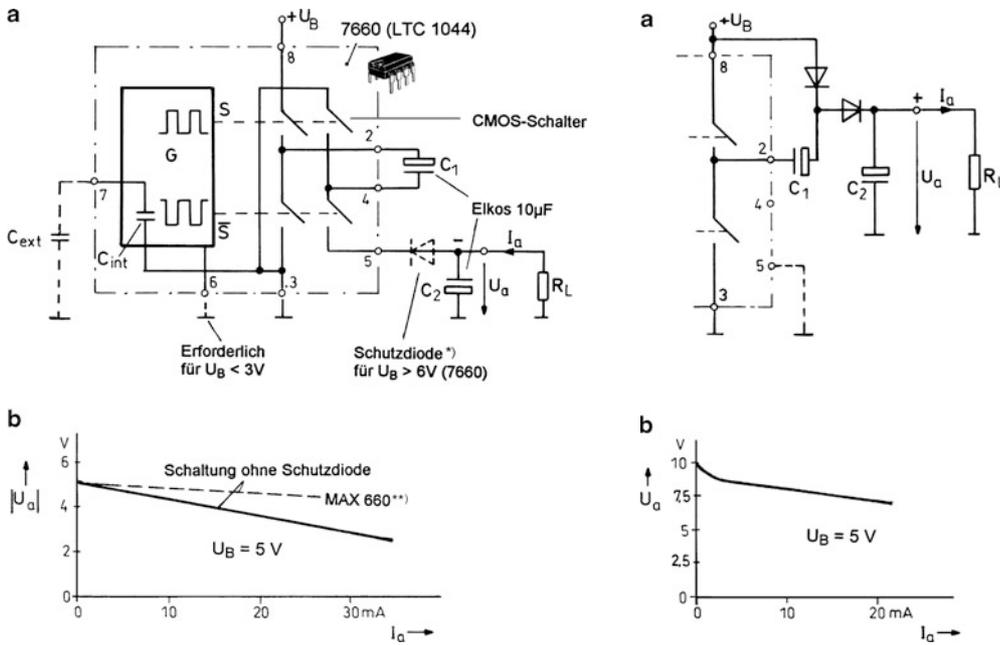


Abb. 20.25 Inverter mit Baustein 7660. **a** Aufbau. *) Schutzdiode ist bei neueren Ausf \ddot{u} hrungen nicht mehr erforderlich, **b** Belastungskennlinie. **) Der MAX 660 ist ein neuerer Typ mit niedrigem Innenwiderstand (s. Anhang B.20)

Abb. 20.26 Verdopplungsfunktion. **a** Beschalung, **b** Lastkennlinie

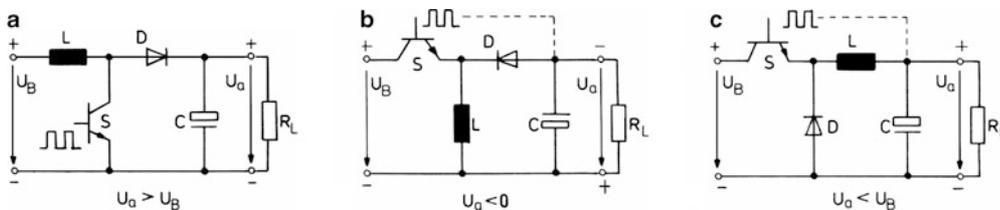


Abb. 20.27 Drosselwandler. Engl.: Aufwärtswandler = boost converter, Inverswandler = inverting converter, Abwärtswandler = buck converter. **a** Aufwärtswandler, **b** Inverter (Inverswandler), **c** Abwärtswandler

20.9 Drossel-Aufwärtswandler mit PFM-Schaltregler

Abb. 20.28a zeigt die vollständige Schaltung eines Aufwärtswandlers, der nach dem schon beschriebenen Impuls-Aussetzverfahren arbeitet²². Als wesentliche Elemente erkennt man die Speicherdrossel L, Diode D als Schottky-Diode und Kondensator C, ferner Schalttransistor S mit Treiber T, integriert in dem Schaltregler-Baustein MC 34063. Den Kern dieses Bausteins bildet ein freilaufender Dreieck-Rechteck-Generator G, dessen Frequenz von dem externen Kondensator C_T bestimmt wird. Außerdem erkennt man einen Komparator K, ein UND-Gatter und ein Flip-Flop FF.

Sofern der Komparator an dem Ausgangsspannungsteiler $R_f - R_N$ eine Spannung feststellt, die kleiner ist als die interne Referenzspannung $U_{Ref} = 1,25 \text{ V}$, gibt er das UND-Gatter frei. Mit der nächsten positiven Flanke des Generators wird das Flip-Flop gesetzt. Die darauf folgende negative Flanke kippt es bereits wieder zurück. Während der so definierten Zeit t_{ein} leitet der Schalttransistor, und der Drosselstrom i_L steigt bis zum Scheitelwert \hat{i} an (Abb. 20.28b). Beim Sperren des Transistors schwenkt der Strom auf die Diode um und nimmt dann über der Zeit t_{ent} bis auf null ab. Im Beispiel wird angenommen, dass ein einmaliger Stromimpuls bereits ausreicht, um den Kondensator C ausreichend nachzuladen. Der Komparator sperrt dann das UND-Gatter wieder, und es tritt eine Stromlücke auf. Die Schaltung ist so in Wartestellung, bis die Ausgangsspannung erneut absinkt. Im stationären Zustand gilt:

$$U_a \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f} \approx U_{Ref} = 1,25 \text{ V}.$$

Damit folgt zur Dimensionierung:

$$R_f = \left(\frac{U_a}{1,25 \text{ V}} - 1 \right) \cdot R_N. \quad (\text{I})$$

Die Schaltfolge (Schaltfrequenz) stellt sich automatisch nach der Strombelastung ein. Man spricht daher von einer Frequenzmodulation (*pulse frequency modulation*, PFM).

Abb. 20.28b zeigt zum Schluss die Möglichkeit der Impulsverkürzung bei Überstrom, eine besondere Art der Strombegrenzung. Der über die Drossel fließende Strom i_L wird überwacht mit dem Sensor-Widerstand R_S . Sobald der Spannungsabfall etwa $0,2 \text{ V}$ erreicht, wird der Ladestrom I_{CT} für den Zeitkondensator C_T automatisch erhöht, wodurch die Impulszeit des Generators abgekürzt wird.

Zur Verdeutlichung der Vorgänge werden in Abb. 20.29 verschiedene Zeitverläufe gezeigt. Dazu wird unterstellt, dass die Stromimpulse bei einer mittleren Belastung in regelmäßiger Folge auftreten, wobei sich eine bestimmte Periodendauer T einstellt. Aufgrund der Stromlücke ist die Zeit

$t_{aus} > t_{ent}$. Unter der Annahme eines verlustfreien Schalttransistors und einer ebenso verlustfreien Diode ergeben sich so die dargestellten Zeitverläufe und Beziehungen, wenn man außerdem auch noch den Spannungsabfall über dem kleinen Sensor-Widerstand R_S vernachlässigt. Die zeichnerische Darstellung bezieht sich auf den Sonderfall $U_a \approx 2 \cdot U_B$.

Bei starker Belastung ($I_a = I_{a \max}$) folgen die Stromimpulse so dicht aufeinander, dass die Lücke im Spulenstrom verschwindet. Dann wird $t_{ent} = t_{aus}$ und $T = t_{ein} + t_{ent}$. Damit folgt nach Gl. (IV) und Gl. (V):

$$I_{a \max} = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \frac{t_{ent}}{t_{ein} + t_{ent}} = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \frac{1}{t_{ein}/t_{ent} + 1} = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \frac{U_B}{U_a} \text{ bzw.}$$

$$\hat{i} = 2 I_{a \max} \cdot \frac{U_a}{U_B}.$$

Mit dieser Beziehung kann man den erforderlichen Spitzenstrom \hat{i} zu einem vorgegebenen Ausgangsstrom berechnen. Wegen der vernachlässigten Schaltverluste ist es jedoch ratsam, für die Dimensionierung den Faktor 2 durch 3 zu ersetzen, womit sich eine gewisse Stromreserve ergibt. Man setzt also an:

$$\hat{i} \approx 3 \cdot I_{a \max} \cdot \frac{U_a}{U_B} \quad (\text{VI})$$

und findet dann mit Gl. (II):

$$L = \frac{U_B}{\hat{i}} \cdot t_{ein}. \quad (\text{VII})$$

Die notwendige Kapazität C folgt aus der zulässigen Welligkeit $\Delta U = Q_+ / C$. Offenbar wird nach Abb. 20.29 die jeweils zugelierte Ladung Q_+ maximal, wenn der Strom I_a verschwindet (Leerlauf). Dann ist

$$Q_+ = \frac{\hat{i}}{2} \cdot t_{ent}.$$

Mit Gl. (III) folgt:

$$Q_+ \approx \frac{1}{2} \frac{L \cdot \hat{i}^2}{U_a - U_B} \rightarrow C = \frac{Q_+}{\Delta U} = \frac{1}{2} \frac{L \cdot \hat{i}^2}{(U_a - U_B) \cdot \Delta U}. \quad (\text{VIII})$$

Diese Betrachtung geht von einem idealen Kondensator aus und vernachlässigt großzügig den Ersatz-Serienwiderstand ($\approx 0,1 \Omega$) eines realen Elkos, an dem der stoßartige Strom eine ebenso stoßartige Spannung erzeugt. Daher ist die Welligkeit stärker ausgeprägt und anders geformt als in Abb. 20.29 dargestellt. Aus diesem Grund sollte man mindestens die doppelte Kapazität ansetzen bzw. ein LC-Siebglied nachschalten, wie es im folgenden Abschnitt beschrieben wird. Abb. 20.30 zeigt die gesamte Dimensionierung an einem Beispiel.

Literatur: [20-17]

²² Gebräuchlich ist auch die Bezeichnung „Hochsetzsteller“, siehe Abschn. 20.8.

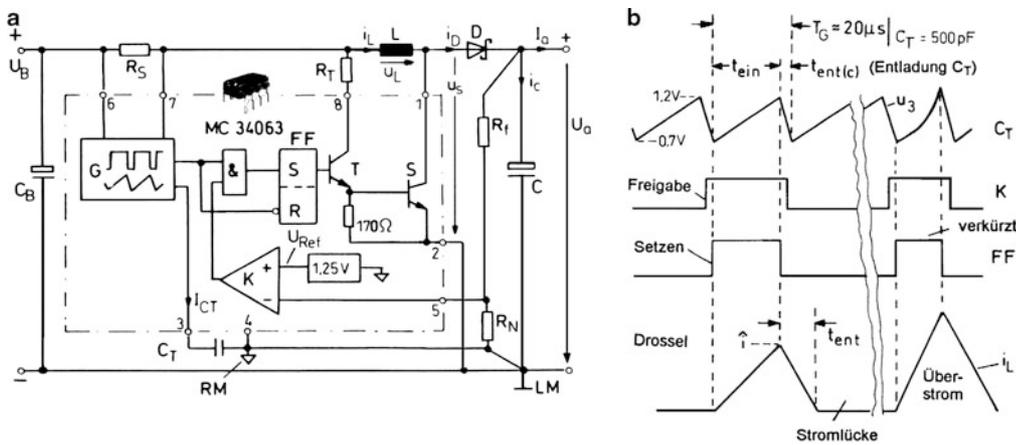


Abb. 20.28 Schaltregler MC 34063 als Aufwärtswandler. a Schaltung, b Funktion

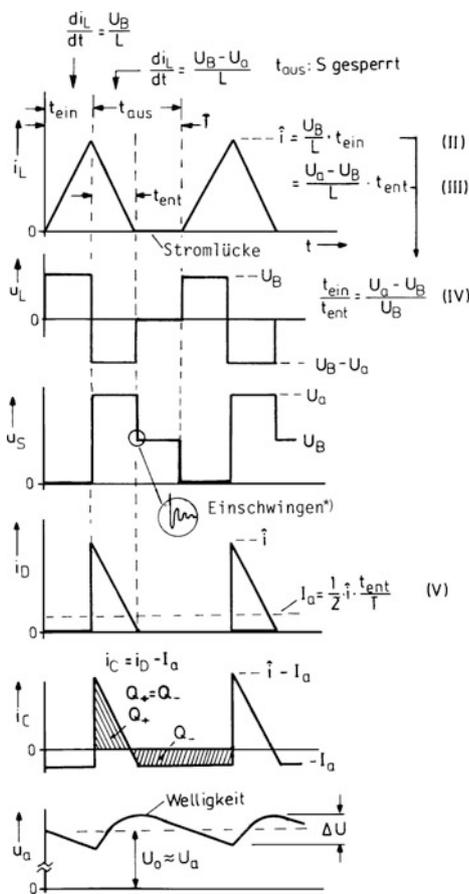


Abb. 20.29 Ströme und Spannungen. *) Unbedeutender Einschwingvorgang beim Sperren der Diode durch Schwingkreis aus L und Sperrschichtkapazität der Diode. Bedämpfung ist möglich durch Widerstand (5... 10 kΩ) parallel zur Diode

Gegeben: $U_B = 5V \pm 20\%$
 Gefordert: $U_a = 12V, \Delta U < 100mV, I_a = 0 \dots 150mA$

$$R_f = \left(\frac{U_a}{1,25V} - 1 \right) \cdot R_N = \left(\frac{12}{1,25} - 1 \right) \cdot 2,4k\Omega \approx 20,5k\Omega \quad (I).$$

(R_N mit 2... 3 kΩ vorgeben).

$$\hat{i} \approx 3 \cdot I_{a \max} \cdot \frac{U_a}{U_B} = 450mA \cdot \frac{12V}{5V} \approx 1,1A \quad (VI).$$

(Maximal zulässiger Schaltstrom = 1,5 A! Siehe auch Anhang B.20).

$$R_S = \frac{0,2V}{1,1A} = 0,18\Omega \quad (\text{Überstrombegrenzung}).$$

$$R_T = \frac{U_{B \min}}{\hat{i} / B_{\min}} = \frac{4V}{1,1A/20} \approx 75\Omega \quad (\text{siehe Abb. 20.28a}).$$

($B_{\min} \approx 20$ = minimale Stromverstärkung von S).

$$L = \frac{U_{B \min}}{\hat{i}} \cdot t_{\text{ein}} = \frac{4V}{1,1A} \cdot 15\mu s \approx 55\mu H \quad (VII).$$

($t_{\text{ein}} \approx 15\mu s$ für $C_T = 500pF$ nach Datenblatt).

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \hat{i}^2}{(U_a - U_B) \cdot \Delta U} = \frac{1}{2} \cdot \frac{55\mu H \cdot 1,21A^2}{7V \cdot 0,1V} \approx 50\mu F \quad (VIII).$$

D = 1N5817 Standard-Schottky-Diode (s. Anhang B.3).

Schottky-Dioden schalten schnell und haben geringe Durchlassverluste. Daher besonders geeignet.

Als Abblockkondensator am Eingang wählt man $C_B \geq 10\mu F$.

Hinweis zum Layout: Reglermasse (RM) und Leistungsmasse (LM) räumlich trennen und durch eine Leitung verbinden.

Abb. 20.30 Dimensionierungsbeispiel

20.10 Drossel-Inverswandler mit PFM-Schaltregler²³

Abb. 20.31a zeigt den Baustein MC 34063 in der Funktion eines Inverters, der aus einer positiven Betriebsspannung eine geregelte negative Spannung U_a erzeugt. Der Treibertransistor T und der Haupttransistor S sind als Darlingtonstufe geschaltet. Die Reglermasse RM wird mit der Minusklemme des Ausgangs verbunden, so dass das Substrat des Bausteins auf dem von ihm selbst erzeugten negativen Potential „schwimmt“. Unmittelbar nach dem Einschalten gibt der Komparator das UND-Gatter frei, weil sein P-Eingang um 1,25 V positiv ist gegenüber dem N-Eingang und setzt damit den Regler in Betrieb. Der Potentialunterschied von 1,25 V schwindet jedoch im gleichen Maße, wie sich die negative Ausgangsspannung aufbaut. Er wird vollends zu null, wenn über dem Widerstand R_N eine Spannung von 1,25 V auftritt, was zum Umschalten des Komparators und zum vorübergehenden Sperren des UND-Gatters führt. Damit ist der stationäre Zustand erreicht, für den also wieder gilt:

$$|U_a| \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f} \approx U_{\text{Ref}} = 1,25 \text{ V.}$$

Es folgt:

$$R_f = \left(\frac{|U_a|}{1,25 \text{ V}} - 1 \right) \cdot R_N. \quad (\text{I})$$

Abb. 20.32 zeigt die Zeitverläufe einiger Ströme und Spannungen bei einer mittleren Belastung, wobei der Spulenstrom „lückt“. Die angeschriebenen Beziehungen gelten für ideale verlustfreie Schaltelemente und bei Vernachlässigung des Spannungsabfalls über dem Stromfühler R_S . Mit zunehmender Belastung verschwindet die Stromlücke, und es wird $t_{\text{ent}} = t_{\text{aus}}$ bzw. $T = t_{\text{ein}} + t_{\text{ent}}$. Mit der Annahme einer maximalen Belastung an der Grenze zum nichtlückenden Betrieb wird mit Gl. (IV) und Gl. (V):

$$I_{\text{amax}} = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \frac{t_{\text{ent}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{ent}}} = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \frac{1}{t_{\text{ein}}/t_{\text{ent}} + 1} = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \frac{U_B}{|U_a| + U_B}$$

$$\text{bzw. } \hat{i} = 2I_{\text{amax}} \cdot \frac{|U_a| + U_B}{U_B}.$$

Wie beim Aufwärtsregler empfiehlt es sich, wegen der vernachlässigten Schaltverluste zur Dimensionierung den Faktor 2 durch 3 zu ersetzen. Dann folgt:

$$\hat{i} \approx 3 \cdot I_{\text{amax}} \cdot \frac{|U_a| + U_B}{U_B} \quad (\text{VI})$$

und mit Gl. (II):

$$L \approx \frac{U_B}{\hat{i}} \cdot t_{\text{ein}} \quad (\text{VII})$$

für die Dimensionierung.

²³ Zur grundsätzlichen Funktion des Inverters siehe Abschn. 20.8, zum MC 34063 siehe Abschn. 20.9.

Der gewählte Scheitelwert \hat{i} des Stromes muss unter 1,5 A bleiben, dem entsprechenden Grenzwert des Schalttransistors S. Im Falle einer notwendigen Überschreitung lässt sich der Strombereich mit einem externen Leistungstransistor erweitern, der den internen Transistor S als Treiber benutzt. Im Übrigen muss auch die Drossel für den Scheitelwert des Stromes dimensioniert sein und bei diesem noch die volle Induktivität besitzen, d. h. sie darf nicht in die Sättigung gehen.

Die notwendige Kapazität C folgt wieder aus der zulässigen Welligkeit $\Delta U = Q_+/C$. Die Zuladung Q_+ wird umso größer, je geringer der Laststrom I_a ist. Für den Leerlauf mit $I_a = 0$ (*worst case*) wird:

$$Q_+ = \frac{\hat{i}}{2} \cdot t_{\text{ent}}.$$

Mit Gl. (III) folgt:

$$Q_+ = \frac{1}{2} \frac{L \cdot \hat{i}^2}{|U_a|} \rightarrow C = \frac{Q_+}{\Delta U} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \hat{i}^2}{|U_a| \cdot \Delta U}. \quad (\text{VIII})$$

Wieder gilt, dass man die Kapazität C wegen des vernachlässigten Ersatz-Serienwiderstandes ESR wesentlich größer wählen muss, um die Welligkeit ΔU unter die gesetzte Höchstgrenze zu drücken. Oft ist es wirtschaftlicher und wirkungsvoller, dem Reglerausgang ein LC-Siebglied entsprechend Abb. 20.31b nachzuschalten. Offenbar erzielt man bereits mit relativ niedrigen Werten für L_s und C_s einen beachtlichen Siebfaktor S für das hauptsächlich störende Frequenzspektrum oberhalb 10 kHz. Abb. 20.33 zeigt ein vollständiges Dimensionierungsbeispiel²⁴.

Als Siebdrossel L_s eignet sich eine handelsübliche zylindrische HF-Drossel mit einer Induktivität von 2... 10 μH . Ihr Kupferwiderstand liegt deutlich unter 1 Ω , so dass der Laststrom daran keinen nennenswerten Spannungsabfall bildet. Andererseits ist ein kleiner Widerstand vorteilhaft, damit der aus der Reihenschaltung C – C_s und L_s gebildete Schwingkreis aperiodisch bedämpft ist.

Es ist hier nicht empfehlenswert, die Regelspannung zur Vermeidung des Spannungsabfalls hinter dem LC-Siebglied abzunehmen, da sich dann leicht Regelschwingungen einstellen.

In allen Wandlerschaltungen dieses Kapitels treten Kondensatoren auf, deren relativ große Kapazitätswerte bisher nur durch Elektrolytkondensatoren realisierbar waren. In den neunziger Jahren sind durch eine verfeinerte Folientechnik auch Kunststoff-Folienkondensatoren mit entsprechenden Kapazitäten entwickelt worden. Bezeichnung: „Unlytic“. Vorteil: höhere Belastbarkeit in Bezug auf Strom und Spannung sowie höhere Lebensdauer.

²⁴ Unter dem Siebfaktor S versteht man den Kehrwert des Übertragungsfaktors A. Für ein einfaches LC-Glied mit den Elementen L und C ergibt sich nach Abschn. 5.8 für den steilen Bereich der Filterkurve $S \approx (\omega/\omega_0)^2 = \omega^2 LC$.

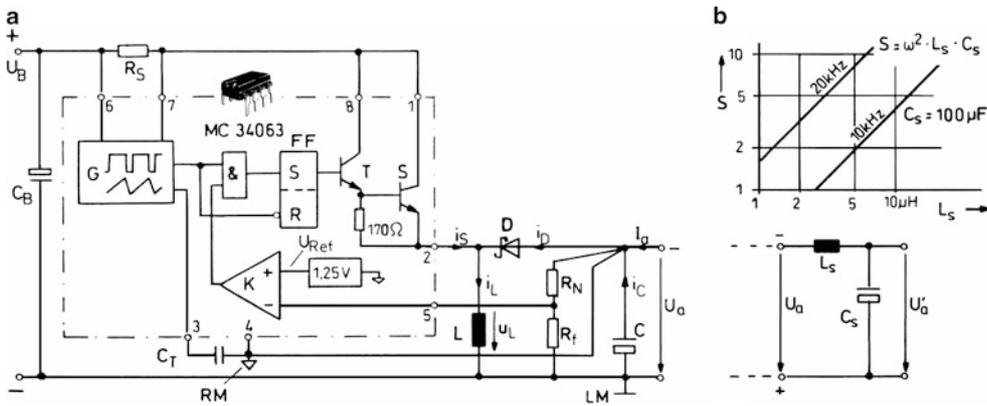


Abb. 20.31 Schaltregler MC 34063 als Inverswandler. a Schaltung, b zusätzliches LC-Siebglied

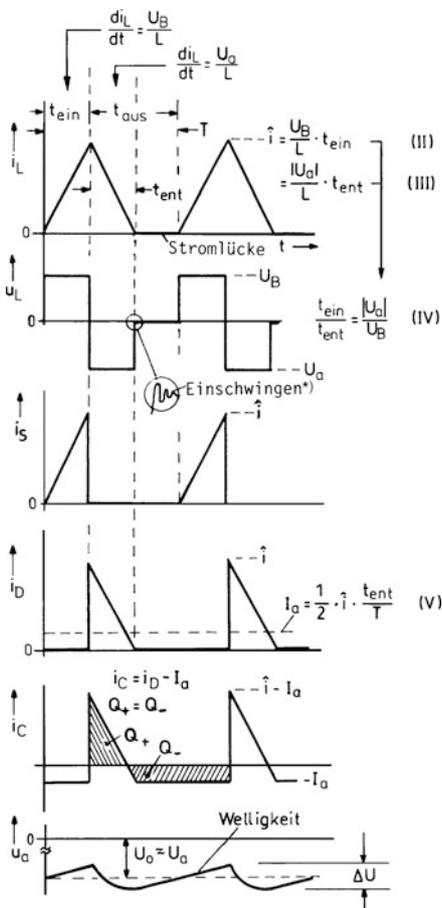


Abb. 20.32 Ströme und Spannungen. *) Unbedeutender Einschwingvorgang beim Sperren der Diode durch Schwingkreis aus L und Sperrschichtkapazität der Diode. Bedämpfung ist möglich durch Widerstand (5... 10 k\$\Omega\$) parallel zur Diode

Gegeben: \$U_B = 5 V \pm 20\%\$
 Gefordert: \$U_a = -6 V, \Delta U < 100 mV, I_a = 0 \dots 200 mA\$

$$R_f = \left(\frac{|U_a|}{1,25 V} - 1 \right) \cdot R_N = \left(\frac{6}{1,25} - 1 \right) \cdot 2,4 k\Omega = 9,1 k\Omega \quad (I).$$

(\$R_N\$ mit 2... 3 k\$\Omega\$ vorgeben).

$$\hat{i} \approx 3 \cdot I_{a \max} \cdot \frac{U_B + |U_a|}{U_B} = 600 mA \cdot \frac{11 V}{5 V} \approx 1,3 A \quad (VI).$$

(Maximal zulässiger Schaltstrom = 1,5 A!).

$$R_S = \frac{0,2 V}{1,3 A} = 0,15 \Omega \quad (\text{Überstrombegrenzung}).$$

$$L \approx \frac{U_B \min}{\hat{i}} \cdot t_{ein} = \frac{4 V}{1,3 A} \cdot 15 \mu s \leq 55 \mu H \quad (VII).$$

(\$t_{ein} \approx 15 \mu s\$ für \$C_T = 500 pF\$ nach Datenblatt).

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \hat{i}^2}{|U_a| \cdot \Delta U} = \frac{1}{2} \cdot \frac{50 \mu H \cdot 1,69 A^2}{6 V \cdot 0,1 V} \approx 70 \mu F \quad (VIII).$$

Man wählt zweckmäßig \$2 \times 50 \mu F\$ oder \$1 \times 50 \mu F\$ und zusätzliches LC-Siebglied gemäß Abb. 20.31b.

\$D = 1N5817\$ Standard-Schottky-Diode (s. Anhang B.3).

Als Abblockkondensator am Eingang wählt man \$C_B \ge 10 \mu F\$.

Hinweis zum Layout: Reglermasse (RM) und Leistungsmasse (LM) räumlich trennen, Reglermasse durch *eine* Leitung mit Minusausgang verbinden.

Abb. 20.33 Dimensionierungsbeispiel

20.11 Drossel-Abwärtswandler mit PFM-Schaltregler²⁵

Abb. 20.34a zeigt einen Abwärtswandler – auch Tiefsetzsteller genannt – mit dem Reglerbaustein MC 34063. Im Vergleich zu einem Linear-Spannungsregler, der die gleiche Funktion erfüllen kann, ist der Aufwand relativ groß. Dennoch hat der schaltende Abwärtswandler mit Speicherdrossel seine Berechtigung, wenn die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung groß ist bei gleichzeitig großem Laststrom. Die damit verbundene Verlustleistung wird beim Linear-Regler sehr beachtlich, und der Wirkungsgrad ist entsprechend schlecht. Beim Schaltregler dagegen wäre im Idealfall die Spannungswandlung ohne Leistungsverlust möglich. Aufgrund der unvermeidlichen Schaltverluste erreicht zwar der tatsächliche Wirkungsgrad nur 80... 90 %, was aber noch wesentlich besser ist als der entsprechende Wert beim Linear-Regler²⁶.

Über den Komparator K werden wieder nur Ladeimpulse nachgefordert, wenn die Spannung am Rückkopplungsteiler $R_f - R_N$ die Referenzspannung $U_{\text{Ref}} = 1,25 \text{ V}$ unterschreitet. Im stationären Zustand gilt also wie in den vorangegangenen Beispielen:

$$U_a \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f} = U_{\text{Ref}} = 1,25 \text{ V}.$$

Es folgt für die Dimensionierung:

$$R_f = \left(\frac{U_a}{1,25 \text{ V}} - 1 \right) \cdot R_N. \quad (\text{I})$$

Abb. 20.35 zeigt die Zeitverläufe einiger Ströme und Spannungen bei einer mittleren Belastung unter den idealisierten Bedingungen wie in den beiden vorigen Beispielen. Besonders hingewiesen werde aber auf folgende Besonderheit: Während der Entladezeit t_{ent} ist die Diode D in Flussrichtung gepolt, so dass die im Schaltbild eingetragene Spannung u_D etwas negativ wird ($U_F \approx 0,5 \text{ V}$, im Bild gestrichelt).

Wenn die Lücke im Spulenstrom bei maximaler Belastung verschwindet, wird wieder $t_{\text{ent}} = t_{\text{aus}}$ bzw. $T = t_{\text{ein}} + t_{\text{ent}}$. Für den dann fließenden Laststrom I_a gilt mit Gl. (V).

$$I_{\text{amax}} = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \frac{t_{\text{ein}} + t_{\text{ent}}}{T} = \frac{1}{2} \hat{i}.$$

Damit wird:

$$\hat{i} = 2 \cdot I_{\text{amax}}.$$

Wieder empfiehlt es sich, wegen der vernachlässigten Verluste bei der Dimensionierung den Faktor 2 durch 3 zu ersetzen.

Man setzt also im Hinblick auf eine gewisse Stromreserve:

$$\hat{i} \approx 3 \cdot I_{\text{amax}} \quad (\text{VI})$$

und erhält mit Gl. (II):

$$L = \frac{U_B - U_a}{\hat{i}} \cdot t_{\text{ein}} \quad (\text{VII})$$

Die notwendige Kapazität folgt aus der zulässigen Welligkeit $\Delta U = Q_+/C$. Im Leerlauf ($I_a = 0$, *worst case*) wird Q_+ maximal. Dazu gilt nach Abb. 20.35 mit Gln. (II) und (III):

$$\begin{aligned} Q_+ &= \frac{1}{2} \hat{i} \cdot (t_{\text{ein}} + t_{\text{ent}}) = \frac{1}{2} \hat{i} \cdot \left(\frac{L \cdot \hat{i}}{U_B - U_a} + \frac{L \cdot \hat{i}}{U_a} \right) \\ &= \frac{1}{2} \frac{\hat{i}^2 \cdot U_B}{(U_B - U_a) \cdot U_a} \\ \rightarrow C &= \frac{Q_+}{\Delta U} = \frac{1}{2} \frac{L \cdot \hat{i}^2 \cdot U_B}{(U_B - U_a) \cdot U_a \cdot \Delta U}. \end{aligned}$$

Abb. 20.36 zeigt eine Dimensionierung.

Die Welligkeit lässt sich wesentlich reduzieren, indem man dem Schaltregler einen Linear-Regler nachschaltet. Der Schaltregler muss dann als Vorregler eine etwas höhere Spannung zur Verfügung stellen. Verwendet man als Nachregler eine Low-Drop-Ausführung, so genügt bekanntlich ein Spannungsüberschuss von 1... 1,5 V, wobei die zusätzlich anfallende Verlustleistung gering bleibt.

Für kleine Lastströme (< 150 mA) kann eine derartige Lösung schon darin bestehen, dass man anstelle des Schaltreglers MC34063 seinen großen „Bruder“ $\mu\text{A}78\text{S}40$ im 16-Pin-DIP verwendet. Dieser enthält bei sonst gleicher Innenschaltung noch einen zusätzlichen frei verfügbaren Operationsverstärker, den man in Verbindung mit der herausgeführten Referenzspannung als linearen Nachregler schalten kann²⁷.

Gelegentlich ist es wünschenswert, dass die Ausgangsspannung beim Einschalten in definierter Weise „sanft“ ansteigt (Soft-Start). Höher entwickelte Reglerbausteine haben eine entsprechende Option oft integriert. Beim MC 34063 erreicht man dies durch die Zusatzschaltung nach Abb. 20.34b. Nach dem Anlegen der Betriebsspannung wird durch den Ladestrom über die Kapazität C_{St} die Basis des Transistors angehoben. Dieser zieht den Strom i_{st} und senkt damit das Potential des Punktes 7, so dass dem Schaltregler eine Überstrom-Situation vorgetäuscht wird. Dadurch wird die Ein-Zeit für den Schalttransistor vorübergehend verkürzt und die Ausgangsspannung steigt verzögert an. Die Verzögerungszeit liegt mit der angegebenen Dimensionierung in der Größenordnung von 100 ms. Nach Ablauf dieser Zeit sperrt der Hilfstransistor BC 237 wieder.

Literatur: [20-14, 20-15, 20-16, 20-17]

²⁵ Zur grundsätzlichen Funktion des Abwärtswandlers siehe Abschn. 20.8, zum MC 34063 siehe Abschn. 20.9.

²⁶ Siehe Abschn. 18.8 und Anhang B.20.

²⁷ Siehe Abschn. 18.8 und Anhang B.20.

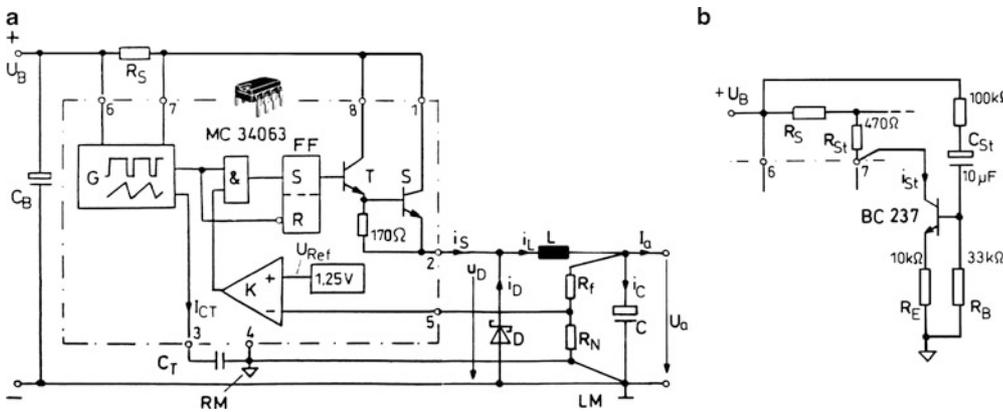


Abb. 20.34 Abwärtswandler mit Schaltregler MC 34063. a Schaltung, b Zusatzschaltung für Soft-Start

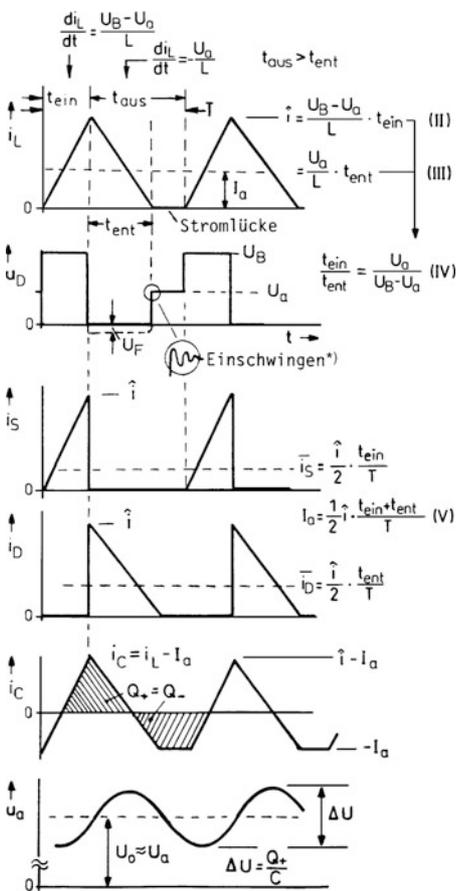


Abb. 20.35 Ströme und Spannungen. *) Unbedeutender Einschwingvorgang beim Sperren der Diode durch Schwingkreis aus L und Sperrsichtkapazität der Diode. Bedämpfung ist möglich durch Widerstand (5... 10 kΩ) parallel zur Diode

Gegeben: $U_B = 20 \text{ V} \pm 20\%$
 Gefordert: $U_a = 5 \text{ V}$, $\Delta U < 100 \text{ mV}$, $I_a = 0 \dots 300 \text{ mA}$

$$R_f = \left(\frac{U_a}{1,25 \text{ V}} - 1 \right) \cdot R_N = \left(\frac{5}{1,25} - 1 \right) \cdot 2,2 \text{ k}\Omega \approx 6,6 \text{ k}\Omega \quad (I)$$

(R_N mit 2 ... 3 kΩ vorgeben).

$$\hat{i} \approx 3 \cdot I_{a \text{ max}} = 900 \text{ mA (VI)}$$

(Maximal zulässiger Schaltstrom = 1,5 A!).

$$R_S = \frac{0,2 \text{ V}}{0,9 \text{ A}} = 0,22 \Omega \quad (\text{Überstrombegrenzung}).$$

$$L \approx \frac{U_B \text{ min} - U_a}{\hat{i}} \cdot t_{ein} = \frac{16 \text{ V} - 5 \text{ V}}{0,9 \text{ A}} \cdot 15 \mu\text{s} \approx 180 \mu\text{H} \quad (VII)$$

($t_{ein} \approx 15 \mu\text{s}$ für $C_T = 500 \text{ pF}$ nach Datenblatt).

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \hat{i}^2 \cdot U_B}{(U_B - U_a) \cdot U_a \cdot \Delta U} = \frac{1}{2} \cdot \frac{180 \mu\text{H} \cdot 0,81 \text{ A}^2 \cdot 20 \text{ V}}{15 \text{ V} \cdot 5 \text{ V} \cdot 0,1 \text{ V}} \approx 200 \mu\text{F}$$

Man wählt zweckmäßig $2 \times 200 \mu\text{F}$

oder $1 \times 200 \mu\text{F}$ und zusätzliches LC-Siebglied (siehe dazu vorigen Abschnitt).

$D = 1\text{N}5817$ Standard-Schottky-Diode (s. Anhang B.3).

Als Abblockkondensator am Eingang wählt man $C_B \geq 10 \mu\text{F}$.

Hinweis zum Layout: Reglermasse (RM) und Leistungsmasse (LM) räumlich trennen und durch eine Leitung verbinden.

Abb. 20.36 Dimensionierungsbeispiel

20.12 Drossel-Abwärtswandler mit PWM-Schaltregler

Das bisher besprochene Verfahren des Impuls-Aussetzbetriebes mit Stromlücke ist nur zweckmäßig bei relativ niedrigen Lastströmen im Bereich unter 1 A. Bei höheren Strömen erweist es sich als günstiger, mit einer festen Schaltfrequenz zu arbeiten und den Energiefluss über die Breite der Einschaltimpulse zu steuern. Man spricht dann von einer Impulsbreitenmodulation (*pulse width modulation*, PWM). Auf diese Weise kann man über einen großen Lastbereich hinweg einen nichtlückenden Drosselstrom aufrechterhalten.

Abb. 20.37 zeigt den dazu geeigneten Standard-Baustein 3524 mit einer Minimalbeschaltung für die Durchführung eines Funktionstests²⁸. Kernstück des Bausteins ist der Generator G, der in Verbindung mit einem externen Kondensator C_T durch Konstantstromladung und -entladung eine Sägezahn-schwingung am Pin 7 erzeugt. Diese Schwingung zwischen den intern festgelegten Potentialwerten 1 V (minimal) und etwa 3,7 V (maximal) wird mit einer Gleichspannung am Pin 9 durch Komparator K1 verglichen. Dabei ergibt sich am Ausgang von K1 ein Rechtecksignal, das entsprechend Abb. 20.37b aus einer Folge von H-Impulsen besteht. Die Impulsbreite wird mit der Spannung $u_9 = u_2$ variiert, wobei der OP als Spannungsfolger arbeitet. Damit ist die gestellte Aufgabe einer Impulsbreitenmodulation bereits erfüllt.

Im Interesse einer vielseitigen Nutzung steuert der Komparator zwei Transistoren T1 und T2 über zwischengeschaltete NOR-Gatter als Treiber. Ein T-Flip-Flop FF gibt die NOR-Gatter nur abwechselnd frei und sorgt so dafür, dass die Transistoren nur wechselweise eingeschaltet werden. Getriggert wird das Flip-Flop von den kurzen Impulsen I, die der Generator G während der Abwärtsflanke der Sägezahn-schwingung erzeugt. Diese sperren auch kurzzeitig beide NOR-Gatter und garantieren so eine bestimmte „Totzeit“ T_t für überlappungsfreies Schalten.

Beim Betrieb als Schaltregler arbeitet der OP als Regelverstärker, an dessen Eingang (Pin 1 und 2) der Soll-Istwert-Vergleich durchgeführt wird. Abb. 20.38 zeigt die Anwendung in einem Abwärtswandler. Die internen Transistoren T1 und T2 treiben abwechselnd den Leistungstransistor S. Die Ausgangsspannung U_a wird über den Teiler $R_f - R_N$ auf Pin 1 rückgeführt und mit der herabgeteilten Referenzspannung $U_V = 5$ V am Pin 2 verglichen. Bei dem OP handelt es sich um einen OTA, der mit dem RC-Glied am Pin 9 einen PI-Regler bildet. Im stationären Zustand gilt:

$$U_a \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f} = U_V \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Mit $R_1 = R_2$ und $R_N = 2,4 \text{ k}\Omega$ folgt:

$$R_f = \left(\frac{U_a}{2,5 \text{ V}} - 1 \right) \cdot 2,4 \text{ k}\Omega. \quad (\text{I})$$

Abb. 20.39 zeigt wieder einige Ströme und Spannungen unter idealisierten Bedingungen. Bei lückenlosem Betrieb führt der Strom i_L nur eine Schwankung mit der Gesamtbreite ΔI um den Mittelwert $I_0 \approx I_a$ aus. Die Ströme i_S und i_D werden trapezförmig. Damit auch bei schwacher Belastung mit $I_a = I_{\text{amin}}$ noch keine Stromlücke auftritt, setzt man $\Delta I/2 \leq I_{\text{amin}}$ und findet mit Gl. (II) und Gl. (V):

$$L = \frac{U_a}{\Delta I} \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_B} \right) \cdot T \quad (\text{VI})$$

mit $T \approx 0,8 \cdot R_T \cdot C_T$, z. B.: $T \approx 0,8 \cdot 3 \text{ k}\Omega \cdot 20 \text{ nF} \approx 50 \mu\text{s}$.

Die notwendige Kapazität C folgt aus der zulässigen Wellenlänge $\Delta U = Q_+/C$. Bei lückenlosem Stromfluss gilt nach Abb. 20.39 unabhängig von der Höhe des Laststromes:

$$Q_+ = \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\Delta I}{8} \cdot T.$$

Damit folgt:

$$C = \frac{\Delta I \cdot T}{8 \cdot \Delta U} \quad (\text{VII})$$

(siehe Dimensionierung in Abb. 20.38b).

Wieder ist die tatsächliche Kapazität größer zu wählen. Ferner ist es zweckmäßig, die Betriebsspannung wie in den vorangegangenen Beispielen abzublenden.

Abb. 20.38a enthält als Option noch den Stromsensor R_S . Wenn die Spannung über ihm etwa 0,2 V überschreitet, schaltet Komparator K2 Pin 9 auf „Low“ und blockiert damit den Ausgang. Eine entsprechende Funktion, beispielsweise für eine Notabschaltung, kann auch Transistor T3 ausführen.

Der Baustein 3524 ist nicht nur als Schaltregler, sondern auch als einfacher Steuerbaustein für beliebige PWM-Steuerungen einsetzbar. Ein Beispiel dafür sind Gleichstromsteller für stark induktive Lasten. Die Steuerung erfolgt dann wie in der Testschaltung nach Abb. 20.37 in Verbindung mit einem externen Leistungstransistor nach Abb. 20.38 sowie einer Freilaufdiode, die den Strom während der Sperrzeit des Leistungstransistors übernimmt. Die Höhe des Stromes (Mittelwert) wird bestimmt durch die Impulsbreite bzw. das Tastverhältnis $v = t_{\text{ein}}/T$.

²⁸ Firmenbezeichnungen: SG 3524 (Silicon General), LM 3524 (National Semiconductor).

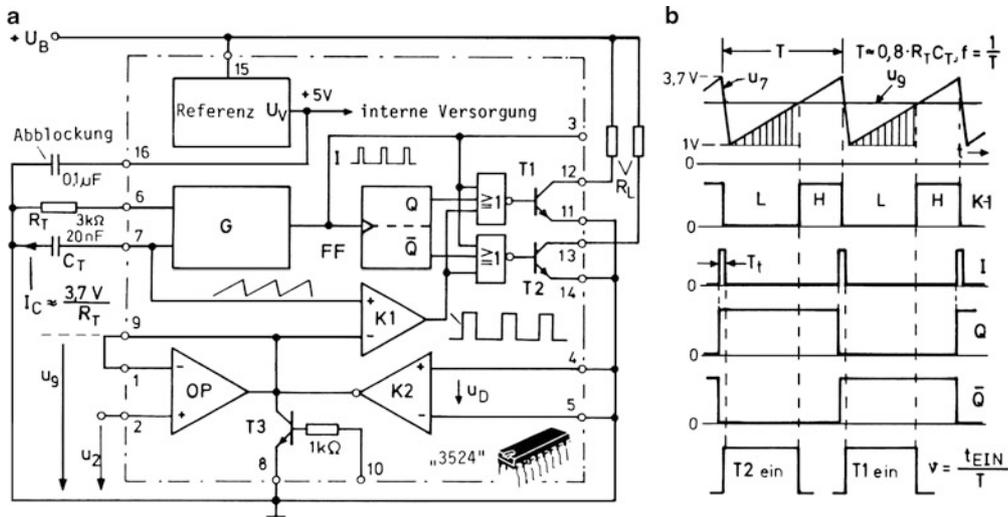


Abb. 20.37 Impulsbreitenmodulator 3524. a Testschaltung, b Impuls-Zeitdiagramm

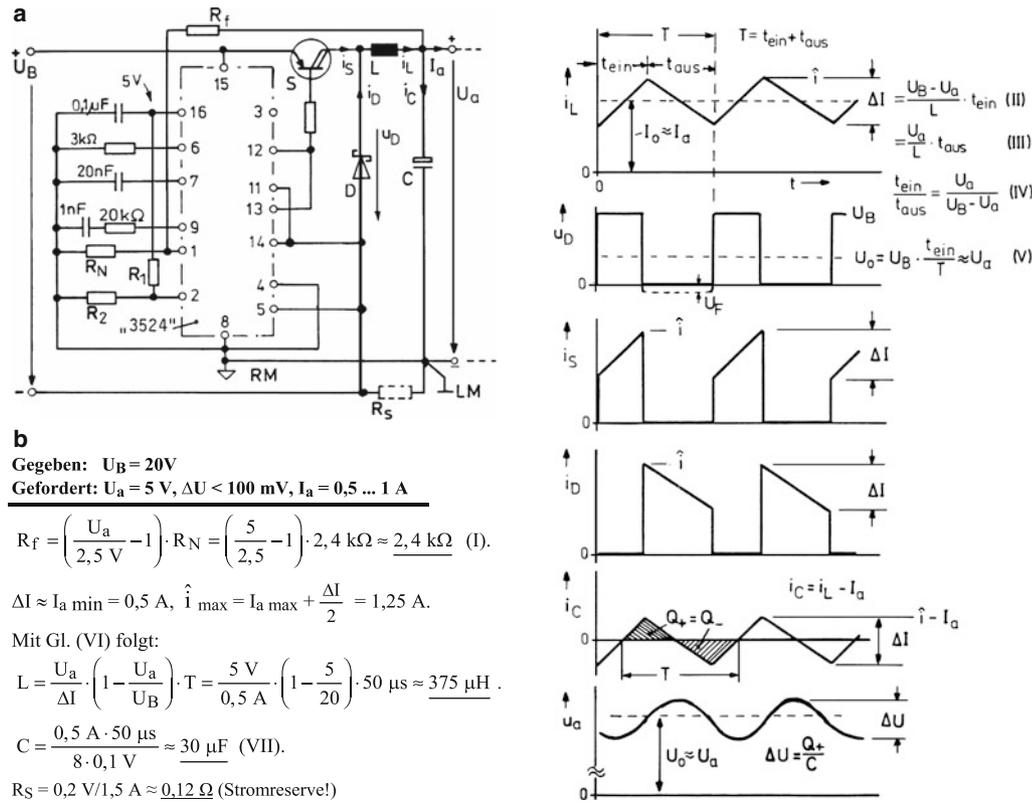


Abb. 20.38 Abwärtswandler. a Schaltung, b Dimensionierung

Abb. 20.39 Strom- und Spannungsverläufe

20.13 Sperrwandler mit Speichertransformator²⁹

Sperrwandler mit Speichertransformator anstelle einer Speicherdrossel können als Aufwärts-Abwärts- und Inverswandler aufgebaut werden. Abb. 20.40a zeigt eine Ausführung mit dem Schaltregler MC 34063³⁰. Die Schaltung arbeitet nach dem Impuls-Aussetzverfahren. Es wird wieder:

$$U_a \cdot \frac{R_N}{R_N + R_f} = U_{\text{Ref}} = 1,25 \text{ V.}$$

Für die Dimensionierung folgt:

$$R_f = \left(\frac{U_a}{1,25 \text{ V}} - 1 \right) \cdot R_N. \quad (\text{I})$$

Bei einer mittleren Belastung ergeben sich die Zeitverläufe nach Abb. 20.41. Der Primärstrom steigt während der Einzeit des Transistors S praktisch linear bis zum Scheitelwert \hat{i}_p an. Aufgrund des umgekehrten Wicklungssinnes der Sekundärwicklung bleibt die Spannung u_s während dieser Zeit negativ, so dass Diode D sperrt. Beim Sperren des Transistors kehrt sich mit dem beginnenden Feldabbau die Polarität um, so dass die gespeicherte Energie über die Sekundärwicklung und die Diode zur Last hin abfließt. Eine Energiebetrachtung ohne Berücksichtigung der Verluste liefert:

$$\begin{aligned} U_B \cdot \frac{1}{2} \hat{i}_p \cdot t_{\text{ein}} &= \frac{U_B^2 \cdot t_{\text{ein}}^2}{2L_p} = \frac{1}{2} L_p \cdot \hat{i}_p^2 = \frac{1}{2} L_s \cdot \hat{i}_s^2 \\ &= U_a \cdot \frac{1}{2} \hat{i}_s \cdot t_{\text{ent}} = U_a \cdot I_a \cdot T. \end{aligned}$$

Aus dieser Feststellung ergeben sich die Folgerungen:

$$\frac{\hat{i}_s}{\hat{i}_p} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = \frac{N_p}{N_s} = \ddot{u}$$

sowie

$$t_{\text{ent}} = \frac{U_B}{U_a} \cdot \frac{\hat{i}_p}{\hat{i}_s} \cdot t_{\text{ein}} = \frac{U_B}{U_a} \cdot \frac{t_{\text{ein}}}{\ddot{u}} \text{ bzw. } \frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{ent}}} = \frac{\ddot{u} \cdot U_a}{U_B}.$$

Zweckmäßig wählt man $\ddot{u} \approx U_B/U_a$, womit $t_{\text{ent}} \approx t_{\text{ein}}$ wird. Andererseits muss nach Gl. (V) der Grenzwert für die Spannung u_{CE} beachtet werden, so dass \ddot{u} gegebenenfalls danach anzupassen ist.

Bei starker Belastung folgt der Primärstrom lückenlos auf den Sekundärstrom. Der Letztere sinkt dann nicht mehr linear auf Null, sondern wird trapezförmig, ebenso der Primärstrom. Die vorliegende Schaltung soll jedoch nur soweit belastet werden, dass die Stromlücke gerade verschwindet.

²⁹ Sperrwandler speichern die gesamte vom Eingang aufgenommene Energie zwischen und leiten diese erst während der Sperrphase des Schalttransistors zum Ausgang weiter. Beispiele sind der Aufwärts- und Inverswandler nach Abschn. 20.9 und 20.10. Die besprochenen Abwärtswandler sind „Flusswandler“, die Energie bereits während der Leitphase vom Eingang zum Ausgang übertragen.

³⁰ Zum Schaltregler MC 34063 siehe Abschn. 20.9.

Dazu gilt: $t_{\text{ent}} = t_{\text{aus}}$ und $T = t_{\text{ein}} + t_{\text{ent}}$. Mit Gl. (IV) erhält man für den dann fließenden Strom:

$$\begin{aligned} I_{\text{amax}} &= \frac{\hat{i}_s}{2} \cdot \frac{t_{\text{ent}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{ent}}} = \frac{\hat{i}_s}{2} \cdot \frac{1}{t_{\text{ein}}/t_{\text{ent}} + 1} \\ &= \frac{\ddot{u} \hat{i}_p}{2} \cdot \frac{1}{\ddot{u} U_a / U_B + 1} \text{ bzw.} \\ \hat{i}_p &= \frac{2 I_{\text{amax}}}{\ddot{u}} \left(\frac{\ddot{u} U_a}{U_B} + 1 \right). \quad (\text{VI}) \end{aligned}$$

Für die Dimensionierung empfiehlt es sich wieder, im Hinblick auf eine gewisse Stromreserve den Faktor 2 durch 3 zu ersetzen. Mit Gl. (II) folgt:

$$L_p = \frac{U_B}{\hat{i}_p} \cdot t_{\text{ein}}$$

und für einen bestimmten Kern bzw. A_L -Wert

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} \text{ sowie } N_s = \frac{N_p}{\ddot{u}}.$$

Im Allgemeinen ist man darauf angewiesen, den Speichertrafo selbst herzustellen. Zweckmäßig verwendet man Schalenkerne (P-Kerne), deren Größe sich nach der zu speichernden Energie W richtet³¹. Abb. 20.42 zeigt anhand eines Dimensionierungsbeispiels die Wahl eines geeigneten Kerns. Die dort verwendete Auswahltafel gilt für die üblichen hochpermeablen Ferrite mit $\mu_i \approx 2000$ und $B_s = 0,4 \text{ T}$. Für die ermittelte Energie $W \approx 0,04 \text{ mWs}$ würde bereits ein Kern 11/7 ausreichen. Man wählt jedoch die Größe 14/8, weil sich dann ein dickerer Draht verwenden lässt (Kupferverluste!). Primär- und Sekundärwicklung bringt man in getrennten Kammern eines Zweikammer-Spulenkörpers unter.

Die Auswahltafel bezieht sich auf die bezeichneten Kerne mit verschiedenen Luftspalten bzw. verschiedenen A_L -Werten. Mit steigendem Luftspalt bzw. abnehmendem A_L -Wert steigt die Energiespeicherfähigkeit [Ü1, Ü2]. In jedem Fall ist der so dimensionierte Trafo für höhere Frequenzen wesentlich kleiner als ein 50-Hz-Trafo für die gleiche Leistung (vgl. Abschn. 6.2).

Die Kapazität C ergibt sich wieder aus der zulässigen Welligkeit ΔU :

$$\underline{C} = \frac{Q_+}{\Delta U}$$

mit

$$Q_+ = \frac{1}{2} \hat{i}_s \cdot t_{\text{ent}} = \frac{1}{2} \cdot \ddot{u} \hat{i}_p \cdot \frac{U_B}{\ddot{u} U_a} \cdot t_{\text{ein}} = \frac{1}{2} \hat{i}_p \cdot \frac{U_B}{U_a} \cdot t_{\text{ein}}$$

für $I_a \approx 0$ (worst case).

Führt man nach Abb. 20.40b die Rückkopplung über einen Optokoppler, so erhält man eine Potentialtrennung zwischen der Eingangs- und Ausgangsseite. Der Parallelregler TL 431 übernimmt dabei die Funktion des Komparators³². Für die Dimensionierung ändert sich damit die Referenzspannung von 1,25 V auf 2,5 V. Durch weitere Sekundärwicklungen kann man so mehrere Spannungen gewinnen.

³¹ Zu Schalenkernen siehe Abschn. 5.4.

³² siehe Abschn. 11.13.

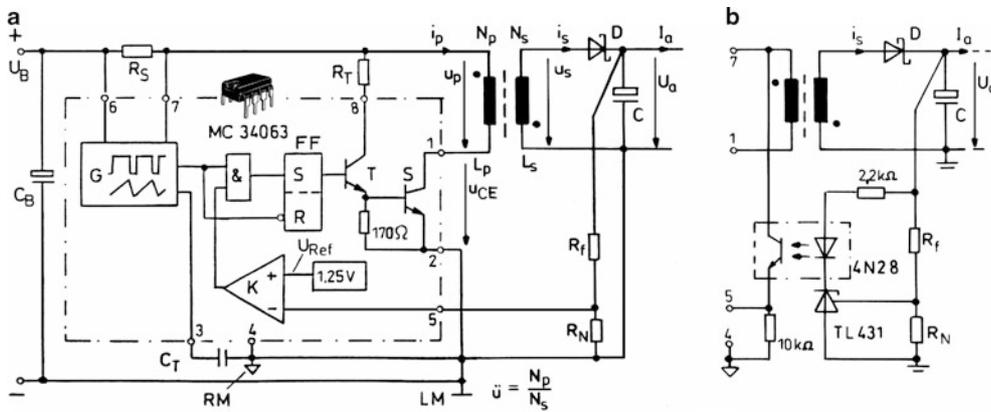


Abb. 20.40 Sperrwandler als Aufwärts/Abwärtswandler mit Baustein MC 34063. a ohne Potentialtrennung, b mit Potentialtrennung

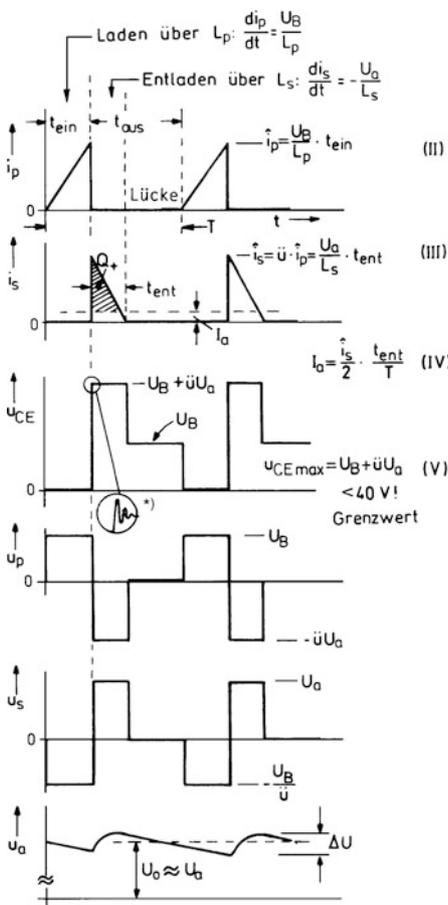


Abb. 20.41 Ströme und Spannungen. *) Gefährliche Überschinger, hervorgerufen durch die Streuinduktivität des Trafos. Dämpfung durch RCD-Schaltung ratsam (vgl. Abschn. 18.3)

Gegeben: $U_B = 5 \text{ V} \pm 20 \%$

Gefordert: $U_a = 50 \text{ V}, I_a = 0 \dots 20 \text{ mA}$

Widerstandsbestimmung nach Formel (I).

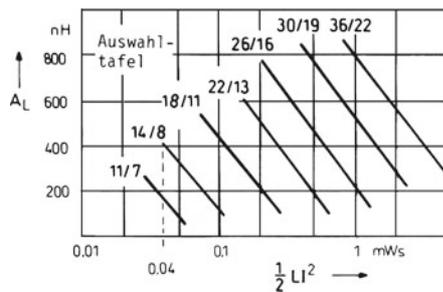
$$\ddot{u} = \frac{U_B}{U_a} = \frac{5 \text{ V}}{50 \text{ V}} = \frac{1}{10}. \text{ Mit Gl. (VI) folgt:}$$

$$\hat{i}_p \approx 3 \cdot \frac{I_a \max}{\ddot{u}} \cdot \left(\frac{\ddot{u} U_a}{U_B} + 1 \right) = 3 \cdot 200 \text{ mA} \cdot (1+1) = 1,2 \text{ A,}$$

$$L_p \approx \frac{U_{B \min}}{\hat{i}_p} \cdot t_{\text{ein}} = \frac{4 \text{ V}}{1,2 \text{ A}} \cdot 15 \text{ } \mu\text{s} = 50 \text{ } \mu\text{H} \text{ (II).}$$

($t_{\text{ein}} \approx 15 \text{ } \mu\text{s}$ für $C_T = 500 \text{ pF}$).

$$W = \frac{1}{2} L_p \cdot \hat{i}_p^2 = 25 \text{ } \mu\text{H} \cdot 1,44 \text{ A}^2 \approx 0,04 \text{ mWs}$$



→Schalenkern 14/8 mit $A_L = 400 \text{ nH}$,

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} \approx 11 \rightarrow N_s = \frac{N_p}{\ddot{u}} = 110.$$

Drahtdurchmesser (maximal) für Zweikammer-Spulenkörper: $d_p = 0,5 \text{ mm}, d_s = 0,15 \text{ mm}$

Abb. 20.42 Dimensionierungsbeispiel

20.14 Begriffe und Problematik moderner Netzgeräte

Das Standard-Netzgerät besteht aus Netztransformator, Gleichrichter, Ladekondensator und Spannungsregler. Mit dem Aufkommen der integrierten Linear-Spannungsregler Anfang der 70er-Jahre wurde der Aufbau relativ einfach³³. Heute kann man auch einen integrierten Schaltregler einsetzen, wie dies in Abb. 20.43a schematisch mit einem sog. Abwärtswandler (Tiefsetzsteller) dargestellt ist. Man erhält so ein „sekundär getaktetes Netzteil“³⁴. Vorteil: Im Schalttransistor treten geringere Verluste auf als im gleichstromdurchflossenen Längstransistor des Linear-Reglers. Nachteil: Kompliziertere Technik und die Erzeugung eines hochfrequenten Störspektrums durch die schnellen Schaltvorgänge.

Die genannten Nachteile können in der Regel aufgewogen werden, wenn man zum „primär getakteten Netzteil“ nach Abb. 20.43b übergeht. Dabei verzichtet man auf den meist voluminösen Netztransformator und setzt stattdessen einen relativ kleinen Hochfrequenztransformator hinter dem Ladekondensator C_L ein. In Abb. 20.43b geschieht dies in der Schaltung eines Sperrwandlers, wie er im vorigen Abschnitt ausführlich beschrieben wurde. Dort wurde auch gezeigt, wie man trotz Rückkopplung (Regelschleife) die Potentialtrennung zum Netz hin durch Einsatz eines Optokopplers erhalten kann.

Bei allen Netzteilen mit Gleichrichter und Ladekondensator C_L wird dem Netz nur in der Umgebung des Spannungsmaximums Strom entnommen³⁵. Anstatt eines im Idealfall sinusförmigen und mit der Spannung phasengleichen Stromes treten entsprechend Abb. 20.44a nur positive und negative Stromimpulse auf, die aufgrund der Netzimpedanzen eine Spannungsverzerrung (Netzzrückwirkung) zur Folge haben. Aus dem Stromspektrum in Abb. 20.44b erkennt man, dass ein relativ hoher nutzloser Oberschwingungsgehalt entsteht, womit der Effektivwert I_N des Netzstromes wesentlich größer wird als der Effektivwert I_1 der Grundschwingung. Damit ergibt sich ein niedriger Leistungsfaktor (Power Factor) λ nach der üblichen Definition mit Wirkleistung P_W und Scheinleistung P_S :

$$\lambda = \frac{P_W}{P_S} = \frac{U_N \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{U_N \cdot I_N} = \frac{I_1 \cdot \cos \varphi_1}{I_N},$$

U_N = Effektivwert der Netzspannung, φ_1 = Phasenwinkel zwischen U_N und I_1 .

Man erhält so $\lambda \approx 0,5$, was sehr unbefriedigend ist für den Stromversorger. Um diesem Übel entgegen zu wirken, ist es inzwischen gesetzlich vorgeschrieben, den Oberschwin-

nungsgehalt zu begrenzen (Norm EN 61000-3-2, in Kraft getreten am 01.01.2001 [20-18]).

Alle Schaltungsmaßnahmen zur Reduzierung der Oberschwingungen verbessern gleichzeitig den Leistungsfaktor. Man spricht daher von einer Leistungsfaktor-Korrektur (Power Factor Correction, PFC). Die wohl einfachste Maßnahme besteht darin, entsprechend Abb. 20.45a eine NF-Drossel – hier PFC-Drossel genannt – vor dem Gleichrichter einzusetzen, die mit ihrem frequenzabhängigen induktiven Widerstand $X_L = \omega L_{NF}$ die höheren Harmonischen im Strom stärker dämpft als die Grundschwingung. Abb. 20.45b zeigt qualitativ den dadurch veränderten Stromverlauf, der natürlich vom Idealfall eines phasengleichen Sinusstromes noch weit entfernt ist. Die Netzspannung u_N ist aber weniger verzerrt als oben.

Eine weitere Verbesserung des Leistungsfaktors erhält man durch eine aktive PFC-Korrektur. Abb. 20.46a zeigt eine gebräuchliche Korrekturschaltung mit einem Aufwärtswandler (Hochsetzsteller) als wesentlicher Bestandteil³⁶. Diesem wird am Eingang die gleichgerichtete Netzspannung angeboten. Beim Einschalten des Schalttransistors S wird die Speicherdrossel L geladen bzw. nachgeladen, um anschließend beim Sperren des Transistors einen Stromstoß auf den relativ großen Speicherkondensator C zu schicken, wobei sich die Drossel teilweise oder ganz entlädt. Gesteuert wird das hochfrequente Schaltspiel von einem speziellen IC, das die halbsinusförmige Eingangsspannung und die Spannung über dem Speicherkondensator als maßgebende Eingangsgrößen verarbeitet. Damit entsteht ein Stromverlauf in der Drossel nach Abb. 20.46b, mit dem sich eine nur geringfügig wellige Gleichspannung u_g über dem Speicherkondensator ergibt. Die dreieckförmige HF-Komponente i_{HF} im Drosselstrom i_L findet einen Kurzschlussweg über den HF-Kondensator, so dass bei optimaler Steuerung ein fast reiner und phasengleicher Sinusstrom über die Netzleitung fließt. Auf die Korrekturschaltung folgt dann ein DC/DC-Wandler, beispielsweise wieder als Sperrwandler wie oben beschrieben.

Ein modernes Netzgerät dieser Art erreicht beim Leistungsfaktor und ebenso beim Wirkungsgrad Werte $> 0,9$. Es enthält auch ein Netzfilter vor dem Gleichrichter, mit dem hochfrequente Störungen nach beiden Richtungen unterdrückt werden³⁷. Oft verfügt es über einen „Weitbereichseingang“ für Netzspannungen von 90 V bis 260 V. Damit kann man es ohne Umschalten gleichermaßen mit 230 V wie auch mit 115 V betreiben.

Literatur: [20-18, 20-19, 20-20, 20-21, 20-22, 20-23, 20-24, 20-25, 20-26]

³³ Siehe Abschn. 18.8, 20.1, 20.2 und Anhang B.20.

³⁴ Siehe Abschn. 20.11, 20.12 und Anhang B.20.

³⁵ Siehe Abschn 4.7.

³⁶ Siehe Abschn. 20.8 und 20.9.

³⁷ Siehe Anhang A.14.

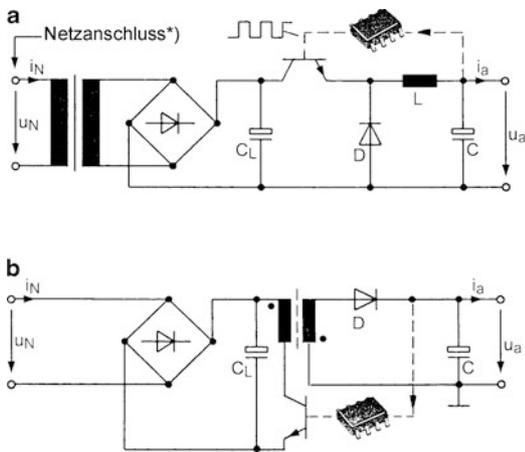


Abb. 20.43 Schaltnetzteile (SNTs). SNTs werden generell auch als AC/DC-Wandler bezeichnet: AC = *Alternating Current* (Wechselstrom), SNT = *SMPS* = *Switched Mode Power Supply*, DC = *Direct Current* (Gleichstrom). **a** sekundär getaktet. *) In Europa heute: 230 V/50 Hz. Nach DIN IEC 38 (1987) sind die früheren Normspannungen 220 V/380 V durch die Werte 230 V/400 V ersetzt worden. Es bestand eine Übergangszeit bis zum Jahre 2003. In Kanada, Mexiko: 110 V-120 V/60 Hz, in Japan uneinheitlich: 110 V oder 220 V/50 Hz oder 60 Hz, **b** primär getaktet

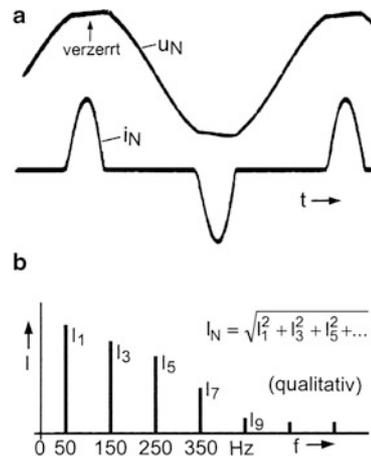


Abb. 20.44 Netzspannung und Netzstrom. **a** Zeitverläufe (Oszillogramme), **b** Stromspektrum

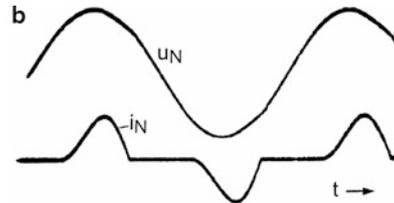
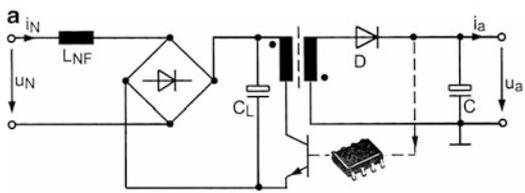


Abb. 20.45 Passive Leistungsfaktor-Korrektur mit PFC-Drossel. **a** Schaltung, **b** Netzspannung und Netzstrom

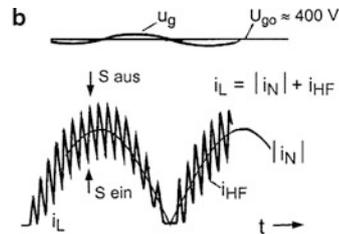
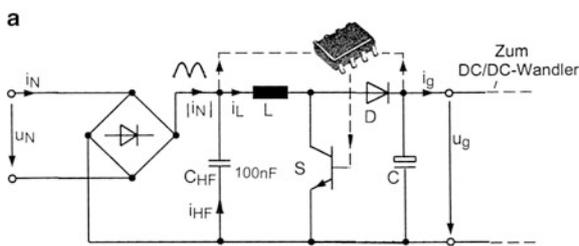


Abb. 20.46 Aktive Leistungsfaktor-Korrektur. **a** Schaltschema, **b** Drosselstrom i_L und Komponenten

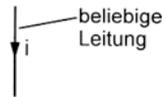
Formelzeichen

| | | | |
|------------|---|------------|--|
| A | Fläche Konstante Verhältnis | p | Pegel |
| a | Abstand | Q | binäre Ausgangsvariable Güte Ladung |
| B | Gleichstromverhältnis Konstante magnetische Induktion | q | Querschnitt |
| C | Kapazität | R | Radius Gleichstromwiderstand Wirkwiderstand |
| c | Konstante, Faktor | r | Radius differentieller Widerstand |
| d | Durchmesser, Abstand Verlustfaktor | S | Scherungsverhältnis Siebfaktor Stromdichte |
| E | Beleuchtungsstärke binäre Eingangsvariable elektrische Feldstärke | s | Luftspalt Steilheit |
| e | Elementarladung natürliche Zahl | T | Periodendauer Temperatur |
| F | Formfaktor Kraft Rauschzahl | TK | Temperaturkoeffizient |
| f | Frequenz | t | Zeit |
| G | Gleichtaktunterdrückung Leitwert | U | Gleichspannung Spannungseffektivwert |
| H | H-Pegel (High) magnetische Feldstärke | <u>U</u> | Spannungszeiger |
| h | Höhe h-Parameter | u | Spannungsaugenblickswert |
| I | Gleichstrom Stromeffektivwert | u_{\sim} | Wechselspannung |
| <u>I</u> | Stromzeiger | \hat{u} | Spannungsscheitelwert |
| i | Stromaugenblickswert | ü | Übersetzungsverhältnis |
| i_{\sim} | Wechselstrom | V | Spannung (Voltage) Verstärkung |
| \hat{i} | Stromscheitelwert | W | Energie |
| k | Klirrfaktor Konstante Kopplungsgrad | X | Blindwiderstand |
| L | Induktivität L-Pegel (Low) | Y | Scheinleitwert |
| l | Länge | <u>Y</u> | komplexer Leitwert |
| M | Gegeninduktivität Störabstand | y | y-Parameter |
| N | Windungszahl | Z | Scheinwiderstand |
| n | Zahl, Exponent | <u>Z</u> | komplexer Widerstand |
| P | Leistung | α | Kleinsignalstromverstärkung (Basisschaltung) Temperaturkoeffizient Winkel |
| | | β | Kleinsignalstromverstärkung (Emitterschaltung) |
| | | δ | Abklingkonstante Verlustwinkel |

| | |
|---------------|--------------------------------------|
| ε | Dielektrizitätskonstante |
| η | Teilverhältnis Wirkungsgrad |
| Θ | Durchflutung |
| κ | Leitfähigkeit |
| λ | Stromflusswinkel Wellenlänge |
| μ | Leerlaufverstärkung Permeabilität |
| ν | Tastverhältnis |
| ρ | spezifischer Widerstand |
| σ | Streugrad |
| τ | Zeitkonstante |
| Φ | Lichtstrom magnetischer Fluss |
| φ | Phasenwinkel |
| ψ | verketteter Fluss |
| ω | Kreisfrequenz |

Zählpfeile

Strom-Zählpfeil



Stimmt die konventionelle Stromrichtung mit der Zählpfeilrichtung überein, so wird der Strom positiv bewertet, anderenfalls negativ.

Spannungs-Zählpfeil



Ist die Klemme am Pfeilende positiv gegenüber der Klemme an der Pfeilspitze, so wird die entsprechende Spannung positiv bewertet, anderenfalls negativ.

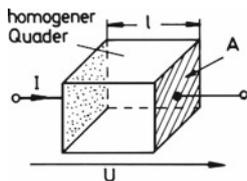
Anmerkungen zum Umgang mit Zählpfeilen

Mit Zählpfeilen definiert man, welche Stromrichtung und welche Spannung als positiv oder negativ zu gelten hat. Die Richtung für den Zählpfeil ist frei wählbar. Bei einer bekannten Vorzugsrichtung von Strom und Spannung ist es jedoch zweckmäßig, die Pfeile so zu setzen, dass sich dazu positive Werte für Strom und Spannung ergeben. Zwingend ist das nicht (vgl. Abschn. 9.11).

Anhang A

- A.1 Stofftabellen
- A.2 Komplexe Stoffgrößen ε und μ
- A.3 Kennzeichnung von Widerständen und Kondensatoren
- A.4 Einzelhalbleiter (diskrete Halbleiter)
- A.5 Halbleitertechnologie
- A.6 Leiterplatten
- A.7 Blindwiderstands-Frequenz-Diagramm („HF-Tapete“)
- A.8 RC- und RL-Zweipole
- A.9 Äquivalente Zweipole, Verlust- und Gütefaktoren
- A.10 Schwingkreise
- A.11 Wechselströme und Mischströme
- A.12 Spannungs-, Strom- und Leistungspegel (Dezibelsystem)
- A.13 Rauschmaß und Rauschzahl
- A.14 Fremdstörungen und Störschutz
- A.15 Einheiten, Einheiten-Vorsätze und Normreihen

A.1 Stofftabellen



$$I = G \cdot U = \kappa \cdot \frac{A}{l} \cdot U = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{A}{l} \cdot U$$

Leitwert
Leitfähigkeit
spezifischer Widerstand

$$[\kappa] = 1 \Omega^{-1} \text{cm}^{-1} = 1 \frac{\text{S}}{\text{cm}} = 10^{-4} \text{S} \frac{\text{m}}{\text{mm}^2}$$

$$[\rho] = 1 \Omega \text{cm} = 10^4 \Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$$

$$\alpha = \text{TK} = \frac{d\rho}{dT} \cdot \frac{1}{\rho} \quad \text{Temperaturkoeffizient (Temperaturbeiwert)}$$

$$[\text{TK}] = 1 \text{K}^{-1} = 10^6 \text{ppm/K}$$

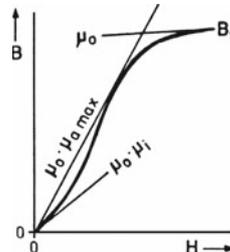
(ppm = parts per million)

Kennwerte von Leiterwerkstoffen bei 20 °C (nach Siemens)

| Stoff | Leitfähigkeit κ Sm/mm ² | Spezifischer Widerstand ρ $\mu\Omega\text{cm}$ | Temperaturbeiwert α $10^{-3}/\text{K}$ |
|--|---|---|---|
| Aluminium reinst | 37,7 | 2,65 | 4,3 |
| hartgezogen | 33,0 | 3,03 | |
| Bronze (Cu mit 5 ... 10% Al) | 3,45 ... 7,7 | 13 ... 29 | 0,6 ... 1,0 |
| Blei | 4,84 | 20,65 | 3,9 |
| Chromnickel CN 80 (80 % Ni, 20 % Cr, 0 ... 3 % Fe) | 0,89 | 112 | 0,14 |
| Eisen (99,0...99,9%) | 6,67 ... 10,0 | 10 ... 15 | 6,51 ... 6,57 |
| Gold | 43,5 | 2,3 | 3,8 ... 4,0 |
| Kohle | 0,01 ... 0,025 | 4000 ... 10000 | -0,3 ... -0,9 |
| Konstantan (54 % Cu, 45 % Ni, 1 % Mn) | 2,0 | 50 | -0,03 |
| Kupfer weich kaltgereckt | 57,1 55,9 | 1,75 1,79 | 3,82 |
| Manganin (86 % Cu, 12 % Mn, 2 % Ni) | 2,38 | 42 | 0,01 ... 0,02 |
| Messing (60 ... 70% Cu, Rest Zn) | 12,5... 16,7 | 6 ... 8 | 1,5 |
| Nickel | 14,5 | 6,9 | 6,1 ... 6,9 |
| Nickelin (67 % Cu, 30 % Ni, 3 % Mn) | 2,3 ... 2,5 | 40 ... 44 | 0,18 ... 0,21 |
| Platin | 9,1 ... 10 | 10 ... 11 | 3,0 ... 3,8 |
| Quecksilber | 1,03 | 96,8 | 0,8 ... 0,9 |
| Silber | 60,6 | 1,65 | 3,8 |
| Stahl | 4,0 ... 10,0 | 10 ... 25 | 4,5 ... 5 |
| Wolfram | 18,2 | 5,5 | 4,82 |
| Zink, rein | 16,4 | 6,1 | 4,19 |
| Zinn | 8,3 | 12 | 4,2 ... 4,63 |

Kennwerte weichmagnetischer Werkstoffe

| % = Gew.-% | Anfangspermeabilität μ_i | Maximalpermeabilität $\mu_{a \text{ max}}$ | Sättigungsinduktion B_s in T |
|---------------------|---------------------------------|---|-----------------------------------|
| Reineisen | 1000 | 10000 | 2,1 |
| Si-Eisen (3 % Si) | 500...2000 | 2000...10000 | 1,5 ... 2 |
| Ni-Eisen (50 % Ni) | 2000...10000 | 20000...50000 | 1,2 ... 1,6 |
| Mu-Metall (75 % Ni) | 5000 | 100000 | 0,8 |



Isolierstoffe der Elektrotechnik (Richtwerte nach AEG-Telefunken)

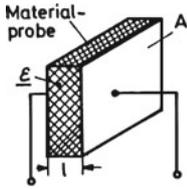
| Isolierstoff | Relative Dielektrizitätskonstante ϵ_r (bei 1 kHz) | Verlustfaktor $\tan \delta$ (bei 1 kHz) $10^3 \tan \delta$ | Durchschlagfestigkeit (50-Hz-Effektivwert) in kV/cm |
|-------------------|---|--|---|
| Papier trocken | 2,5 | 1 | 60 ... 80 |
| Papier ölgetränkt | 4 | 2 ... 4 | 80 ... 100 |
| Hartpapier | 4,5 ... 6 | 10 ... 50 | 100 ... 400 |
| Silikonharz | 3 | 1 ... 2 | 200 |
| Glas | 4 ... 7 | 2 ... 6 | 100 ... 200 |
| Glimmer | 6 | 0,1 ... 1 | 600 |
| Porzellan | 5,5 ... 6,5 | 6 ... 12 | 300 ... 350 |
| Polystyrol | 2,5 | 0,2 | 300 ... 500 |
| Hartgummi | 3 | 5 | 200 ... 400 |
| Luft | 1,0 | - | 20 ... 40 |

Elektrische Leitfähigkeit und Dielektrizitätskonstante von Wasser [3]

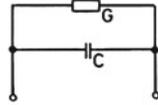
| Seewasser | Frischwasser | dest. Wasser | Wasser allgemein |
|--|--|--|---------------------|
| $\kappa = 3,7 \cdot 10^{-2} \text{S/cm}$ | $\kappa = 1 \cdot 10^{-4} \text{S/cm}$ | $\kappa = 1 \cdot 10^{-7} \text{S/cm}$ | $\epsilon_r = 80,3$ |

A.2 Komplexe Stoffgrößen ϵ und μ

1. Kondensator mit verlustbehaftetem Dielektrikum



Plattenkondensator



Ersatzbild

$$\underline{Y} = j\omega C + G = j\omega C (1 - j \tan \delta)$$

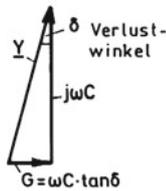
$$= j\omega \underline{C} \text{ mit } \underline{C} = C (1 - j \tan \delta)$$

Offensichtlich kann man den verlustbehafteten Kondensator durch eine komplexe Kapazität \underline{C} beschreiben. Analog kann man dem Dielektrikum eine komplexe Dielektrizitätskonstante $\underline{\epsilon}$ zuordnen. Damit folgt für einen Plattenkondensator:

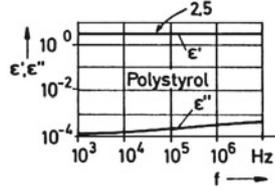
$$\underline{C} = \epsilon_0 \cdot \underline{\epsilon} \cdot \frac{A}{l} = \epsilon_0 (\epsilon' - j \epsilon'') \cdot \frac{A}{l} \text{ mit } \underline{\epsilon} = \epsilon' - j \epsilon''$$

$$= \epsilon_0 \epsilon' \cdot \frac{A}{l} \cdot \left(1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right) = C \cdot (1 - j \tan \delta),$$

$\tan \delta = \epsilon''/\epsilon'$



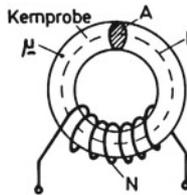
Zeigerbild



Frequenzgang von ϵ' und ϵ''

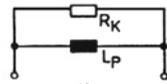
ϵ' und ϵ'' sind frequenzabhängig. Der Imaginärteil ϵ'' erfasst die Verluste, z.B. durch Polarisierung und Leitfähigkeit des Dielektrikums. Mit fallender Frequenz geht ϵ' über in die relative Dielektrizitätskonstante ϵ_r , auch Dielektrizitätszahl oder Permittivitätszahl genannt.

2. Spule mit verlustbehaftetem Kern

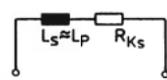


Ringspule ohne Kupferwiderstand

Parallelersatzbild



Reihenersatzbild



Mit dem Serien(Reihen-)ersatzbild schreibt man:

$$\underline{Z} = j\omega L_s + R_{Ks} = j\omega L_s (1 - j \tan \delta_K)$$

$$= j\omega \underline{L} \text{ mit } \underline{L} = L_s (1 - j \tan \delta_K)$$

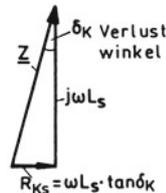
Offensichtlich kann man die verlustbehaftete Spule durch eine komplexe Induktivität \underline{L} beschreiben. Analog kann man dem Kernmaterial eine komplexe Permeabilität $\underline{\mu}$ zur Erfassung der Kernverluste zuordnen. Damit folgt für eine Ringspule:

$$\underline{L} = N^2 \cdot \mu_0 \underline{\mu} \cdot \frac{A}{l} = N^2 \cdot \mu_0 (\mu' - j \mu'') \cdot \frac{A}{l}$$

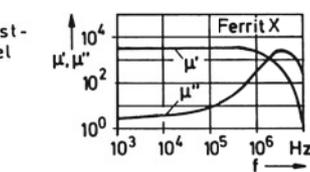
mit $\underline{\mu} = \mu' - j \mu''$.

$$= N^2 \cdot \mu_0 \mu' \cdot \frac{A}{l} \left(1 - j \frac{\mu''}{\mu'}\right) = L_s \cdot (1 - j \tan \delta_K),$$

$\tan \delta_K = \frac{\mu''}{\mu'}$



Zeigerbild

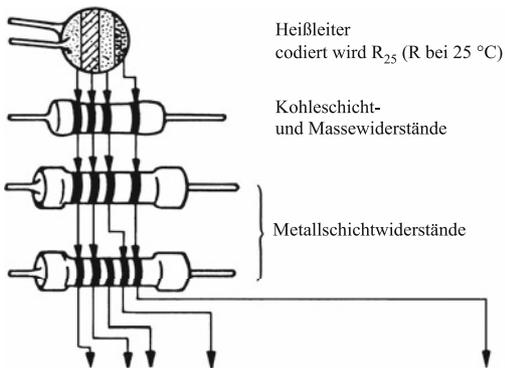


Frequenzgang von μ' und μ''

μ' und μ'' sind frequenzabhängig. Der Imaginärteil μ'' erfasst die Verluste. Bei tiefen Frequenzen wird μ'' vernachlässigbar und μ' geht über in die Anfangspermeabilität μ_i .

A.3 Kennzeichnung von Widerständen und Kondensatoren

Farbcode

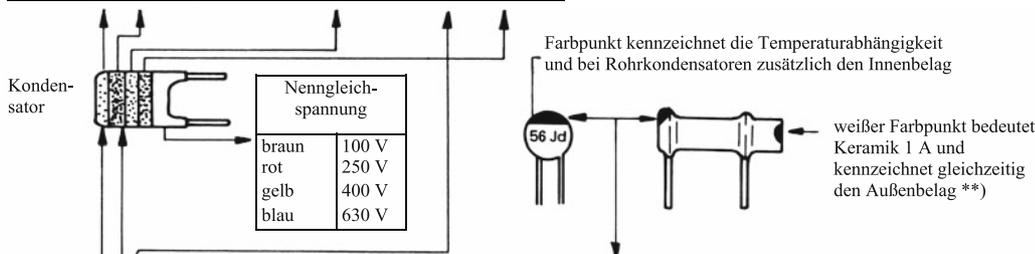


| | | | | | | | |
|---------|---|---|---|----------|-----------|-----------|-----------|
| silber | - | - | - | x 0,01 Ω | - | - | ± 10 % |
| gold | - | - | - | x 0,1 Ω | - | - | ± 5 % |
| schwarz | 0 | 0 | 0 | x 1 Ω | x 1 pF | x 1 μF | ± 20 % *) |
| braun | 1 | 1 | 1 | x 10 Ω | x 10 pF | x 10 μF | ± 1 % |
| rot | 2 | 2 | 2 | x 100 Ω | x 100 pF | | ± 2 % |
| orange | 3 | 3 | 3 | x 1 kΩ | x 1 nF | | |
| gelb | 4 | 4 | 4 | x 10 kΩ | x 10 nF | | |
| grün | 5 | 5 | 5 | x 100 kΩ | x 100 nF | | ± 0,5 % |
| blau | 6 | 6 | 6 | x 1 MΩ | x 1 μF | | |
| violett | 7 | 7 | 7 | x 10 MΩ | x 10 μF | | |
| grau | 8 | 8 | 8 | x 100 MΩ | x 0,01 pF | x 0,01 μF | |
| weiß | 9 | 9 | 9 | - | x 0,1 pF | x 0,1 μF | ± 10 % *) |

Beschriftung von Keramikkondensatoren

Zahl: Kapazität in pF ($56 \hat{=} 56 \text{ pF}$)
 Zahl und n: Kapazität in nF ($1 \text{ n} \hat{=} 1 \text{ nF}$)
 Großer Buchstabe hinter Zahl: Kapazitätstoleranz ($56 \text{ J} \hat{=} 56 \text{ pF} \pm 5 \%$)
 Kleiner Buchstabe hinter großem Buchstaben: Nennspannung ($56 \text{ Jd} \hat{=} 56 \text{ pF} \pm 5 \%, 250 \text{ V}$)
 Fehlt der Kleinbuchstabe, so beträgt die Nennspannung 500 V₋.

| | Kapazitätstoleranz | | Nennspannung |
|---|--------------------|-----------------|-----------------------|
| | C < 10 pF | C > 10 pF | |
| B | ± 0,1 pF | - | a 50 V ₋ |
| C | ± 0,25 pF | - | b 125 V ₋ |
| D | ± 0,5 pF | ± 0,5 % | c 160 V ₋ |
| F | ± 1 pF | ± 1 % | d 250 V ₋ |
| G | ± 2 pF | ± 2 % | e 350 V ₋ |
| H | | ± 2,5 % | f 500 V ₋ |
| J | | ± 5 % | g 700 V ₋ |
| K | | ± 10 % | h 1000 V ₋ |
| M | | ± 20 % | |
| P | | - 0 ... + 100 % | u 250 V ₋ |
| R | | -20 ... + 30 % | v 350 V ₋ |
| S | | -20 ... + 50 % | w 500 V ₋ |
| Z | | -20 ... + 80 % | |



Kondensator

| Nenngleichspannung | |
|--------------------|-------|
| braun | 100 V |
| rot | 250 V |
| gelb | 400 V |
| blau | 630 V |

Tantalelko (Kennzeichnung nicht einheitlich)

| Nenngleichspannung | |
|--------------------|-------|
| weiß | 3 V |
| gelb | 6,3 V |
| schwarz | 10 V |
| grün | 16 V |
| blau | 20 V |
| grau | 25 V |
| rosa | 35 V |

| Farbe | Werkstoff (Typ 1) | Temperaturkoeffizient TK _C in 10 ⁻⁶ /K | TK _C -Toleranz für C ≥ 20 pF | |
|---------------|-------------------|--|---|------------------------------------|
| | | | bei Typ 1 A in 10 ⁻⁶ /K | bei Typ 1 B in 10 ⁻⁶ /K |
| rot/violett | P 100 | + 100 | ± 15 | ± 30 |
| schwarz | NPO | ± 0 | ± 15 | ± 30 |
| braun | N 033 | - 33 | ± 15 | ± 30 |
| rot | N 075 | - 75 | ± 15 | ± 30 |
| orange | N 150 | - 150 | ± 15 | ± 30 |
| gelb | N 220 | - 220 | ± 15 | ± 30 |
| grün | N 330 | - 330 | ± 25 | ± 50 |
| blau | N 470 | - 470 | ± 35 | ± 70 |
| violett | N 750 | - 750 | ± 60 | ± 120 |
| orange/orange | N 1500 | - 1500 | - | ± 250 |

*) Die Toleranzstreifen dieser Farben gibt es nur bei Kondensatoren. Widerstände ohne Toleranzfarbstreifen haben die Toleranz ± 20 %.

**) Typ 1: Kondensator mit NDK-Keramik
 Typ 1A hat gegenüber Typ 1B enger tolerierte TK-Werte
 Typ 2: Kondensator mit HDK-Keramik, Farbzeichen bezieht sich dabei auf Materialart

A.4 Einzelhalbleiter (diskrete Halbleiter)

Bezeichnungsschema (nach Siemens)¹⁾

1. Für Typen, die vorwiegend in Rundfunk-, Fernseh- und Magnetongeräten verwendet werden, besteht die Typenbezeichnung aus:

2 Buchstaben und 3 Ziffern (Standardtypen)

2. Für Typen, die vorwiegend für andere Aufgaben als unter 1. angegeben, also vornehmlich für kommerzielle Zwecke eingesetzt werden, besteht die Typenbezeichnung aus:

3 Buchstaben und 2 Ziffern (Industriotypen)

Darin bedeuten

als erster Buchstabe

A Ausgangsmaterial Germanium

B Ausgangsmaterial Silizium

C III-V-Material,
z.B. Gallium Arsenid

R Halbleiter-Material für Photo-
leiter und Hallgeneratoren

als zweiter Buchstabe

A Diode allgemein (Sonderformen ausgenommen)

B Diode mit veränderlicher Sperrschichtkapazität
(Abstimm-diode)

C Transistor für Anwendungen im Tonfrequenzbereich
($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)

D Leistungstransistor für Anwendungen im Ton-
frequenzbereich ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)

F Hochfrequenz-Transistor ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)

P Strahlungsempfindliches Halbleiterbauelement
(z.B. Photoelement)

Q Strahlungserzeugendes Halbleiterbauelement
(z.B. Lumineszenzdiode)

S Transistor für Schaltanwendungen ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)

U Leistungstransistor für Schaltanwendungen
($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)

Z Z-Diode
(früher Zenerdiode genannt),

als dritter Buchstabe wird für Typen gemäß 2. der Buchstabe Z oder Y oder X usw. verwendet. Die den Buchstaben folgenden Ziffern haben nur die Bedeutung einer laufenden Kennzeichnung, sie beinhalten also keine technische Aussage.

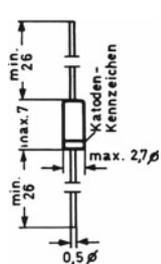
Beispiele:

Dioden

AA 116 (Germanium)

BAY 44 (Silizium)

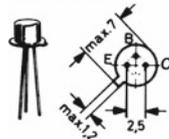
1 N 4148*)



Glasgehäuse

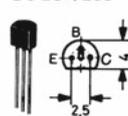
Si-Kleinsignaltransistoren

BC 107/109



Metallgehäuse

BC 237/239



Kunststoffgehäuse

BCW 65



SMD (Surface Mounted Device)
für Oberflächenmontage
z. B. bei Hybridschaltungen

Si-Treibertransistoren

BC 140

2 N 1613 *)



Metallgehäuse

BD 135

MJE 520 *)



Kunststoffgehäuse

Si-Leistungstransistoren



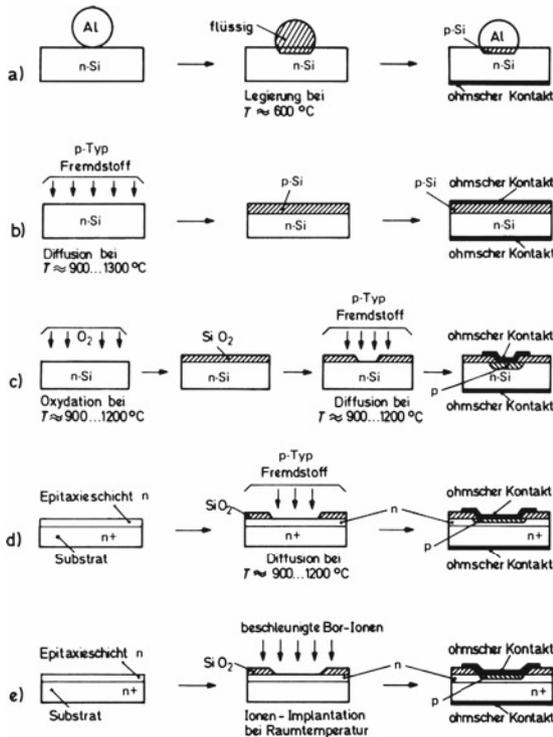
BD 130, BDY 39
2 N 3055 *)
MJ 3000 *) **
MJ 2500 *) **

*) amerikanische Bezeichnungen
**) Darlingtongausführungen

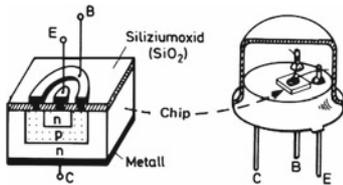
¹⁾ Ein weitergehendes Typenbezeichnungssystem ist von der Organisation „PRO ELECTRON“ mit Sitz in Brüssel herausgegeben worden. Dieser Organisation gehört die Mehrheit aller westeuropäischen Hersteller für Röhren und Halbleiter an.

A.5 Halbleitertechnologie

Herstellungsverfahren für pn-Übergänge



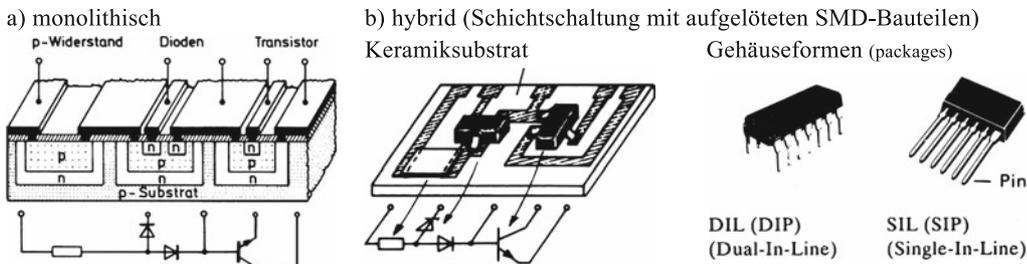
Die Darstellung bezieht sich auf die Herstellung von Dioden. Die Verfahren werden einzeln oder kombiniert auch bei der Herstellung von Transistoren angewandt. Der Planarprozess bildet die Grundlage für alle monolithisch integrierten Schaltungen, bei denen die einzelne Halbleiterscheibe eine vollständige Schaltung enthält.



Aufbau eines Planartransistors

Die Basis- und Emitterzone werden von derselben Seite aus in aufeinander folgenden Schritten in das Grundmaterial eindiffundiert. Beim Planar-Epitaxialtransistor werden diese Zonen in einer zuvor auf dem Grundmaterial aufgetragenen Epitaxieschicht erzeugt.

Integrierte Schaltungen (ICs, integrated circuits, siehe auch beiliegende CD)



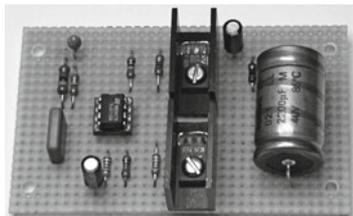
Unterscheidung nach Integrationsgrad (Anzahl der Komponenten):

- SSI (Small scale integration, 10 ... 100),
- MSI (Medium scale integration, 100 ... 1000)
- LSI (Large scale integration, 1000 ... 10000),
- VLSI (Very large scale integration, > 10000)

A.6 Leiterplatten (PCBs, Printed Circuit Boards)

1. Lochrasterplatte

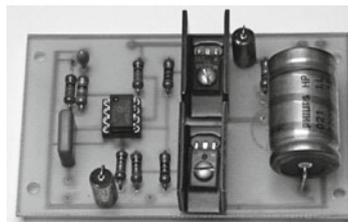
Vorstufe der Leiterplatte, geeignet für Versuchsschaltungen, Löcher im 2,54 mm ($\frac{1}{10}$ Zoll)-Raster für normgerechte Sockel. Bauteile werden eingesteckt und auf Gegenseite verlötet.



Bestückung mit NF-Verstärker, nach Abschn. 18.10 Leistungstransistoren mit Kühlkörper versehen.

2. Leiterplatte (gedruckte Schaltung)

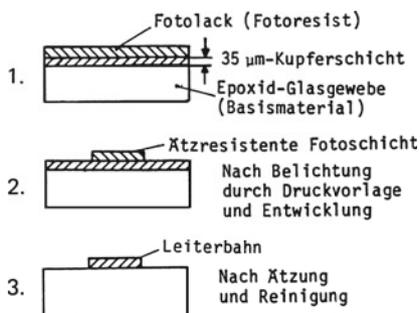
Das entworfene Leiterbild (Layout) wird nach einem Fotodruckverfahren auf eine kupferkaschierte Isolierstoffplatte übertragen. Die Leiter entstehen durch Wegätzen der dazwischen liegenden Kupferflächen.



Herstellung der Druckvorlage

Die Druckvorlage mit dem Layout wurde früher durch das Aufkleben schwarzer Bänder auf einer durchsichtigen Folie hergestellt (Klebeverfahren). Heute wird das Layout in der Regel am Computer erstellt. Dazu stehen spezielle CAD-Programme zur Verfügung (CAD = Computer Aided Design), mit denen auch anschließend die Druckvorlagen („Arbeitsfilme“) über einen angeschlossenen Fotoplotter erstellt werden. Das Programm EAGLE befindet sich mit einer Testversion auf beiliegender CD.

Herstellungsgang einer Leiterplatte



| Leiterbreiten in mm | Strombelastbarkeit | Widerstand in mΩ/cm *) |
|---------------------|--------------------|------------------------|
| 0,5 | 1 A | 10 |
| 1,0 | 2 A | 5 |
| 2,0 | 3,5 A | 2,5 |

*) gültig bei 35 µm Kupferdicke

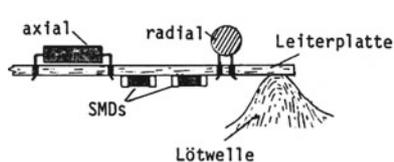
| Leiterabstand in mm | Spannungsbelastbarkeit | Nebenbedingungen |
|---------------------|------------------------|------------------------------|
| 0,5 | 50 V | mit Schutzlack (Isolierlack) |
| 1 | 300 V | |
| 2 | 500 V | |

Nach der Reinigung wird die Platte mit einem lötlaktiven Schutzlack versehen und dann gebohrt. Bei Serienfertigung und maschineller Lötung erfolgt der Aufdruck einer Lötstopmmaske, die nur die Lötäugen freilässt.

Bei hoher Packungsdichte geht man von der einseitigen Leiterplatte zur doppelseitigen Platte über und erstellt je ein Leiterbild auf der Ober- und Unterseite. In der professionellen Technik werden die Löcher „durchkontaktiert“ und stellen damit leitende Verbindungen zwischen beiden Seiten her. Im Übrigen können sie wie bei der Einseitentechnik die Anschlussdrähte der Bauelemente aufnehmen.

Die doppelseitige Leiterplatte eignet sich gut für eine Mischbestückung mit herkömmlichen bedrahteten und neueren drahtlosen SMD-Bauteilen (SMD = *Surface Mounted Device*).

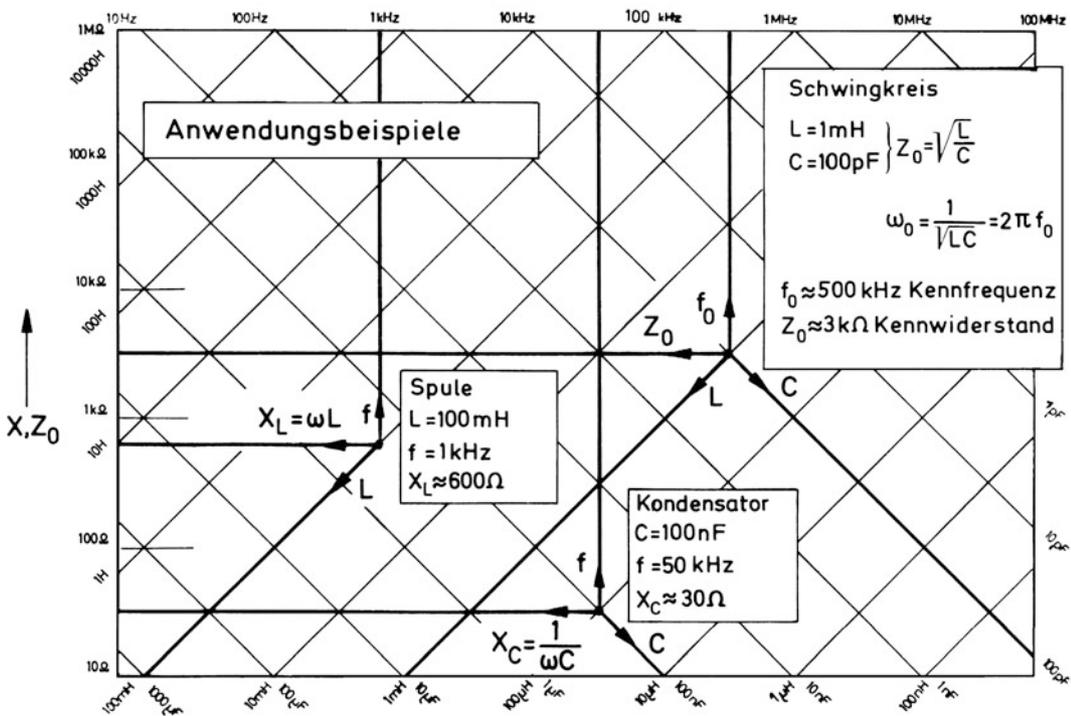
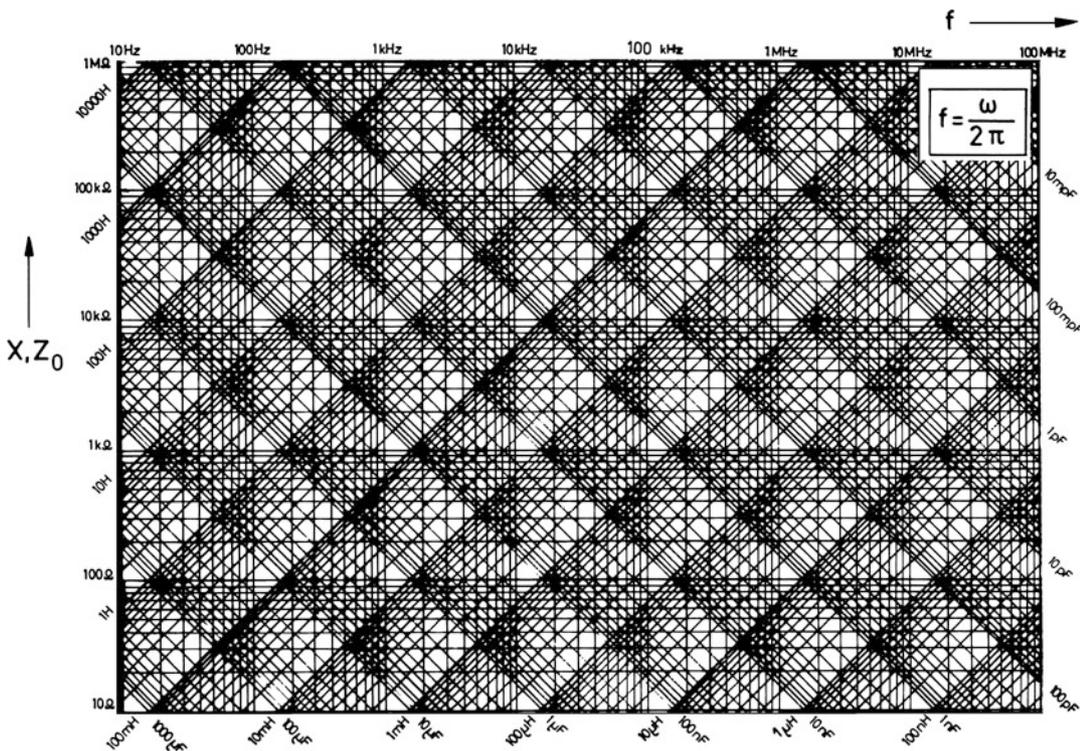
Maschinelles Wellenlöten



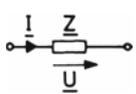
Bauteile für Oberflächenmontage (SMDs)

-  CHIP Quaderform (Widerstände, Kondensatoren, Spulen)
-  MELF Zylinderform, *Metal Electrode Face* (Dioden, Rohrkondensatoren, Widerstände)
-  SOT *Small Outline Transistor package* (diskrete Halbleiter mit 3 Pins)
-  SO *Small Outline* (Integrierte Schaltungen)

A.7 Blindwiderstands-Frequenz-Diagramm („HF-Tapete“)



A.8 RC- und RL-Zweipole

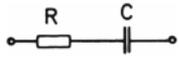


$$\underline{Z} = \frac{U}{I} = Z e^{j\varphi_z}$$

\underline{Z} komplexer Widerstand

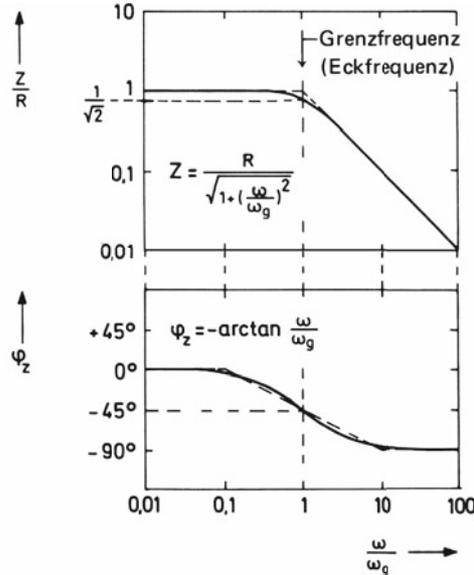
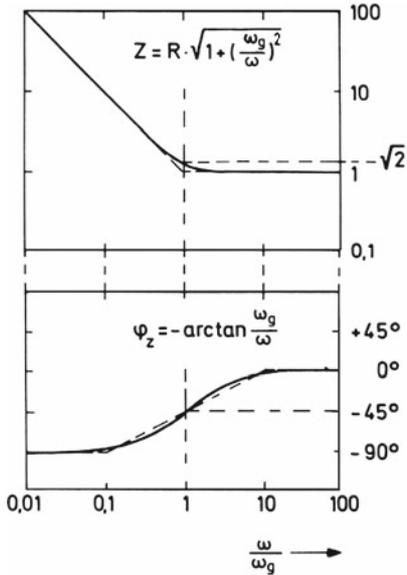
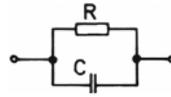
Z Scheinwiderstand

φ_z Phasenwinkel



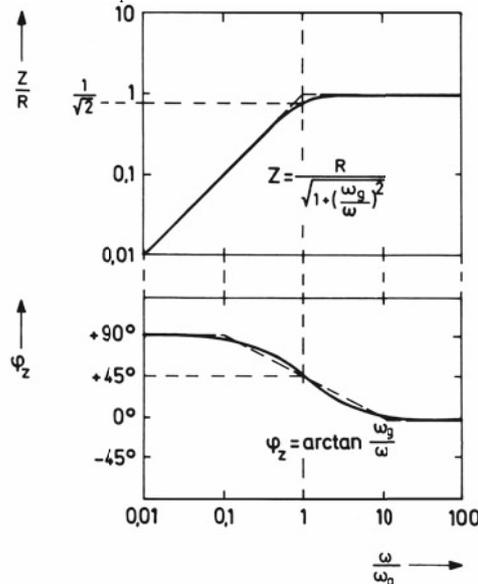
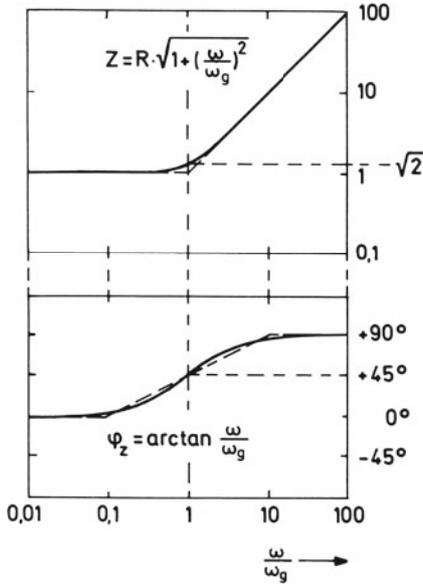
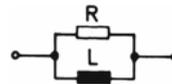
$$\tau = RC = \frac{1}{\omega_g}$$

Zeitkonstante Grenzfrequenz

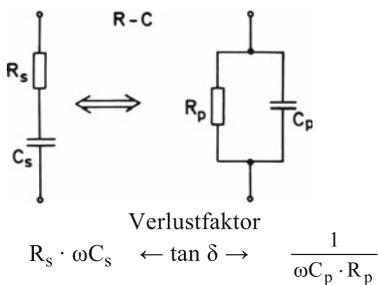


$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_g}$$

Zeitkonstante Grenzfrequenz



A.9 Äquivalente Zweipole, Verlust- und Gütefaktoren



Verlustfaktor $\leftarrow \tan \delta \rightarrow \frac{1}{\omega C_p \cdot R_p}$

Gütefaktor $\leftarrow Q \rightarrow \omega C_p \cdot R_p$

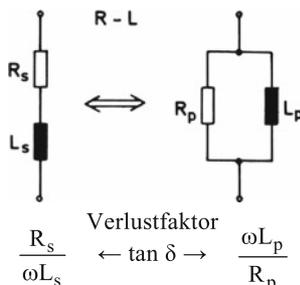
Äquivalenzbedingungen

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q^2} \quad R_p = R_s (1 + Q^2)$$

$$C_s = C_p (1 + \tan^2 \delta) \quad C_p = \frac{C_s}{1 + \tan^2 \delta}$$

$Q \gg 1$:

$$C_p \approx C_s, \quad R_p \approx R_s \cdot Q^2 = \frac{R_s}{\tan^2 \delta}$$



Verlustfaktor $\leftarrow \tan \delta \rightarrow \frac{\omega L_p}{R_p}$

Gütefaktor $\leftarrow Q \rightarrow \frac{R_p}{\omega L_p}$

Äquivalenzbedingungen

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q^2} \quad R_p = R_s (1 + Q^2)$$

$$L_s = \frac{L_p}{1 + \tan^2 \delta} \quad L_p = L_s (1 + \tan^2 \delta)$$

$Q \gg 1$:

$$L_p \approx L_s, \quad R_p \approx R_s \cdot Q^2 = \frac{R_s}{\tan^2 \delta}$$

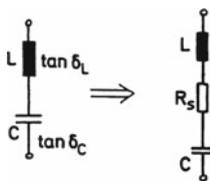
Mit diesen Formeln lassen sich Reihen- in Parallelschaltungen und umgekehrt Parallel- in Reihenschaltungen umwandeln. Streng genommen gelten derartige Umwandlungen immer nur für *eine* Frequenz, als Näherung aber auch für einen gewissen Frequenzbereich. Dies gilt insbesondere für das Rechnen mit kleinen Reihenverlustwiderständen und großen Parallelverlustwiderständen.

Kenngrößen

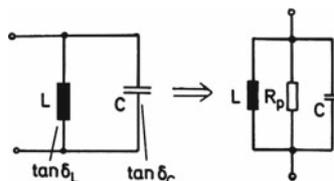
Reihenschwingkreis

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Parallelschwingkreis



Die Verluste werden in einem diskreten Widerstand R_s bzw. R_p erfasst.



$$R_s = \tan \delta_L \cdot \omega L + \tan \delta_C \cdot \frac{1}{\omega C} \quad \text{– Verlustwiderstand –}$$

$$R_p = \frac{\omega L}{\tan \delta_L} \parallel \frac{1}{\omega C \cdot \tan \delta_C}$$

$$Z_r = R_s = Z_0 \cdot (\tan \delta_L + \tan \delta_C) \quad \text{– Resonanzwiderstand –}$$

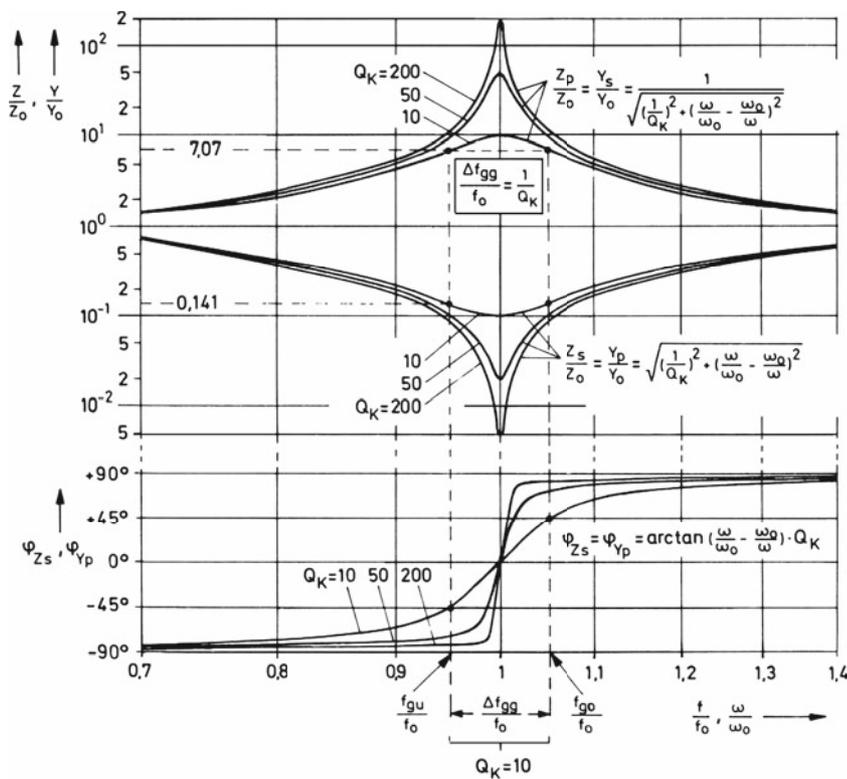
$$Z_r = R_p = \frac{Z_0}{\tan \delta_L} \parallel \frac{Z_0}{\tan \delta_C}$$

$$d_K = \frac{1}{Q_K} = \frac{R_s}{Z_0} = \tan \delta_L + \tan \delta_C \quad \text{– Verlustfaktor – (} Q_K \text{ Kreisgüte)}$$

$$d_K = \frac{1}{Q_K} = \frac{Z_0}{R_p} = \tan \delta_L + \tan \delta_C$$

A.10 Schwingkreise

| Kennwiderstand | Kennleitwert | Kennkreisfrequenz |
|--|--|----------------------------------|
| $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ | $Y_0 = \sqrt{\frac{C}{L}}$ | $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ |
| Reihenschwingkreis (Grundform) (Serienschwingkreis) $\omega_0 = \omega_r$ (Resonanzfrequenz) $Q_K = \frac{Z_0}{R_s}$ (Kreisgüte) $Z_s = R_s + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \frac{1}{Y_s}$ $\frac{Z_s}{Z_0} = \frac{1}{Q_K} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{Y_0}{Y_s}$ | Parallelschwingkreis (Grundform) $\omega_0 = \omega_r$ (Resonanzfrequenz) $Q_K = \frac{R_p}{Z_0}$ (Kreisgüte) $Y_p = \frac{1}{R_p} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = \frac{1}{Z_p}$ $\frac{Y_p}{Y_0} = \frac{1}{Q_K} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{Z_0}{Z_p}$ | |
| Bei der Resonanzfrequenz ω_r verschwindet der Blindanteil des komplexen Widerstandes. Für die Grundformen des Reihen- und Parallelschwingkreises stimmen ω_0 und ω_r überein. | | |



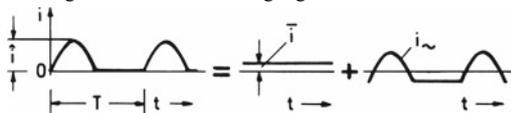
Die relative Bandbreite als auf die Resonanzfrequenz bezogenes Frequenzband Δf_{gg} zwischen den Grenzfrequenzen f_{go} und f_{gu} ist gleich dem Kehrwert der Güte Q_K .

A.11 Wechselströme und Mischströme

| Kenngrößen | Wechselstrom (sinusförmig) | Mischströme (DIN 40 110) | | |
|--|-------------------------------|--|--|---|
| | | | | |
| \hat{i} Scheitelwert | | | | |
| Mittelwert ¹⁾ $\bar{i} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$ | 0 | I_0 | $\frac{1}{\pi} \cdot \hat{i}$ | $\frac{T_i}{T} \cdot \hat{i}$ |
| Gleichrichtwert $ \bar{i} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$ | $\frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}$ | I_0 | $\frac{1}{\pi} \cdot \hat{i}$ | $\frac{T_i}{T} \cdot \hat{i}$ |
| Effektivwert ²⁾ $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$ | $\frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$ | $\sqrt{I_0^2 + \frac{\hat{i}^2}{2}}$ | $\frac{\hat{i}}{2}$ | $\hat{i} \cdot \sqrt{\frac{T_i}{T}} = \sqrt{i \cdot \bar{i}}$ |
| Formfaktor ³⁾ $F = \frac{I}{ \bar{i} }$ | $\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$ | $\sqrt{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{i}_{\sim}}{I_0}\right)^2}$ | $\frac{\pi}{2}$ | $\sqrt{\frac{T_i}{T}}$ |
| Effektivwert des Wechselanteils $I_{\sim} = \sqrt{I^2 - \bar{i}^2}$ | $\frac{\hat{i}}{\sqrt{2}}$ | $\frac{\hat{i}_{\sim}}{\sqrt{2}}$ | $\hat{i} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}}$ | $\hat{i} \cdot \sqrt{\frac{T_i}{T}} \cdot \sqrt{1 - \frac{T_i}{T}}$ |
| Welligkeit $w = \frac{I_{\sim}}{\bar{i}}$ | ∞ | $\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}_{\sim}}{I_0}$ | $\sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1}$ | $\sqrt{\frac{T}{T_i} - 1}$ |
| Klirrfaktor k ⁴⁾ | 0 | 0 | 0,4 | nicht sinnvoll |

- 1) genau: linearer Mittelwert, auch I_{av} (*average current*) genannt, Gleichstromkomponente.
- 2) Der Effektivwert wird auch mit I_{eff} oder I_{rms} (*root-mean-square-value*) bezeichnet. Sofern die einzelnen Komponenten eines Mischstromes bekannt sind, ergibt sich der Effektivwert als Wurzel aus der Summe der quadrierten Einzeleffektivwerte.
- 3) Zu unterscheiden vom Scheitelfaktor (Crestfaktor) als Verhältnis \hat{i} / I .
- 4) $k = \frac{\text{Effektivwert sämtlicher Oberschwingungen}}{\text{Effektivwert des gesamten Wechselstromes}} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}$ (I_n Effektivwert der n-ten Harmonischen)

Gleichgerichtete Sinusschwingung



Harmonische Analyse (Fourieranalyse)

$$k = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}}{\pi} \sqrt{\left(\frac{2}{3}\right)^2 + \left(\frac{2}{15}\right)^2 + \left(\frac{2}{35}\right)^2 + \dots}}{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{i}}{\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + \left(\frac{2}{3}\right)^2 + \left(\frac{2}{15}\right)^2 + \dots}} \approx 0,4$$

(der Gleichanteil i bleibt unberücksichtigt)

$$i(t) = \frac{\hat{i}}{\pi} \left[1 + \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t - \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 6\omega t - \dots \right]$$

A.12 Spannungs-, Strom- und Leistungspegel (Dezibelsystem)

Das logarithmierte Verhältnis einer Spannung U_x zu einer im Grunde beliebigen Bezugsspannung U_0 nennt man Spannungspegel p_U . Im Allgemeinen verwendet man das Zwanzigfache des dekadischen Logarithmus und versteht diesen Wert mit dem Zusatz Dezibel (dB), der wie eine Einheit behandelt wird.

Man unterscheidet:

Spannungspegel Strompegel Leistungspegel

$$p_U = 20 \lg \frac{U_x}{U_0} \text{ dB} \quad p_I = 20 \lg \frac{I_x}{I_0} \text{ dB} \quad p_P = 10 \lg \frac{P_x}{P_0} \text{ dB}$$

Die Faktoren 20 und 10 ergeben an einem Widerstand R übereinstimmende Pegel p_U , p_I und p_P , wenn U_0 , I_0 und P_0 zusammengehörige Werte darstellen, entsprechend $P_0 = I_0^2 \cdot R = U_0^2 / R$.

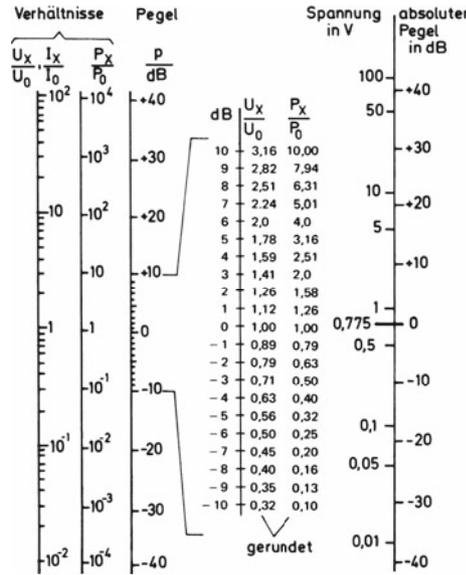
Rechenbeispiele zum Spannungspegel:

$$26 \text{ dB} = (20 + 6) \text{ dB} \quad -26 \text{ dB} = (-20 - 6) \text{ dB}$$



$$\frac{U_x}{U_0} = 10 \cdot 2 = 20$$

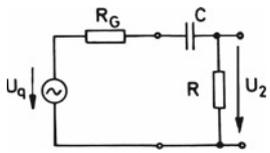
$$\frac{U_x}{U_0} = \frac{1}{10} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{20}$$



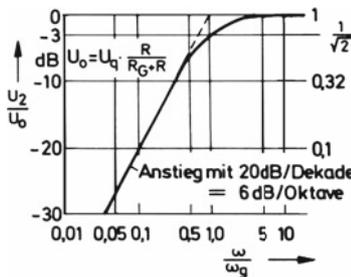
Gelegentlich wählt man $U_0 = 0,775 \text{ V}$ als Bezugsspannung. Es handelt sich um die Spannung eines „Normalgenerators“, der an einen Widerstand $R_0 = 600 \Omega$ die Leistung 1 mW liefert. Man spricht dann vom „absoluten Pegel“, im Übrigen zur Unterscheidung davon vom „relativen Pegel“. Beim absoluten Pegel schreibt man auch dBm statt dB.

Beispiele für die relative Pegeldarstellung:

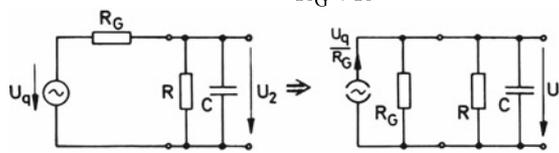
a) Hochpasssystem $\omega_g = \frac{1}{C(R_G + R)}$



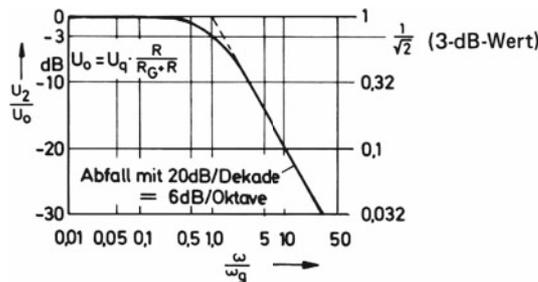
$$\frac{U_2}{U_q} = \frac{R}{R_G + R} \cdot \frac{\omega}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}$$



b) Tiefpasssystem $\omega_g = \frac{1}{C \cdot \frac{R_G \cdot R}{R_G + R}}$ (Grenzfrequenz)

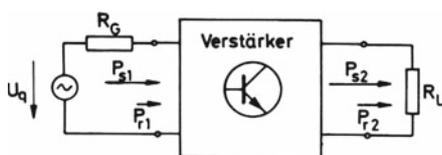


$$\frac{U_2}{U_q} = \frac{R}{R_G + R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}$$



Die doppeltlogarithmische Darstellungsweise des Amplitudenfrequenzganges, insbesondere bei Verwendung des Dezibelmaßes wie im Beispiel, bezeichnet man auch als Bode-Diagramm. Als Bezugsspannung U_0 dient hier der Wert der Ausgangsspannung im Durchlassbereich.

A.13 Rauschmaß und Rauschzahl



$$P_s \quad \text{Signalleistung}$$

$$P_r \quad \text{Rauschleistung}$$

$$A = \frac{P_s}{P_r} \quad \text{Signal-Rauschverhältnis}$$

$$A_{\text{dB}} = 10 \cdot \lg A \quad \text{Signal-Rauschabstand}$$

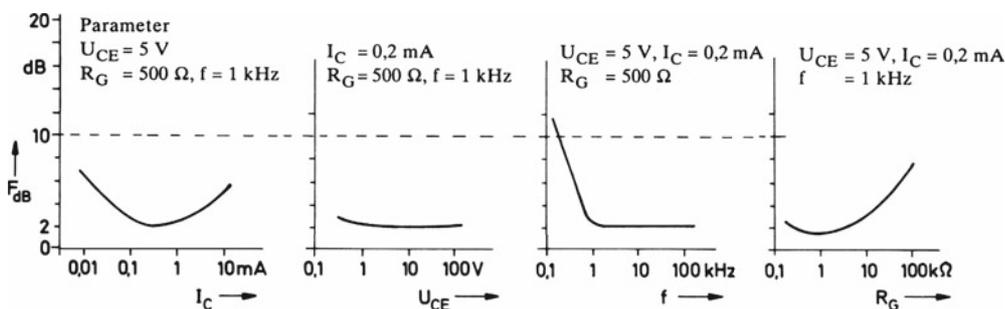
Das Signal-Rauschverhältnis A_2 am Ausgang eines Verstärkers ist kleiner als das Signal-Rauschverhältnis A_1 am Eingang, da ein Verstärker selbst Rauschleistung aufgrund verschiedener Ursachen erzeugt, so dass stets mehr Rauschleistung als die verstärkte Generatorrauschleistung am Ausgang erscheint. Man definiert den Quotienten der beiden Signal-Rauschverhältnisse wie folgt als Rauschzahl F des Verstärkers:

$$F = \frac{A_1}{A_2} = \frac{P_{s1}/P_{r1}}{P_{s2}/P_{r2}} = \frac{P_{s1} \cdot P_{r2}}{P_{r1} \cdot P_{s2}} > 1. \text{ Bei rauschfreiem Verstärker wäre } F = 1.$$

Das Signal-Rauschverhältnis A in dB bezeichnet man als Rauschabstand, die Rauschzahl F in dB bezeichnet man als Rauschmaß:

$$F_{\text{dB}} = 10 \lg F = 10 \lg \frac{A_1}{A_2} = 10 \lg \frac{P_{s1}}{P_{r1}} - 10 \lg \frac{P_{s2}}{P_{r2}} = A_{1\text{dB}} - A_{2\text{dB}}$$

Das Rauschmaß bzw. die Rauschzahl eines Transistors als Kleinsignalverstärker ist abhängig von seinem Arbeitspunkt, dem Generatorwiderstand R_G und der Frequenz f als Mittenfrequenz eines Frequenzbandes Δf , über dem man die Rauschmessung vornimmt. Das folgende Bild zeigt diese Abhängigkeit von den verschiedenen Parametern für einen „rauscharmen“ NF-Transistor in Emitterschaltung (ähnlich BC 109).



Rechenbeispiel: Ein Mikrophon mit einem Generatorwiderstand $R_G = 500 \Omega$ liefert eine Quellenspannung $U_q = 100 \mu\text{V}$. Ein einstufiger Verstärker in Emitterschaltung habe über dem Frequenzintervall von 30 Hz bis 15 kHz ($\Delta f \approx 15 \text{ kHz}$) ein mittleres Rauschmaß von 3 dB. Welcher Rauschabstand ergibt sich am Ausgang?

$$3 = 10 \lg \frac{P_{s1}}{P_{r1}} - 10 \lg \frac{P_{s2}}{P_{r2}} = 10 \lg \frac{U_q^2}{4 \cdot kT \cdot \Delta f \cdot R_G} - 10 \lg A_2 \quad 1)$$

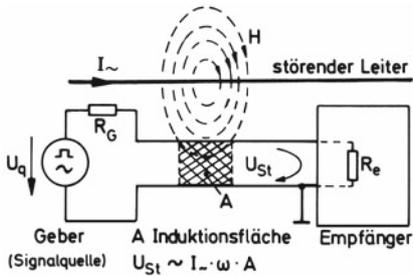
$$A_{2\text{dB}} = 10 \lg A_2 = 10 \lg \frac{(100 \mu\text{V})^2}{1,6 \cdot 10^{-20} \text{ Ws} \cdot 15 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1} \cdot 500 \Omega} - 3 = \underline{46,2 \text{ dB}}$$

Bei mehrstufigen Verstärkern trägt jede einzelne Stufe zu der Ausgangsrauschleistung bei. Im Allgemeinen überwiegt aber das in jeder Stufe verstärkte Rauschen der Eingangsstufe alle folgenden Beiträge, so dass das Gesamtrauschmaß nicht wesentlich größer wird als dasjenige der Eingangsstufe.

1) Siehe Widerstandsrauschen in **Abschnitt 1.6**, im Beispiel wird $T = 290 \text{ K}$ gesetzt.

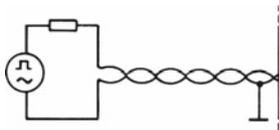
A.14 Fremdstörungen und Störschutz

a) induktive Einstreuung



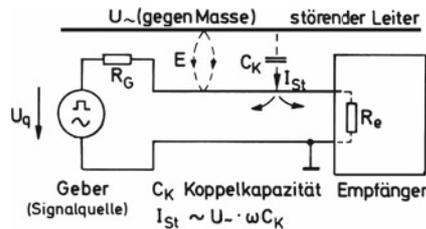
Die induzierte Störspannung U_{St} wirkt auf die Reihenschaltung $R_G + R_e$

Schutzmaßnahme: Leitungsverdrillung



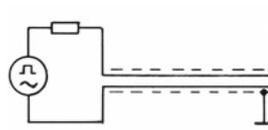
Der Störschutz kann zusätzlich verbessert werden durch eine hochpermeable Umhüllung der Leitung (magnetische Abschirmung), z.B. mit Mu-Metall. Bei hohen Störfrequenzen wirkt jede Metallumhüllung abschirmend aufgrund der induzierten Wirbelströme, die dem Störfeld entgegenwirken.

b) kapazitive Einstreuung



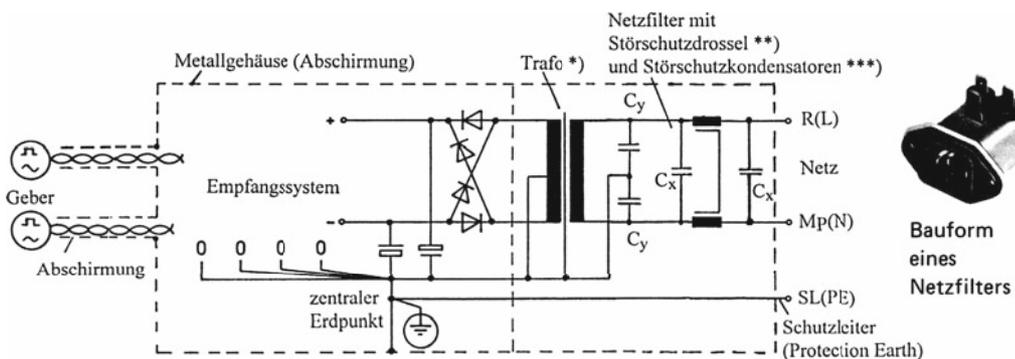
Der kapazitive Störstrom I_{St} wirkt auf die Parallelschaltung $R_G \parallel R_e$

Schutzmaßnahme: Abschirmung



Die Abschirmung darf nur einseitig mit Masse oder Erde verbunden werden, da sich andernfalls eine Leiterschleife über die Abschirmung bildet, in der Störströme fließen können (durch Induktion oder unterschiedliche Masse- bzw. Erdpotentiale).

EMV-gerechter Aufbau eines Gerätes mit Netzfilter und Abschirmung
(EMV = Elektromagnetische Verträglichkeit)



*) Trafo mit Schirmwicklung (einlagig) oder Schirmfolie zwischen den Wicklungen.

**) Das Netzfilter dämpft Störimpulse auf der Netzleitung nach beiden Richtungen. Die Störschutzdrossel wird in der Regel als stromkompensierte Zweifachdrossel ausgebildet (s. Anhang B.5 und Abschn. 5.6).

***) Die Netz-Kondensatoren C_x (X-Kondensatoren) dämpfen die symmetrischen (Gegentakt-)Störimpulse, die Kondensatoren C_y (Y-Kondensatoren) dämpfen die asymmetrischen (Gleichtakt-)Störimpulse gegenüber Erde.

A.15 Einheiten, Einheiten-Vorsätze und Normreihen

SI-Basiseinheiten¹⁾

| Basisgröße | Einheit | Zeichen |
|-------------|-----------|---------|
| Länge | Meter | m |
| Masse | Kilogramm | kg |
| Zeit | Sekunde | s |
| Stromstärke | Ampere | A |
| Temperatur | Kelvin | K |
| Lichtstärke | Candela | cd |
| Stoffmenge | Mol | mol |

¹⁾ SI = Système International d'Unités

Vorsätze für dezimale Vielfache und Teile von Einheiten

| Zehnerpotenz | Vorsatz | Vorsatzzeichen | Zehnerpotenz | Vorsatz | Vorsatzzeichen |
|------------------|---------|----------------|-------------------|---------|----------------|
| 10 ¹² | Tera | T | 10 ⁻¹ | Dezi | d |
| 10 ⁹ | Giga | G | 10 ⁻² | Zenti | c |
| 10 ⁶ | Mega | M | 10 ⁻³ | Milli | m |
| 10 ³ | Kilo | k | 10 ⁻⁶ | Mikro | μ |
| 10 ² | Hekto | h | 10 ⁻⁹ | Nano | n |
| 10 | Deka | da | 10 ⁻¹² | Piko | p |
| | | | 10 ⁻¹⁵ | Femto | f |
| | | | 10 ⁻¹⁸ | Atto | a |

Teile oder Vielfache dieser Basiseinheiten wie mA und km gelten nicht mehr als SI-Einheiten, wohl aber Produkte oder Quotienten wie As und m/s.

Norm-Reihen für Widerstände und Kondensatoren (mit zugehörigen Toleranzen)

| E 6 ±20% | E 12 ±10% | E 24 ±5% | E 48 ±2% | E 96 ±1 % | E 6 ±20% | E 12 ±10% | E 24 ±5% | E 48 ±2% | E 96 ±1% | Widerstands- bezeichnungen nach IEC 62 |
|-------------|--------------|-------------|-------------|--------------|-------------|--------------|-------------|-------------|-------------|--|
| 1,0 | 1,0 | 1,0 | 1,00 | 1,00 | 3,3 | 3,3 | 3,3 | 3,32 | 3,32 | |
| | | | 1,05 | 1,02 | | | | 3,48 | 3,40 | R11 = 0,11 Ω |
| | | 1,1 | 1,10 | 1,05 | | | 3,6 | 3,65 | 3,48 | 1R0 = 1,0 Ω |
| | | | 1,13 | 1,07 | | | 3,9 | 3,83 | 3,57 | 1R1 = 1,1 Ω |
| | | | 1,15 | 1,10 | | | | 4,02 | 3,65 | 10R = 10 Ω |
| | 1,2 | 1,2 | 1,21 | 1,13 | | | | 4,22 | 3,74 | 10R1 = 10,1 Ω |
| | | | 1,24 | 1,15 | | | 4,3 | 4,42 | 3,83 | 100R = 100 Ω |
| | | 1,3 | 1,27 | 1,18 | | | | 4,53 | 3,92 | 101R = 101 Ω |
| | | | 1,30 | 1,21 | | | | 4,64 | 4,02 | 1K0 = 1 kΩ |
| | | | 1,33 | 1,24 | | | | | 4,12 | 1K1 = 1,1 kΩ |
| | | | 1,37 | 1,27 | | | | | 4,22 | 10K = 10 kΩ |
| | | | 1,40 | 1,30 | | | | | 4,32 | 10K1 = 10,1 kΩ |
| | | | 1,43 | 1,33 | | | | | 4,42 | 100K = 100 kΩ |
| | | | 1,47 | 1,37 | | | | | 4,53 | 101K = 101 kΩ |
| | | | | 1,40 | | | | | 4,64 | 1M0 = 1 MΩ |
| | | | | 1,43 | | | | | 4,75 | 1M1 = 1,1 MΩ |
| | | | | 1,47 | | | | | 4,87 | 10M = 10 MΩ |
| | | | | 1,50 | | | | | 4,99 | |
| 1,5 | 1,5 | 1,5 | 1,54 | 1,54 | | | 5,1 | 5,11 | 5,11 | |
| | | | 1,58 | 1,58 | | | | 5,36 | 5,23 | |
| | | 1,6 | 1,62 | 1,62 | | | | 5,62 | 5,49 | |
| | | | 1,65 | 1,65 | | | 5,6 | 5,62 | 5,62 | |
| | | | 1,69 | 1,69 | | | | 5,90 | 5,76 | |
| | | | 1,74 | 1,74 | | | | 6,04 | 5,90 | |
| | | 1,8 | 1,78 | 1,78 | | | | 6,19 | 6,04 | |
| | | | 1,82 | 1,82 | | | | 6,49 | 6,19 | |
| | | | 1,87 | 1,87 | | | 6,2 | 6,19 | 6,19 | |
| | | | 1,91 | 1,87 | | | | 6,49 | 6,34 | |
| | | | 1,96 | 1,96 | | | | 6,65 | 6,49 | |
| | | 2,0 | 2,00 | 2,00 | | | | | 6,65 | |
| | | | 2,05 | 2,05 | | | | | 6,81 | |
| | | | 2,10 | 2,10 | | | | | 6,98 | |
| | | | 2,15 | 2,15 | | | | | 7,15 | |
| | | | | 2,21 | | | | | 7,32 | |
| 2,2 | 2,2 | 2,2 | 2,26 | 2,26 | | | 7,5 | 7,50 | 7,50 | |
| | | | 2,32 | 2,32 | | | | 7,68 | 7,68 | |
| | | | 2,37 | 2,37 | | | | 7,87 | 7,87 | |
| | | 2,4 | 2,43 | 2,43 | | | | 8,06 | 8,06 | |
| | | | 2,49 | 2,49 | | | 8,2 | 8,25 | 8,25 | |
| | | | 2,55 | 2,55 | | | | 8,45 | 8,45 | |
| | | | 2,61 | 2,61 | | | | 8,66 | 8,66 | |
| | | | 2,67 | 2,67 | | | | 8,87 | 8,87 | |
| | | 2,7 | 2,74 | 2,74 | | | 9,1 | 9,09 | 9,09 | |
| | | | 2,80 | 2,80 | | | | 9,31 | 9,31 | |
| | | | 2,87 | 2,87 | | | | 9,53 | 9,53 | |
| | | | 2,94 | 2,94 | | | | 9,76 | 9,76 | |
| | | 3,0 | 3,01 | 3,01 | | | | | | |
| | | | 3,09 | 3,09 | | | | | | |
| | | | 3,16 | 3,16 | | | | | | |
| | | | 3,24 | 3,24 | | | | | | |

²⁾ MIL = Military Norm:
Die letzte Ziffer bezeichnet die Zahl der anzuhängenden Nullen.

| Widerstands- bezeichnungen nach MIL ²⁾ | |
|---|----------|
| 100 | = 10 Ω |
| 220 | = 22 Ω |
| 221 | = 220 Ω |
| 102 | = 1000 Ω |
| 222 | = 2,2 kΩ |
| 103 | = 10 kΩ |
| 223 | = 22 kΩ |
| 104 | = 100 kΩ |
| 224 | = 220 kΩ |
| 105 | = 1 MΩ |
| 225 | = 2,2 MΩ |

Anhang B: Bauteile-Katalog

Der folgende Katalog hat die gleiche Gliederung wie der Hauptteil des Buches:

- B.1 Widerstände
- B.2 Homogene Halbleiterbauelemente
- B.3 Halbleiterdioden
- B.4 Kondensatoren
- B.5 Spulen
- B.6 Transformatoren und Übertrager
- B.7 Relais
- B.8 Röhren und Displays
- B.9 Feldeffekt-Transistoren
- B.10 Bipolare Transistoren
- B.11/12 Operationsverstärker/Analogbausteine
- B.13 Sinusoszillatoren
- B.14 Kippschaltungen
- B.15 Digitalbausteine
- B.16 DA- und AD-Umsetzer
- B.17 Optosensoren und Optokoppler
- B.18 Leistungstransistoren
- B.19 Thyristoren und Triacs
- B.20 Spannungs- und Stromversorgung

Es werden die Datenblätter der jeweiligen Bauelemente auszugsweise wiedergegeben. Besonders wichtig sind die Grenzwerte, deren Nichtbeachtung im Betrieb zu einer Schädigung des betreffenden Bauelementes mit anschließendem Ausfall führen kann. Weitere Informationen zum Ausfallverhalten folgen am Schluss dieses Katalogs.

Die aufgeführten Hersteller stehen repräsentativ für eine in der Regel größere Herstellergruppe. Die genannten „Preisansätze“ sollen lediglich einer überschlägigen Kostenabschätzung dienen.

Bei der Auswahl der Bauteile fanden besonders geläufige Typen Berücksichtigung. Sie sind im lokalen Fachhandel erhältlich oder aber bei einem der folgenden Versandhäuser für Elektronikmaterial:

| | | |
|---|--|--|
| Dr. Hans Bürklin Schillerstraße 41 80336 München Telefon: 089/55875-0 www.buerklin.de | Conrad Electronic Klaus Conrad-Straße 1 92240 Hirschau Telefon: 09622/30-0 www.conrad.com | Farnell InOne GmbH Kelttenring 14 82041 Oberhaching Telefon: 089/61393939 www.farnell.com |
| Mütron GmbH Postfach 1353 28819 Achim Telefon: 0421/3056-0 www.muutron.de | RS Components GmbH Hessenring 13b 64546 Mörfelden- Walldorf Telefon: 06105/401- 0 www.rs-components.de | Dietrich Schuricht GmbH Lise-Meitner-Straße 4 28359 Bremen Telefon: 0180/5223435 www.schuricht.com |

Eine allgemeine Suchfunktion für Datenblätter und Lieferanten steht im Internet zur Verfügung unter der Adresse: www.alldatasheet.com

B.1 Widerstände

Festwiderstände für kleine Leistungen

- Hervorzuhebende Merkmale

| Bauform | mit Kappen | | | kappenlos | | gebräuchliche Baugrößen | |
|-------------------------------|--------------------------------|------------------------------|--------------------|----------------|---------------------|-------------------------|------------------|
| DIN-Baugröße | 0207 | 0207 | 0414 | 0207 | 0207 | | |
| Technologie | Kohle-schicht | Metall-schicht ¹⁾ | Metall-oxidschicht | Metall-glasur | Kohle-masse | DIN | |
| Widerstandsbereich | 1Ω...10MΩ | | | 1Ω...100MΩ | | P ₇₀ | |
| TK-Wert | 10 ⁻⁶ /K | -300 | ±50 | ±200 | ±100 | -500 | 0204 |
| Zul. Temperatur | °C | 125 | 150 | 200 | 175 | 150 | 0207 |
| Belastbarkeit P ₇₀ | W | 0,25 | 0,33 | 1 | 0,5 | 0,25 | 0411 |
| wärmewiderstand | K/W | 220 | 220 | 130 | 125 | 250 | 0414 |
| Grenzspannung | V ₋ /V ₋ | 250 | 250 | 500 | 1000 | 400 | 0718 |
| Rauschen | | mittel | sehr gering | gering | mittel | stark | 0922 |
| Impulsbelastbarkeit | | gut | mittel | mittel | gut | sehr gut | gültig für Kohle |
| Langzeitstabilität | | mäßig | gut | mittel | gut | mäßig | |
| Preisansatz ²⁾ | € | -,05 | | -,10 | | -,05 | |
| Hersteller/Vertrieb | | Philips Vishay | | Vishay Vitrohm | A. Bradley, Vitrohm | | |

- ¹⁾ Metallschichtwiderstände gibt es auch als „Sicherungswiderstände“ mit Ohmwerten von 10Ω bis 10000Ω. Diese verhalten sich bei Überlast ähnlich wie eine träge Schmelzsicherung (s. Abschnitt 1.2)
- ²⁾ gültig für 5%-Widerstände. Enger tolerierte Widerstände sind teurer.

Chipwiderstände als SMDs



| Baugrößen | | 0402 | 0603 | 0805 | 1206 | 1210 | 2010 | 2512 |
|---|----------|--|------|-------|------|------|------|------|
| Maße: | Länge L | mm | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 3,2 | 3,2 | 5,0 |
| | Breite B | mm | 0,5 | 0,8 | 1,2 | 1,6 | 2,6 | 2,6 |
| | Höhe H | mm | 0,35 | 0,45 | 0,45 | 0,5 | 0,6 | 0,6 |
| Belastbarkeit P ₇₀ ¹⁾ | W | 0,063 | 0,1 | 0,125 | 0,25 | 0,33 | 0,5 | 1 |
| Preisansatz | € | 0,01 ... 0,05 je nach Menge und Preisstaffel | | | | | | |
| Hersteller | | Beyschlag, Bourns, Philips, SRT, Vishay, Vitrohm, Welwyn | | | | | | |

- ¹⁾ Standardwerte. Für engtolerante Präzisionswiderstände gelten niedrigere Werte, s. Herstellerangaben.

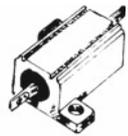
Widerstandskennzeichnung im Bereich <10Ω nach IEC, im Bereich >10Ω vorzugsweise nach MIL (s. Anhang A15):

| | | | | | | | | |
|-----|-----|------|-------|--------|-------|--------|------|----------------------|
| | 1 Ω | 10 Ω | 100 Ω | 1000 Ω | 10 kΩ | 100 kΩ | 1 MΩ | Sonderfall |
| IEC | | | | | | | | |
| MIL | | | | | | | | Null-Ohm-Widerstand: |

Null-Ohm-Widerstand (Zero Ohm Jumper) dient wie eine Drahtbrücke zur Herstellung einer Leitungskreuzung (Jumper = Brücke).

Nachtrag: Die Firma Bourns fertigt Chip-Widerstände auch als Sicherungswiderstände, und zwar im Gegensatz zu oben als rückstellbare (reversible) Sicherung. Bei Überhitzung wird eine Leiterbahn aus einem kristallinen Polymer unterbrochen, die sich anschließend beim Erkalten wieder schließt.

Drahtwiderstände für größere Leistungen

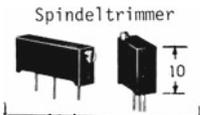
| | | | | | | |
|-------------------------------|---------------------|---|---|---|--|---|
| Bauformen | |  |  |  |  |  |
| | | lackiert/ zementiert | glasiert | keramik- umhüllt | glasiert mit Schellen | mit Alu-Gehäuse (Chassismontage) |
| widerstandsbereich | | 0,1Ω...20kΩ | 0,1Ω...100kΩ | 0,1Ω...100kΩ | 1Ω...100kΩ | 0,1Ω...50kΩ |
| TK-Wert (Bereich) | 10 ⁻⁶ /K | -50...+250 | 0...+250 | -50...+500 | 0...+250 | 0...+50 |
| Belastbarkeit P ₄₀ | W | 1...3 | 3...20 | 4...17 | 10...100 | 10...100 |
| Körperlänge | mm | 15...30 | 20...60 | 20...75 | 40...150 | 15...90 |
| Preisansatz | € | -,20...-,40 | -,50...2,- | -,30...1,- | 1,50...7,- | 2,-...5,- |
| Hersteller /Vertrieb | | Vishay (www.vishay.com) Vishay (www.vishay.com) | | | Krah-RWI, Philips | Dale, ArcoI |

Drehpotentiometer für Frontplattenmontage

| | | | | | | |
|-------------------------------|----|---|---|---|---|---|
| Meistgebräuchliche Bauformen | |  |  |  |  |  |
| Technologie | | Kohleschicht | Cermetschicht | Leitplastik | Draht (fein) | Draht (grob) |
| widerstandsbereich | | 100Ω...5MΩ | | 100Ω...100kΩ | 10Ω...50kΩ | 10Ω...10kΩ |
| Gehäusedurchmesser | mm | 15...25 | 15...20 | ≈20 | 20...25 | 20...90 |
| Belastbarkeit P ₄₀ | W | 0,1...0,25 | 1...2 | 0,5...1 | 1...2 | 5...100 |
| Zul. Umgebungstemp. | °C | 70 | 125 | 125 | 125 | 200 |
| Preisansatz | € | -,30...1,- | 2,-...5,- | 3,-...5,- | 2,-...5,- | 7,-...20,- |
| Hersteller /Vertrieb | | Philips Piher | Bourns (www.bourns.com) Preh (www.preh.com) | AB-Elektronik Contelec | Draloric Krah-RWI | |

Kohleschichtpotentiometer sind billig, besitzen aber einen relativ starken Temperaturgang. Besonders günstig schneiden in dieser Hinsicht (Fein-) Drahtpotentiometer ab, die jedoch an ihrer begrenzten Auflösung, bedingt durch den Windungssprung, leiden. In Bezug auf ihr Auflösungsvermögen sehr gut sind Cermet- und Leitplastikpotentiometer. Die Letzteren - auch CP-Potentiometer (conductive plastic) genannt - besitzen die größte Verschleißfestigkeit bei häufigem Schleiferspiel, vertragen jedoch nur einen geringen Schleiferstrom (< 1mA).

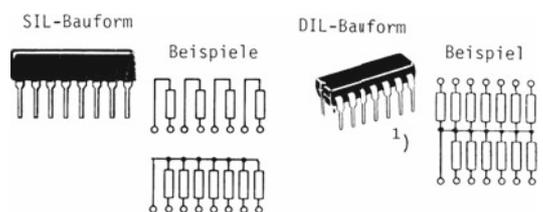
Trimpotentiometer

| | | | | |
|-------------------------------|---------------------|---|---|--|
| Meistgebräuchliche Bauformen | |  |  |  |
| Technologie | | Kohleschicht | Cermet (Metall-Glasur) | Draht gewickelt |
| widerstandsbereich | | 100Ω...5MΩ | 10Ω...2MΩ | 10Ω...50kΩ |
| TK-Wert | 10 ⁻⁶ /K | ±300 | ±100 | ±50 |
| Belastbarkeit P ₄₀ | W | 0,1...0,3 | 0,5 | 0,5...1 |
| Zul. Umgebungstemp. | °C | 70 | 125 | 125 |
| Einstellbarkeit | | gut | gut | Windungssprung! |
| Langzeitstabilität | | mäßig | gut | gut |
| Preisansatz | € | -,25 | -,50...3,- | 1,50...3,- |
| Hersteller | | Philips Piher | Allen-Bradley Piher | Dale Bourns |

Cermet als die heute vorherrschende Technologie ist bei allen Bauformen vertreten.

Widerstandsnetzwerke (Dickschichtkombinationen)

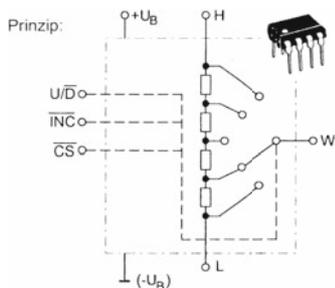
| | | |
|-------------------------------|---------------------|-----------|
| Widerstandswerte | 10Ω ... 1MΩ | |
| Toleranzen | % | ±2 |
| TK-Wert | 10 ⁻⁶ /K | ±150 |
| Belastbarkeit P ₄₀ | W | 1 (total) |
| Preisansatz | € | -,50 |
| Hersteller | Matsushita, Vitrohm | |



1) Die DIL-Bauform gibt es auch als SMD.

Halbleiter-Potentiometer (Digitale Potentiometer)

Digitally Controlled Potentiometers (DCPs)



Halbleiter-Potentiometer bilden als integrierte Bausteine die Funktion eines mechanischen Potentiometers nach. Sie enthalten eine Widerstands-Reihenschaltung zwischen den Anschlüssen H und L. Die Verbindungspunkte können mit einem Schleifer - realisiert als CMOS-Umschalter - abgegriffen werden. Die Bewegung des Schleifers (Wiper W) geschieht in der Regel über einen internen Auf/Abwärtszähler mit dem Steuerbus U/D (Up/Down), INC (Increment) und CS (Chip select). Für Audioanwendungen gibt es stattdessen auch die Möglichkeit einer Tastensteuerung sowie 2 Systeme in einem Gehäuse, die Stereobetrieb ermöglichen.

Manche Bausteine enthalten einen Speicher - realisiert als EEPROM -, der die Schleiferstellung beim Abschalten der Betriebsspannung festhalten kann. Andere gehen nach dem Wiedereinschalten in eine vorbestimmte Stellung. Die Anschlüsse H und L sind meistens von den Betriebsspannungsanschlüssen isoliert. Ihre Potentiale dürfen sich aber nur innerhalb bestimmter Grenzen frei bewegen.

| Bauformen | | | | | | | | |
|---------------------|--------------------|-------------------------|-------------|--------------------------|---------|--------------------------|---------|--|
| Typ | | | MAX 5160 | X9C... | DS 1666 | DS 1802 | DS 1669 | |
| Grenzwerte | Betriebsspannung | V | 6 | 5,5 | 5 | 3...5 | 5...8 | |
| | Schleiferstrom | mA | 1 | | | | | |
| | Betriebstemperatur | °C | 85 | 70 | 85 | | | |
| Systeme/Isolation | | 1/ja | | | 2/ja | 1/ja | | |
| Ansteuerung | | 3-Leiter (U/D, INC, CS) | | | | Taster (oder Transistor) | | |
| Kennlinie | | linear | | quasilog. 1) | log. 2) | linear | | |
| Abgriffe | | 32 | 100 | 128 | 65 | 64 | | |
| Speicherung | | nein | ja | nein | | | ja | |
| Widerstand H - L | kΩ | 50/100/200 | 1/10/50/100 | 10/50/100 | 45 | 10/50/100 | | |
| Schleiferwiderstand | Ω | typisch 400 | | | | | | |
| Preisansatz | € | 2,- | 4,- | | 7,- | 5,- | | |
| Hersteller | | Maxim | Xicor | Dallas (www.dalsemi.com) | | | | |

1) Geknickte Kennlinie mit größerer Steigung im oberen Bereich (geeignet als Lautstärkepotentiometer).

2) Lautstärkepotentiometer mit 65 möglichen Einstellungen und einer Steigung von 1dB/Stufe.

Präzisionswiderstände für die Messtechnik

| | | | | | | |
|--------------------|--|--|--|---|------------|-----|
| Bauformen |  Zylinder |  Chip |  Chip |  | | |
| Technologie | Draht | Metallschicht | Metallschicht | Draht | NiCr-Folie | |
| Widerstandsbereich | 10Ω...100kΩ | 1Ω...1MΩ | 10Ω...100kΩ | 0,01...50kΩ | 1Ω...150kΩ | |
| Toleranz | % | 0,025...0,1 | | | | |
| TK-Wert | 10 ⁻⁶ /K | 5...20 | | | | |
| Belastbarkeit | W | 0,25 | 0,25 | 0,1 | 1 | 0,3 |
| Preisansatz | € | 1,-... 5,- | | | | |
| Hersteller | Rhopoint Vishay | Vishay welwyn | Meggitt welwyn | Megatron | Dewitron | |

Niederohmige Spezialwiderstände als Stromsensoren

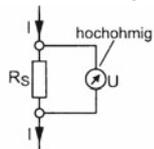
| | | | | | | |
|-----------------|--|---|--|--|---|-------------------|
| Bauformen |  |  |  |  |  | |
| Typ | SMT | BVS | SMV | PBV | RUG | |
| Technologie | Manganin-Folienwiderstände ("ISA-PLAN") | | | | | |
| Anschlussart |  2-Leiter | |  4-Leiter ¹⁾ | | | |
| Gehäuselänge | mm | 7 | 10 | 12 | 22,5 | 70 |
| widerstandswert | Ω | 0,005...1 | 0,0003...0,003 | 0,001...1 | 0,0005...1 | 0,001...100 |
| Toleranz | % | 1/2/5 | | 0,5/1/5 | | 0,1/0,5 |
| TK-Wert | 10 ⁻⁶ /K | <50 | | <30 | | 1/3/5/10 |
| Belastbarkeit | W | 2 | 3 | 3 | 10 ²⁾ | 250 ²⁾ |
| Preisansatz | € | 1,- | | 3,- | 4,- | 80,- |
| Hersteller | Isabellenhütte (www.isabellenhuetten.de) | | | | | |

1) vierleiteranschluss bedeutet, dass auf jeder Seite zusätzlich zum Stromanschluss noch ein Anschluss für den Spannungsabgriff vorgesehen ist (Potential- oder kelvinklemme). Dadurch werden undefinierbare Spannungsabfälle am Stromanschluss nicht mitgemessen.

2) Bei Montage auf Kühlkörper

Strommessung mit Messwiderstand (Stromsensor) R_S ¹⁾

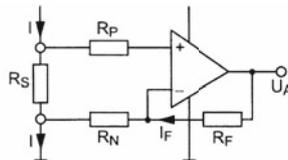
Grundschialtung



Beispiel:
 $R_S = 0,1\Omega$, $U = 10\text{ mV}$
 $\rightarrow I = \frac{U}{R_S} = \frac{10\text{ mV}}{0,1\Omega} = 100\text{ mA}$

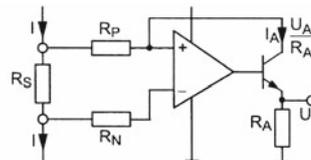
Schaltungen mit Operationsverstärker

a) R_S geerdet



Gleichung:
 $I \cdot R_S = I_F \cdot R_N = \frac{U_A}{R_N + R_F} \cdot R_N$
 $\rightarrow U_A = I \cdot R_S \cdot (1 + R_F/R_N)$

b) R_S schwimmend



Gleichung:
 $I \cdot R_S = I_A \cdot R_P \approx \frac{U_A}{R_A} \cdot R_P \quad (I_A \ll I)$
 $\rightarrow U_A \approx I \cdot R_S \cdot \frac{R_A}{R_P}$

Die Firmen Burr Brown, Linear Technology, Maxim und NSC bieten fertige ICs zur Strommessung an (Vgl. auch Abschnitt 12.2).

¹⁾ Manchmal unzutreffend mit „Shuntwiderstand“ bezeichnet (Shunt = Nebenwiderstand, Parallelwiderstand).

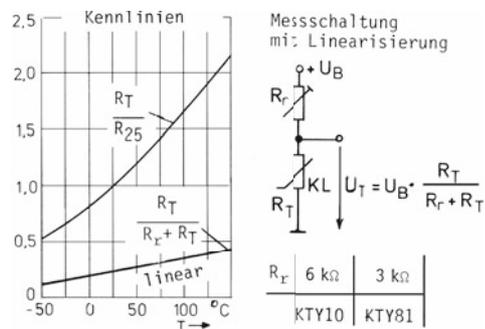
B.2 Homogene Halbleiterbauelemente

| Heißleiter | | Temperaturfühler | | | Anlass-/Stabilisierungsheizleiter | |
|--|------|---|------------|----------------|--|------------|
| | | Glasgehäuse | Scheibe | Metallgehäuse | Glasgehäuse | Scheibe |
| Bauformen | | | | | | |
| Maße L bzw. D | mm | 5...10 | 5...10 | 10 | 10...30 | 10...30 |
| Nennwiderstand R _N | kΩ | 1...500 | 0,01...500 | 0,01...100 | 1...200 | 0,01...1 |
| Toleranz ΔR _N | % | ±1 5 10 20 | | | ±10 20 | |
| Steuerkonstante B | K | 2500...5000 | | | 2500...5000 | |
| Toleranz ΔB | % | ±1 3 5 | | | ±5 | |
| Belastbarkeit | mW | 100...300 | 200...1000 | 100...500 | 50...200 | 500...5000 |
| Wärmeleitwert G | mW/K | 0,5...1 | 5...10 | 20 mit Chassis | 0,5...5 | 5...50 |
| Zul. Temperatur | °C | 100...200 | | | 100...200 | |
| Abkühlzeitkonstante τ | s | 5...10 | 10...30 | 10...30 | 1...10 | 10...200 |
| Preisansatz | € | -,50...7,- je nach Toleranz | | | 2,-...5,- je nach Typ | |
| Anwendung | | Messen, Steuern, Kompensieren | | | Verzögerungsschaltungen Spannungsstabilisierung | |
| Hersteller | | Siemens → EPCOS (www.epcos.com), ST Microelectronics (www.st.com) | | | | |
| Nutzung der I-U-Kennlinie | | unterhalb U _{max} ¹⁾ | | | oberhalb U _{max} ²⁾ | |
| „Nennwiderstand“ R _N = R ₂₀ oder R ₂₅ ! R _T = A · e ^{B/T} = R _N · e ^{B(1/T - 1/T_N)} mit T _N als „Nenntemperatur“ (20°C oder 25°C) | | | | | | |

- 1) In diesem Kennlinienteil verhält sich der Heißleiter wie ein (fast) linearer Widerstand.
- 2) Widerstand R_r ist im Beispiel gerade so bemessen, dass sich in Abhängigkeit vom Strom eine annähernd konstante Spannung ergibt von 3,5V bis 4V. Dieses Verhalten kann genutzt werden zur Stabilisierung von Gleich- und Wechselspannungen.

Einkristalline Siliziumkaltleiter (als Temperaturfühler)

| Typen | KTY 10 | KTY 81 |
|--------------------------------|----------|-----------------------|
| Bauform | | |
| Nennwiderstand R ₂₅ | kΩ | 2 1 |
| Toleranz | % | ±1 |
| Messbereich | °C | -50...150 |
| Messstrom | mA | ≤ 1 (Eigenerwärmung!) |
| Preisansatz | € | 1,50 |
| Hersteller | Infineon | Philips |

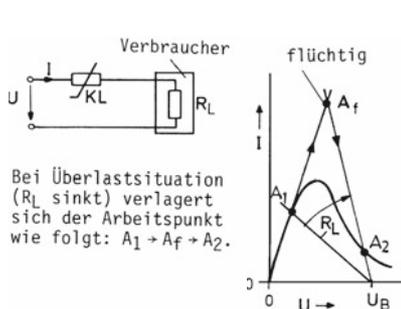


Keramische Kaltleiter

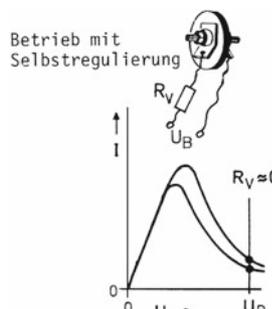
| | | | | | |
|---------------------------------|------|---|-----------------------------------|---|------------------|
| Bauform | | | | | |
| Maße L bzw. D | mm | 5...10 | 7 | 5...25 | 10...20 |
| Kaltwiderstand R ₂₅ | Ω | 20...200 | 50...200 | 1...1000 | 1...1000 |
| Bezugstemperatur T _B | °C | 30...150 | 100...160 | 100...150 | 100...200 |
| Grenzspannung U _{max} | V | 10...50 | 20 | 20...500 | 20...250 |
| Wärmeleitwert G _{th} | mW/K | 5...30 | 2...6 | 5...20 | 200...1000 |
| Abkühlzeitkonstante τ | s | 10...50 | 3 | 20...100 | - |
| Preisansatz | € | 1.-...3,- | 2,- | 1,50 | 1,50 |
| Anwendung | | Temperaturfühler Temperaturschalter | Flüssigkeitsfühler (Füllstand) | Strombegrenzer (Sicherung) ¹⁾ | Heiz- element |
| Hersteller | | Siemens → EPCOS (www.epcos.com), Texas Instruments (www.ti.com) | | | |

Die „Bezugstemperatur“ T_B kennzeichnet den Beginn des steilen Widerstandsanstiegs über der Temperatur. Die Grenzspannung U_{max} gibt die höchste zulässige Betriebsspannung an:
 $U_{max} \approx \sqrt{2} \cdot U_{eff}$
 Der Kaltwiderstand ist mit großen Toleranzen behaftet (bis zu 30%).

Besondere Anwendungen
Strombegrenzung (Sicherung)



Heizung



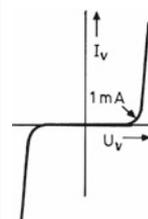
¹⁾ Im Gegensatz zur Schmelzsicherung arbeitet die Kaltleiter-Sicherung zerstörungsfrei. Sie ist selbstregenerierend, d.h. automatisch rückstellbar (reversibel) → Poly-Switch-Sicherung.

Varistoren (Metalloxidvaristoren, MOV)

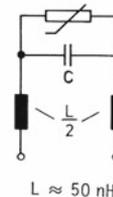
hier speziell: ZnO-Varistoren

| | | | | | | |
|--|----|---|------|------|------|------|
| Bauformen | | | | | | |
| Zul. Wechselspannung U _{eff} | V | 5..500 je nach Type | | | | |
| Zul. Gleichspannung U ₋ ¹⁾ | V | 7...650 (U ₋ < √2 U _{eff}) | | | | |
| Zul. Stoßstrom (10µs) | A | 50 | 100 | 200 | 500 | 1000 |
| Belastbarkeit P ₇₀ | W | 0,05 | 0,1 | 0,25 | 0,4 | 0,6 |
| Eigenkapazität C | pF | 150 | 200 | 500 | 1000 | 2000 |
| Anwendung | | Spannungsbegrenzung | | | | |
| Preisansatz | € | -,50 | -,50 | -,80 | 1,- | 1,50 |
| Hersteller | | General Electric, Philips, EPCOS (Siemens) | | | | |

I-U-Kennlinie



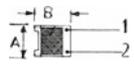
Ersatzbild



¹⁾ Bei dieser Spannung bleibt der Strom noch unter 1mA
 Der Varistor als Spannungsbegrenzer ist möglichst nahe am zu schützenden Bauteil anzubringen mit kurzen induktivitätsarmen Anschlussdrähten. Als Massewiderstand besitzt er eine hervorragende Impulsbelastbarkeit mit hohen Stoßströmen. Am Eingang eines Netzgerätes (230V) verwendet man üblicherweise einen Typ mit einer zulässigen Wechselspannung U_{eff} = 250V, Durchmesser 14mm. Bei Vorschaltung eines Entstörfilters genügt die kleinere Ausführung mit 10mm Durchmesser.

Feldplatten

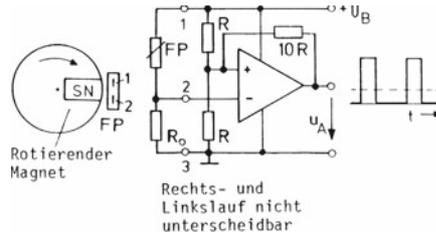
a) einfache Feldplatten auf Eisenträger



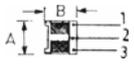
| | | |
|-------------------------|------------------|---------------|
| Bauform | | |
| Typenbezeichnungen | FP 30 L 100 E | FP 17 L 200 E |
| Maße A/B | mm 1,2/3,2 | 2,7/3,2 |
| Grundwiderstand R_0 | Ω 100 | 200 |
| Widerstand R_B bei 1T | Ω > 700 | > 1400 |
| Preisansatz | € 5,- | 7,- |
| Hersteller | Siemens→Infineon | |

Anwendungsbeispiel

Impulsgeber mit Trigger

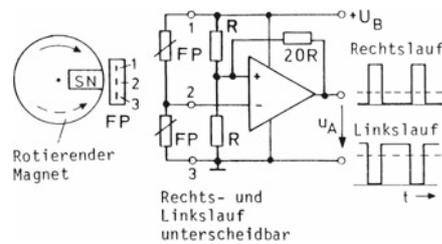


b) Differentialfeldplatten auf Eisenträger



| | | |
|-------------------------|-------------------|--------------|
| Bauform | | |
| Typenbezeichnung | FP 110 L 60 | FP 111 L 100 |
| Maße A/B | mm 1,2/3,2 | 2,7/3,2 |
| Grundwiderstand R_0 | Ω 2 x 60 | 2 x 100 |
| Widerstand R_B bei 1T | Ω >2 x 400 | >2 x 700 |
| Preisansatz | € 7,- | 10,- |
| Hersteller | Siemens→Infineon | |

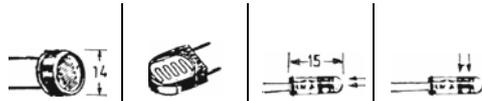
Impulsgeber mit Trigger



In den dargestellten Anwendungsschaltungen bereitet die Erzeugung eines ausreichend starken Magnetfeldes oft Schwierigkeiten. Zweckmäßig ist dann die Verwendung von Fühlerelementen mit magnetischer Vorspannung durch einen integrierten Magneten. Die Feldänderung wird mit einem vorbeilaufenden Eisenteil erzeugt.

Fotowiderstände

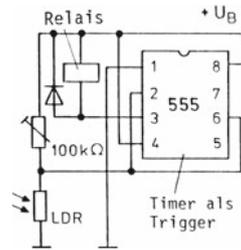
a) einfache Widerstände



| | | | | |
|--------------------------|--|--------|--------|--------|
| Bauformen | | | | |
| Typenbezeichnung | LDR 03 | LDR 05 | ORP 60 | ORP 61 |
| Dunkelwiderstand | $M\Omega$ > 10 | | > 100 | |
| Hellwiderstand (1000 lx) | $k\Omega$ 0,03...0,3 | | 2...10 | |
| Belastbarkeit P | mW 200 | | 50 | |
| Preisansatz | € 1,-...3,- | | | |
| Hersteller*) | Philips (www.semiconductors.philips.com) | | | |

*) Weitere Hersteller sind Clairex, Hamamatsu, Moririca und Vactec.

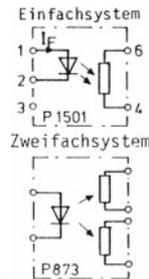
Anwendungsbeispiel
Dämmerungsschalter



b) Fotowiderstände mit LED als Optokoppler

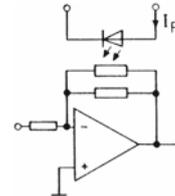


| | | |
|--------------------------------|---------------|----------|
| Bauformen | | |
| Typenbezeichnungen | P 1501 | P 873-13 |
| Dunkelwiderstand | $M\Omega$ > 5 | > 10 |
| Hellwiderstand ($I_F = 5mA$) | $k\Omega$ < 1 | < 10 |
| Preisansatz | € 1,50 | 5,- |
| Hersteller | Hamamatsu | |



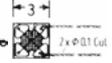
Anwendungsbeispiel

Verstärkungssteuerung

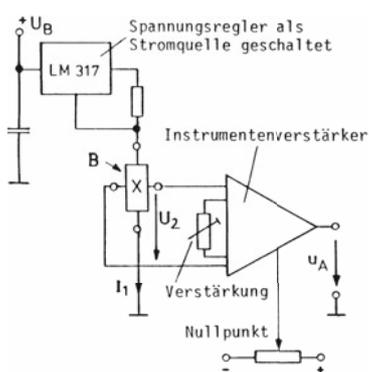


Hallgeneratoren

a) einfache Systeme

| Typenbezeichnung | | SV 210 | SV 200C | UGN-3605 |
|--------------------------------------|---|---|---|---|
| Bauformen | |  |  |  |
| Nennsteuerstrom I_{1N} | mA | 60 | 20 | 5 |
| Eingangswiderstand R_1 | Ω | 30 | 60 | 800 |
| Ausgangswiderstand R_2 | Ω | 30 | 60 | 1600 |
| Empfindlichkeit bezogen auf I_{1N} | $\frac{\Delta U_{20}}{\Delta B}$ mV/T | 300 | 100 | 500 |
| TK-Wert | $\frac{\Delta U_{20}}{\Delta T} \cdot \frac{1}{U_{20}}$ $\frac{1}{K}$ | -10^{-3} | -10^{-3} | $+10^{-2}$ |
| Zul. Temperatur | $^{\circ}C$ | 100 | 100 | 70 |
| Preisansatz*) | € | 50,- | 20,- | 10,- |
| Hersteller | | Siemens→Infineon | | Sprague |

Lineare Messschaltung



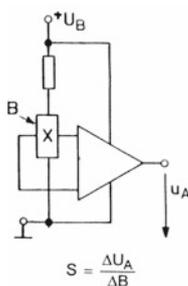
Die Stromquelle kann auch in einfacher Weise realisiert werden mit Stromquellenbaustein LM 334.

*) Wesentlich preisgünstiger sind die als Positions-Sensor angebotenen Hallgeneratoren KSY 10 und KSY 13 im Kunststoff-Miniaturgehäuse sowie die superflache Ausführung KSY 14 (Siemens).

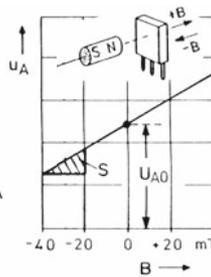
b) mit integriertem Linearverstärker

| Typenbezeichnung | | TL 173 | 9 SS | UGN 3501 |
|------------------------|-------|---|---|---|
| Bauformen | |  |  |  |
| Betriebsspannung U_B | V | 10...13 | 8...16 | 8...12 |
| Nullspannung U_{A0} | V | 6 | 6 | 3 |
| lin. Messbereich | mT | -50...+50 | -40...+40 | -150...+150 |
| Empfindlichkeit s | mV/mT | 15 | 75 | 70 |
| Preisansatz | € | 2, ... 5,- | | |
| Hersteller | | Texas Inst. | Honeywell | Sprague |

Prinzipbild (IC mit 3 Pins)



Kennlinie

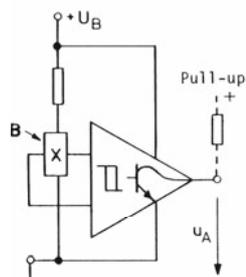


Vergleichbar ist auch der Baustein SAS 231 von Siemens (Infineon).

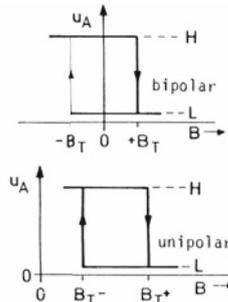
c) mit integriertem Schaltverstärker (Hallschalter)

| Bauformen | |  | und |  |
|------------------------|----|---|-----|---|
| Typen | | unipolar | | bipolar |
| Betriebsspannung U_B | V | ≥ 5 | | ≥ 5 |
| Schaltswelle B_{T+} | mT | +50 | | +20 |
| Schaltswelle B_{T-} | mT | +10 | | -20 |
| Preisansatz | € | 1, ... 2,- | | |
| Hersteller | | wie oben | | |

Prinzipbild (IC mit 3 Pins)



Funktionen



Hallsensoren als komplette integrierte Systeme mit Signalverstärkung und -verarbeitung werden von der Fa. Micronas-Intermetall auf CMOS-Basis hergestellt (www.micronas.com). Hauptanwendung: Automobilindustrie.

B.3 Halbleiterdioden

Dioden für kleine Ströme (Signaldioden)

Besondere Merkmale •

| | | | | | | |
|---------------|---|--------|-----------------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Bauformen | Glasgehäuse Katodenmarkierung mit Ring | | | | | |
| Typ (Bauart) | Si-Planar-Diode | | | | | |
| Bezeichnungen | 1 N 4148 ¹⁾ | BAV 10 | BAV 20 | BAV 21 | | |
| Grenzwerte | Strommittelwert I_0 | mA | 150 | 300 | 250 | |
| | Spitzenstrom \hat{i} | mA | 250 | 600 | 625 | |
| | Sperrspannung U_R | V | 100 | 60 | 200 | 250 |
| Kennwerte | Flussspannung U_F | V | < 1 bei 70mA | < 1 bei 200mA | < 1 bei 100mA | |
| | Sperrstrom I_R ²⁾ | nA | <25 bei -20V | < 100 bei - 60V | < 100 bei -150V | < 100 bei -200V |
| | Erholzeit t_{rr} | ns | < 5 | < 6 | <50 | |
| Preisansatz | € | -,05 | -,10 | | | |
| Hersteller | Philips (www.philips.com) | | SGS-Thomson (ST Microelectronics) | | | |

¹⁾ äquivalent 1 N 914 ²⁾ gültig für $T_j = 25^\circ\text{C}$

Spezialdioden

Besondere Merkmale•

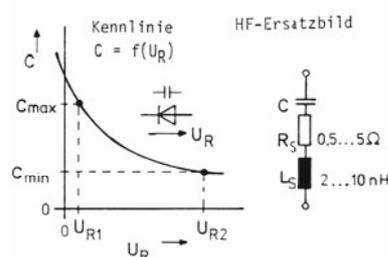
| | | | | | | |
|---------------|------------------------|------------------------------|-------------------------|----------------------------|-----------------------------|-----------------|
| Bauformen | Glas | Glas | Glas | Glas | | |
| Typ (Bauart) | Schottky-Diode | Germaniumdiode ¹⁾ | Siliziumdioden | | | |
| Bezeichnungen | BAT 42 | AA 143 | BY 228 | FJT 1100 | | |
| Grenzwerte | Strommittelwert I_0 | mA | 100 | 60 | $3 \cdot 10^3$ | - |
| | Spitzenstrom \hat{i} | A | - | - | 50 | - |
| | Sperrspannung U_R | V | 30 | 25 | 1500 | 30 |
| Kennwerte | Flussspannung U_F | V | <0,4 bei 10mA | <0,33 bei 2mA | < 1,5 bei 5A | < 1,05 bei 50mA |
| | Sperrstrom I_R | nA | < 500 bei -25V | < $20 \cdot 10^3$ bei -20V | < $5 \cdot 10^3$ bei -1500V | < 0,01 bei -15V |
| | Erholzeit t_{rr} | ns | <5 | ≈ 20 | $20 \cdot 10^3$ | - |
| | Sperrschichtkap. | pF | 5 bei $U_R = 1\text{V}$ | 2 bei $U_R = 0\text{V}$ | - | 2 |
| Preisansatz | € | -,25 | -,50 | 1,- | 3,- | |
| Hersteller | SGS-Thomson | Intermetall ²⁾ | Temic | NSC | | |

¹⁾ Golddraht-Spitzendiode ²⁾ heute General Semiconductor (www.gensemi.com)

Kapazitätsdioden

| | | | |
|---------------------|----------------|------------------------------|-----------------------------|
| Bauformen | Plastik | Glas | |
| Typen | BB 112 | BB 139 | |
| Kapazität C_{max} | pF | 500 bei $U_{R1} = 1\text{V}$ | 50 bei $U_{R1} = 1\text{V}$ |
| Kapazität C_{min} | pF | 20 bei $U_{R2} = 9\text{V}$ | 5 bei $U_{R2} = 25\text{V}$ |
| Sperrstrom I_R | nA | < 50 bei $U_R = 12\text{V}$ | < 50 bei $U_R = 30\text{V}$ |
| Preisansatz | € | 2,50 | 1,50 |
| Anwendung | KML-Abstimmung | | UKW-Abstimmung |
| Hersteller | Philips | Intermetall | |

Schaltzeichen



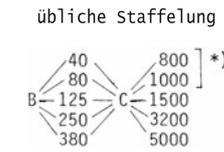
Si-Leistungsdioden

| | | | |
|----------------------------|---|---|--|
| Bauformen |  6,5 Plastik |  9,5 Plastik |  9 Plastik |
| Typen (Baureihen) 1) | 1 N 4001 bis 1 N 4007 ..1 ..2 ..3 ..4 ..5 ..6 ..7 | 1 N 5401 bis 1 N 5407 ..1 ..2 ..3 ..4 ..5 ..6 ..7 | P 600 A-J A B D G J |
| Sperrspannung $U_{R\ max}$ | V | 50 100 200 400 600 800 1000 | 100 200 300 400 500 600 800 50 100 200 400 600 |
| Dauergrenzstrom I_0 | A | 1 | 3 6 |
| Spitzenstrom \hat{i} | A | 10 | 20 200 |
| Flussspannung U_F | V | < 1 bei 1A | < 1 bei 3A < 1 bei 6A |
| Sperrstrom I_R | μA | < 5 bei $U_{R\ max}$ (25°C) | < 5 bei $U_{R\ max}$ (25°C) < 25 bei $U_{R\ max}$ (25°C) |
| Preisansatz | € | -,10 | -,20 -,50...1,- |
| Hersteller | Motorola bzw. ON Semiconductor als Nachfolger | | General Instrument |

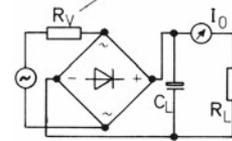
1) Es handelt sich um Standard-Dioden für Netzgleichrichter mit Sperrerholzeiten von einigen Mikrosekunden. Zu den Familien 1N4000 und 1N5400 gibt es die „schnellen“ Komplementärreihen UF4000 und UF5400 mit Erholzeiten von nur 50ns (UF = Ultra Fast, superschnell). Sie gehören zur großen Gruppe der FREDs (Fast Recovery Diodes), je nach Typ mit einer Strombelastbarkeit bis zu 100A (s. übernächste Seite).

Si-Brückengleichrichter

| | | | | |
|-------------------------------|---|--|--------------------------|---------------------------|
| Bauformen |  Rundgehäuse |  Flachgehäuse | | |
| Typenbezeichnungen (Baureihe) | B40C800...B380C1500 | B40C1500...B380C5000 | | |
| Nennanschlussspannung | V | 40...380 (eff.) | 40...380 (eff.) | |
| Durchlassspannung | V | ≈1,5 (Spg.-Abfall) | ≈1,5 (Spg.-Abfall) | |
| Grenzwerte | Strommittelwert I_0 (C-Last) | mA | 800...1500 (Angabe C...) | 1500...5000 (Angabe C...) |
| | Period. Spitzenstrom | A | 10 | 10...40 |
| | Stoßstrom | A | 50 | 50...200 |
| Preisansatz | € | -,50...1,- | -,50...1,50 | |
| Hersteller | General Semiconductor, Semikron | | | |

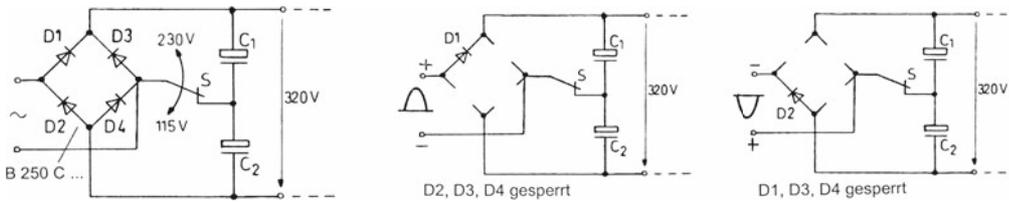


*) auch im DIL-Gehäuse erhältlich
Schutzwiderstand R_V bei Stoßstromgefährdung



Brückengleichrichter mit Netzspannungsumschalter 230V/115V

Für 230V Eingangsspannung wird Schalter S geöffnet. Die Schaltung wirkt als normaler Brückengleichrichter mit der Reihenschaltung $C_1 - C_2$ als Ladekondensator (s. Abschnitt 4.7). Die Ausgangsspannung wird etwa $230V \cdot \sqrt{2} \approx 320V$.



Für 115V Eingangsspannung wird Schalter S geschlossen. In der positiven Halbschwingung wird Kondensator C_1 über Diode D1 geladen, in der negativen Kondensator C_2 über Diode D2 (s. Bilder). Die Spannungen addieren sich wieder zu etwa 320V. Die Schaltung wirkt als zweifacher Einweggleichrichter bzw. Spannungsverdoppler (vgl. nächste Seite).

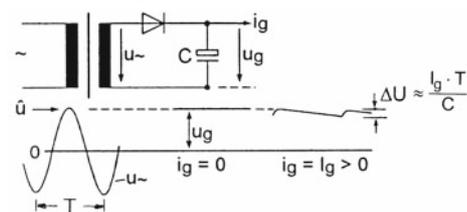
An die Stelle eines mechanischen Schalters S kann auch ein Triac treten. Die Fa. SGS-Thomson (heute ST Microelectronics) liefert dazu einen speziellen Ansteuerbaustein AVS... (Automatic Voltage Switch).

Einweggleichrichter und Spannungsvervielfacher

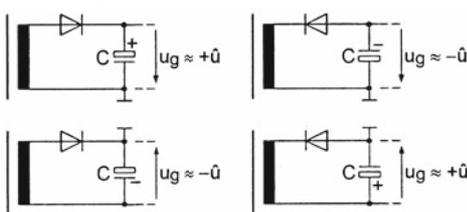
Die folgenden Schaltungen sind hilfreich zur Erzeugung positiver und negativer Betriebsspannungen, wenn die Strombelastung relativ gering ist (< 20mA), siehe auch Abschnitt 4.7. Die angegebenen Ausgangsspannungen werden annähernd im Leerlauf erreicht. Bei Belastung verringert sich der Betrag um $n \cdot U_F$ (n = Anzahl der Dioden, U_F = Flussspannung der Dioden). Es entsteht die Welligkeit (Ripple) ΔU .

Einwegschaltungen

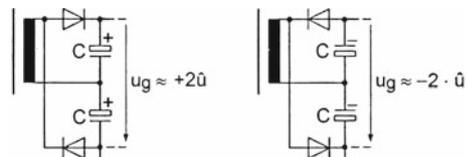
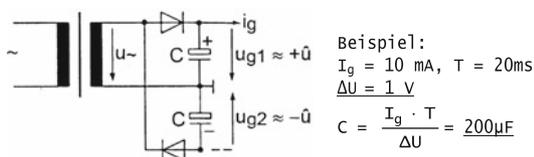
Grundschiung potentialfrei



einseitig geerdet



Verdopplerschaltungen nach Delon und Greinacher (zweifache Einwegschaltungen)

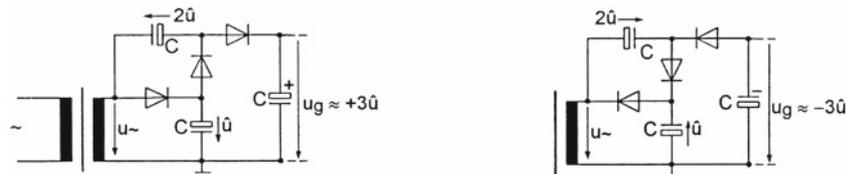


Kaskadenschaltungen

Spannungsverdoppler nach Villard



Spannungsverdreifacher



Spannungsvervierfacher



Alle Schaltungen mit geerdeter Quelle (Trafo) können zusammen an dieselbe Sekundärwicklung angeschlossen werden. Man kann also damit aus einer einzigen Trafowicklung mehrere Gleichspannungen von unterschiedlicher Größe und Polarität gewinnen.

Dimensionierung:

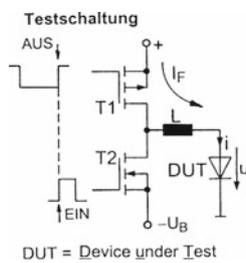
1. Kapazität C wie im Beispiel berechnen und den nächstgrößeren Wert überall einsetzen.
2. Diode wählen mit $U_{R \max} > 2\hat{u}$ und einem zulässigen Spitzenstrom $\hat{i} > 1A$ (wegen der Stoßbelastung).

Schnelle Leistungsdioden (fast, ultrafast, hyperfast)¹⁾

| | | | | | | |
|--|---------------------|---------------------------------|--|-----------------------|------------------------|-------------------------|
| Bauformen | | | | | | |
| Typen | UF 4001 bis UF 4007 | UF 5401 bis UF 5407 | RURD 440 bis RURD 460 | RHRP 840 bis RHRP 860 | RURP 870 bis RURP 8100 | RURP 3040 bis RURP 3060 |
| Sperrspannung $U_{R\ max}$ | V | wie bei 1N-Reihen ²⁾ | | 400...600 | | 700...1000 |
| Dauergrenzstrom I_0 | A | 1 | 3 | 4 | 8 | |
| Spitzenstrom \hat{i} | A | 30 | 150 | 40 | 100 | |
| Flussspannung U_F | V | <1,7 bei 1A | <1,7 bei 3A | <1,5 bei 4A | <2,1 bei 8A | <1,8 bei 8A |
| Sperrstrom I_R bei 25°C | µA | <10 bei $U_{R\ max}$ | | < 100 | | < 500 |
| Sperrerrholzeit t_{rr} ³⁾ | ns | 50...75 | | 60 | 35 | 100 |
| Teilzeiten t_a/t_b ³⁾ | ns | - | - | 32/15 | 16/11 | 40/20 |
| Sperrverzugsladung Q_{rr} | nC | - | - | 50 | 26 | - |
| Sperrschichtkapazität C_J | pF | 20 | 40 | 15 | 25 | - |
| Preisansatz | € | 0,3 | 0,5 | 1,- | 1,50 | |
| Hersteller | Gen. Semiconductor | | Harris (www.semi.harris.com), Intersil | | | |

1) fast: $t_{rr} < 500ns$, ultrafast: $t_{rr} < 100ns$, hyperfast: $t_{rr} < 50ns$ ²⁾ siehe unter Si-Leistungsdioden

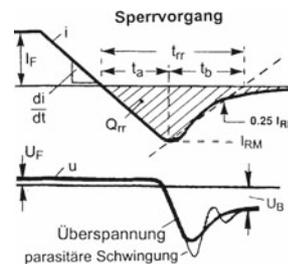
3) werte abhängig von I_F und di/dt (s. Bild). Für ein „weiches“ Abschalten mit mäßiger Überspannung strebt man einen „Softness Factor“ $t_b / t_a > 1$ an. Ansonsten treten parasitäre Schwingungen auf.



Über den leitenden Transistor T1 fließt der Vorstrom $i = I_F$. Beim Durchschalten von T2 und Sperren von T1 wird der Sperrvorgang eingeleitet.

Beispiel: $U_B = 100V, L = 1\mu H$
 $\frac{di}{dt} = -\frac{U_B}{L} = -\frac{100V}{1\mu H} = -100 \frac{A}{\mu s}$

In der Praxis können noch höhere Werte auftreten!



Schottky-Leistungsdioden ¹⁾

| | | | | | | | | |
|---------------------|------------------------|---------------------|---------------------|------------------|---------|----------------|-----|-----|
| Bauformen | | | | | | | | |
| Typenbezeichnungen | 1N5817 18 19 | 1N5820 21 22 | MBR 1035 | MBR 1045 | 8TQ 080 | 8TQ 100 | | |
| Grenzwerte | Sperrspannung U_R | V | 20 30 40 | 20 30 40 | 35 | 45 | 80 | 100 |
| | Gleichstrom I_0 | A | 1 | 3 | 10 | | 8 | |
| | Spitzenstrom \hat{i} | A | 25 | 80 | 150 | | 850 | |
| Flussspannung U_F | V | <0,35 bei 0,1A | <0,4 bei 1A | 0,57 bei 10A | | 0,72 bei 8A | | |
| Sperrstrom I_R | mA | <1 bei $U_{R\ max}$ | <2 bei $U_{R\ max}$ | - | | - | | |
| Preisansatz | € | - ,50 | 1,- | 3,- | | 3,- | | |
| Hersteller | ON Semiconductor | | | ON Semiconductor | | Int. Rectifier | | |

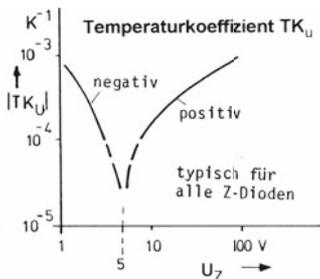
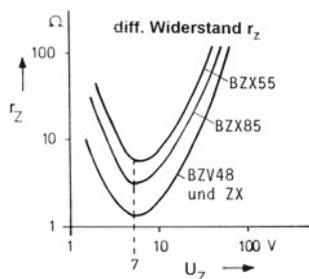
1) Sehr schnelle Schaltdioden auf Siliziumbasis mit mäßigen Sperreigenschaften und relativ großer Sperrschichtkapazität. Vorteil: Niedrige Flussspannung und nahezu keine Sperrerrholzeiten.

Infineon fertigt seit Anfang 2001 Schottkydioden auf der Basis von Siliziumkarbid mit hervorragenden Sperreigenschaften für Sperrspannungen bis 600 V. Nachteil: Relativ hohe Flussspannung.

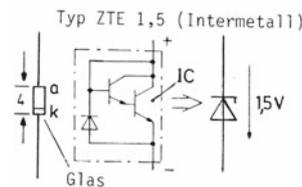
Z-Dioden (Zener-Dioden)

| | | | | |
|-----------------------------------|---|---|---|---|
| Bauformen |  |  |  |  |
| Baureihen (äquivalent) | BZX55.. und ZPD.. | BZX85.. und MZD.. | BZV48.. und 1N53.. | ZX.. und 1N29.. |
| Bezeichnungen | BZX55 C2V7...C110 | BZX85 C2V7...C110 | BZV48 C3V3...C200 | ZX 3,9...200 |
| Z-Spannungen U_Z ¹⁾ | V | 2,7...110 | 2,7...110 | 3,3...200 |
| Toleranz ΔU_Z | % | 7 | | |
| Zul. verlustleistg. ²⁾ | W | 0,5 | 1,3 | 5 |
| Preisansatz | € | -,10 | -,20 | 1,- |
| Hersteller | General Semiconductor (früher Intermetall), ON Semiconductor | | | |

¹⁾ Nennwerte. Üblich ist eine Staffelung nach der Reihe E24: 2,7, 3, 3,3 usw. ²⁾ P_{tot} für $T_U < 25^\circ C$



Z-Dioden-Ersatz (für Spannungen < 3V)

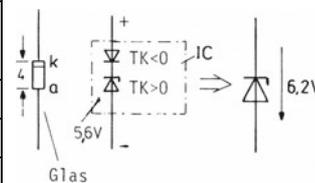


Weiterer Typ: ZTE2 für 2V mit 3 Transistoren + Diode

Referenzdioden (temperaturkompensierte Z-Dioden)

| | | | |
|------------------|---|----------------------------|--------------------|
| Bauform |  | | |
| Typen / Baureihe | 1N821.....1N829 ..1 ..3 ..5 ..7 ..9 | ZTK 6,8 | ZTK 9 |
| Z-Spannung | V | 6,2 ±5 % | 6,8 ±5% 9,5 ±5% |
| TK-wert TK_U | $10^{-6} K^{-1}$ | 100 50 20 10 5 | < 100 |
| Widerstand r_z | Ω | <15 | <25 |
| Preisansatz | € | -,50...2,- | 1,- |
| Hersteller | Philips, Thomson | General Semiconductor | |

Typ 1N82 (1...9)

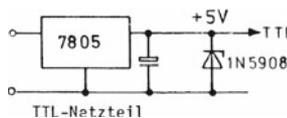


ZTK 6,8, ZTK9...33 sind komplizierter aufgebaut, aber ebenso zu handhaben.

TAZ-Dioden (Überspannungsschutzdioden, Suppressordioden)¹⁾

| | | | | |
|---------------------|---|---|---|--------|
| Bauformen |  |  |  | Metall |
| Typen ²⁾ | 1 N 5907 | 1 N 5908 | 1 N 5629...1 N 5665 | |
| Nennspannung | V | 5 | 5,5...171 | |
| Durchbruchspannung | V | ≈6 | 6,8...200 | |
| Zul. Stoßstrom | A | 100 bei 1ms | 130...5 bei 1ms | |
| Preisansatz | € | 2,...5,- | | |
| Hersteller | General Semiconductor, SGS-Thomson | | | |

Anwendung



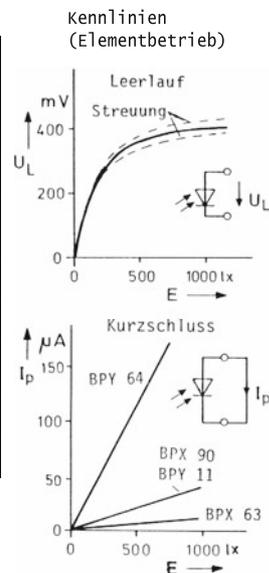
¹⁾ Transient Absorbing Zener-Dioden (Z-Dioden für hohe Stoßstrom-Belastung)

²⁾ unipolare (unidirektionale) Typen im Sinne einfacher Z-Dioden. Es gibt auch bipolare Typen mit der Wirkung gegeneinander geschalteter Z-Dioden: z.B. 1N6036...1N6072.

Fotodioden/Fotoelemente

| | | Fotodioden | | Fotoelemente | |
|----------------------------|-------|----------------------------|--------|--------------|--------|
| Bauformen | | | | | |
| Typenbezeichnungen | | BPX 63 | BPX 90 | BPY 11 | BPY 64 |
| Empfindlichkeit S | nA/lx | 10 | 40 | 40 | 230 |
| Dunkelstrom I bei T = 20°C | nA | 0,015 | 5 | 1000 | 4000 |
| Zul. Sperrspannung | V | 7 | 32 | 1 | 1 |
| Sperrschichtkapazität | pF | <120 | <500 | <1000 | <5000 |
| Anstiegszeit/ Abfallzeit | µs | 1 | 0,8 | 5 | >5 |
| Preisansatz | € | 2,-...5,- | | | |
| Hersteller | | Infineon (www.infineon.de) | | | |

Fotodioden: geringer Dunkelstrom, hohe zulässige Sperrspannung, geringe Sperrschichtkapazität, gutes Schaltverhalten
 Fotoelemente: flächige Bauweise, hohe Empfindlichkeit, große Sperrschichtkapazität, träges Schaltverhalten



Fotodioden mit integriertem OP als Linearverstärker (Transimpedanzverstärker)

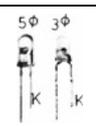
| | | | | | | | |
|---------------------------|-------|--------------------------------|---------|---------|---------------------------|---------|---------|
| Bauform/Schaltung | | | | | | | |
| Typenbezeichnung | | TSL 250 | TSL 251 | TSL 252 | TSL 260 | TSL 261 | TSL 262 |
| Spektralbereich | nm | 350...1050 | | | 850...1050 (IR, infrarot) | | |
| Übertragungswiderstand R | MΩ | 16 | 8 | 2 | 16 | 8 | 2 |
| Empfindlichkeit S = U_A/E | mV/lx | 10 | 5 | 1, 25 | - | | |
| Preisansatz | € | 2,- | | | | | |
| Hersteller | | Texas Instruments (www.ti.com) | | | | | |

Fotodioden mit integriertem Schaltverstärker (Gehäuse wie oben)

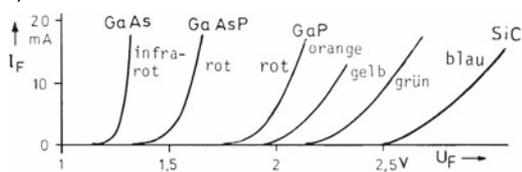
| | | | | | | | | | | |
|------------------|---|-------------------------------|--|--|------------------|--|--|------------------|--|--|
| Schaltung | | | | | | | | | | |
| Typenbezeichnung | | SDP 8004/8014 1) | | | SCP 8304/8314 1) | | | SDP 8600/8610 1) | | |
| Betriebsspannung | V | 4,5...7 | | | 4,5...12 | | | 4,5...12 | | |
| Preisansatz | € | 1,- | | | | | | | | |
| Hersteller | | Honeywell (www.honeywell.com) | | | | | | | | |

1) Der erste Typ liefert „High“ bei Bestrahlung und „Low“ bei Dunkelheit, der zweite arbeitet umgekehrt. Die Belastbarkeit im Low-Zustand (Stromsenke) beträgt einheitlich 16mA.

Leuchtdioden (LEDs)

| | | | | | |
|--|--|---------------------|---|--------------------------------------|------------------|
| Farben | rot, orange, gelb, grün (Standardfarben) | | | | blau |
| Meistgebräuchliche Bauformen (5 und 3mm Ø) | Kunststoffgehäuse | |  | farblos oder farbig klar oder diffus | wie nebenstehend |
| Ausführungen | Standard | superhell | stromsparend | mit Vorwiderstd. | - |
| Strombedarf | mA | 10 | 20 | 2 | 10 |
| Spannungsbedarf | V | siehe Kennlinien 1) | | | 5 bzw. 12 |
| Preisansatz | € | -,20 | -,40 | -,50 | -,80 |
| Anwendung | Anzeige | Beleuchtung | Anzeige | | |
| Hersteller | Telefunken, Philips | | Hewlett-Packard | | Sico, Siemens |

1) Kennlinien von Standard-LEDs



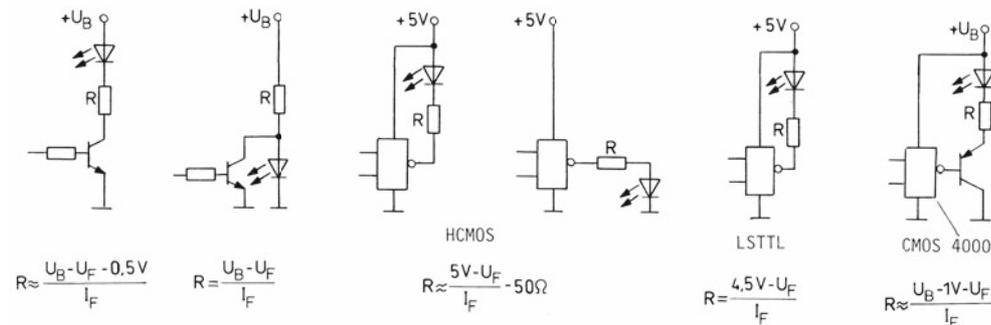
Sonderausführungen

- rund flach 
- viereckig 
- dreieckig 

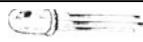
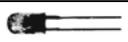
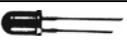
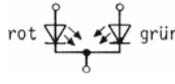
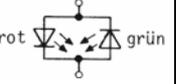
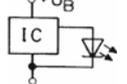
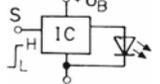
heute auch in SMD-Gehäusen (so genannte Chip-LEDs)



Ansteuerarten und Vorwiderstände



Spezial-Leuchtdioden

| | | | | |
|-----------------|---|---|---|--|
| Funktion | rot/grün umschaltbar ¹⁾ | rot/grün umschaltbar | rot blinkend | rot blinkend (S-L)/ Dauerlicht (S-H) |
| Bauform |  |  |  |  |
| Schaltung |  |  |  |  |
| Strombedarf | mA | 20 | 20 | 20...30 |
| Spannungsbedarf | V | 2,2/2,7 | 1,6/2,2 | 5 |
| Preisansatz | € | -,80 | | 1,50 |
| Hersteller | Telefunken ²⁾ | General Instrument | Telefunken, Vishay (www.vishay.com) | |

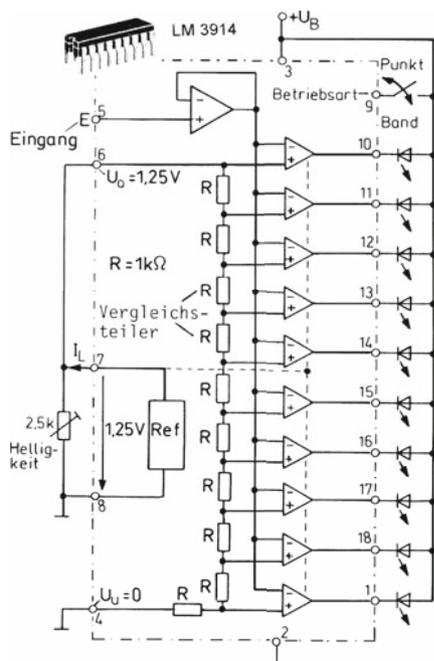
1) bei gleichzeitigem Betrieb beider LEDs erfolgt Farbmischung. 2) heute Vishay-Telefunken

LED-Zeile Ansteuerbausteine für LED-Zeilen

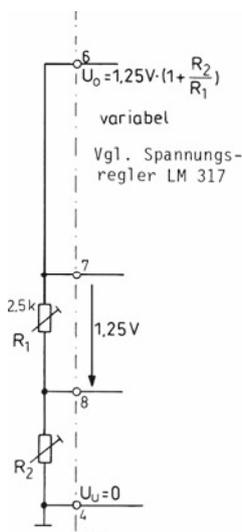


| | | | | | |
|-------------------|------------|------------|--------------------|------------|------------|
| Typ | U 237/247 | LM 3914 | UAA 170 | UAA 180 | U 1096B |
| Bauform | 8-pin-DIP | 18-pin-DIP | 16-pin-DIP | 18-pin-DIP | 18-pin-DIP |
| Anzeigeart | Band | Band/Punkt | Punkt | Band | Punkt |
| Diodenzahl (max). | 5 | 10 | 16 | 12 | 30 |
| Ansteuerung | analog | | | | |
| Betriebsspannung | V | 12...25 | 3...25 | 11...18 | 10...18 |
| Preisansatz | € | 2,- | 3,- | 4,- | |
| Hersteller | Telefunken | National | Siemens (Infineon) | | Telefunken |

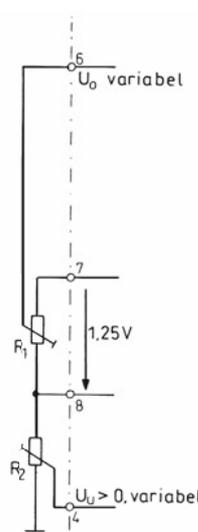
Grundschialtung zum LM 3914



Variante mit höherer Vergleichsspannung



Variante mit schwebendem Vergleichsteiler



Die LEDs werden von offenen Kollektoren aus angesteuert. Ihr Strom wird von den Komparatoren auf das Zehnfache des äußeren Laststromes I_L am Pin 7 begrenzt. Die Belastung am Pin 7 bestimmt also die Helligkeit.

LED-7 Segment-Anzeigen



| | | |
|--------------|------------------------------|-----------------------|
| Farben | rot, orange, grün, gelb | |
| Schaltart | gemeinsame Anode oder Katode | |
| Ziffernhöhe | mm | 7, 10, 13 |
| Segmentstrom | mA | 10...20 ¹⁾ |
| Preisansatz | € | 1,-...3,- |
| Hersteller | Hewlett-Packard, Telefunken | |

Geeignete Ansteuerbausteine

| Herst. | Typ | Bauart | Bemerkungen |
|---------|----------|--------|--|
| Texas | SN 7447 | TTL | siehe Abschnitt 15.13 |
| Harris | CA 3161 | TTL | für gemeinsame Anode, mit Auffangregister |
| Philips | HEF 4511 | CMOS | für gemeinsame Katode, mit Auffangregister |

¹⁾ Hewlett-Packard (heute Agilent Technologies) bietet auch „Low-current“-Ausführungen an, die mit einem Segmentstrom von 2 mA auskommen.

B.4 Kondensatoren

Keramikkondensatoren

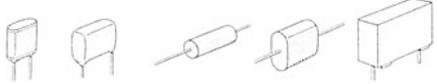
| Keramikart | | Typ 1 | Typ 2 | Typ 3 | Vielschicht ¹⁾ | |
|--|----------------------------------|---|---|---|--|---------------|
| | | NDK | HDK | Sperrschicht | NDK | HDK |
| Meistgebräuchliche Bauformen ²⁾ | |  |  |  |  Chipform | |
| Kapazität | pF | 1...1000 | 1000...100000 | 1000...500000 | 10...100000 | 100...10µF |
| Toleranz | % | ±2, 5, 10 | ±20 | +50/-20 | ±5 | ±20 |
| Nennspannung U _N ³⁾ | V ₋ | 50...1000 | 50...1000 | 16/32 | 50...200 | |
| Temperaturbereich | °C | -50...+85 | -20...+85 | -55...+80 | -20...+85 | |
| TK-Wert | 10 ⁻³ K ⁻¹ | s. Anhang A3 | sehr groß (±) | sehr groß (±) | ±0,02 | sehr groß (±) |
| tan δ (Verlustfaktor) | 10 ⁻³ | < 1 | > 10 | > 20 | < 1 | > 10 |
| Eigenzeitkonstante | s | 1000 | 1000 | 100 | 1000 | |
| Preisansatz für 1nF/100V | € | -,20 | -,10 | | -,20 | |
| Anwendungen | | universell | Koppeln Abblocken | wie Typ 2 | wie Typ 1 | wie Typ 2 |
| Besonderheiten | | verlustarm, geeignet für Schwingkreise | Kapazität span- nungsabhängig, ungeeignet für Schwingkreise | wie Typ 2, nur für niedrige Spannungen | wie Typ 1 geringes Bauvolumen (hohe Kapazitätsdichte) geringe Induktivität | wie Typ 2 |
| Hersteller/Vertrieb | | EPCOS (www.epcos.com), Philips (www.philips.com) | | | | |

¹⁾ Als NDK-Werkstoff wird meistens ein NPO-Typ verwendet, als HDK-Werkstoff die Typen X7R und Z5U.

²⁾ Die Chip-Bauform ist bestimmt für Hybridschaltungen und Leiterplatten mit Oberflächenmontage (SMT).

³⁾ Wechselspannungsbetrieb mit vorgeschriebener Spannungsminderung (Derating) möglich.

Kunststoff-Folien-Kondensatoren

| Folienart | | Polyester (Hostaphan, Mylar) | | Polycarbonat (Makrofol) | | Polypropylen | | Polystyrol (Styroflex) | | |
|---|----------------------------------|--|-----------|--|-----------|------------------------------------|-------------------|---|---------|--|
| | | KT | MKT | KC | MKC | KP | MKP ⁶⁾ | KS | MKS | |
| Bezeichnungen ⁴⁾ | | | | | | | | | | |
| Bauformen | |  | | | | | | | | |
| Kapazität | nF | 1..10 | 10..10000 | 1..10 | 10..10000 | 0,1..10 | 10..10000 | 0,01..10 | 1..1000 | |
| Toleranz | % | ±5, 10, 20 | | ±5, 10, 20 | | ±1, 5, 10, 20 | | ±1, 5, 10, 20 | | |
| Nennspannung U _N ⁵⁾ | V ₋ | 63, 100, 160..400 | | 63, 100, 160..400 | | 63, 160, 100..2000 | | 63, 100, 160..400 | | |
| Temperaturbereich | °C | -50..+100 | | -50..+120 | | -50..+85 | | -50..+70! | | |
| TK-Wert | 10 ⁻³ K ⁻¹ | +0,3 | | ±0,1 | | -0,1..-0,2 | | -0,1 | | |
| tan δ | 10 ⁻³ | 5..20 | | 1..10 | | 0,1..1 | | 0,1..1 | | |
| Eigenzeitkonstante | s | > 10000 | | > 10000 | | > 20000 | | > 30000 | | |
| Preisansatz für 10nF/100V | € | -,10 | | -,20 | | -,30 | | -,50 | | |
| Besonderheiten | | verlustbehaftet, für Schwingkreise schlecht geeignet | | verlustarm, wärmebeständig, geringer TK-Wert | | hoch verlustarm, hochimpulsfest | | sehr verlustarm, besonders geeignet für Schwingkreise | | |
| Hersteller /Vertrieb | | Philips, Vishay-Roederstein, WIMA (www.wima.de) | | | | | | | | |

Fußnoten zu Kunststoffen-Kondensatoren

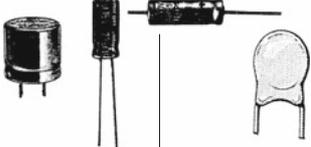
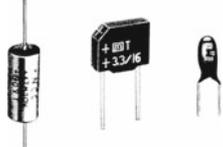
4) K = Kunststoff, MK = Metallisierter Kunststoff, Buchstabe nach K: T, C, P, S = Folienart nach DIN. Leider werden diese Buchstaben nicht einheitlich verwendet. Die Fa. WIMA z.B. setzt S für Polyester. Daher Vorsicht!

5) Kunststoffen-Kondensatoren eignen sich auch für Wechselspannungsbetrieb mit reduzierter Spannung (abhängig von der Frequenz). Bis zu 100Hz gilt folgende Zuordnung (s. auch Datenblätter):

| | | | | | | | |
|----------------|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----------------------------|
| v _N | 63 | 100 | 160 | 250 | 400 | 630 | Nennspannung U _N |
| v _L | 40 | 63 | 100 | 160 | 200 | 250 | zul. Wechselspannung |

6) In der MKP-Reihe sind heute wesentlich höhere Kapazitäten realisierbar (bis zu 0,1F), s. Abschn. 20.9.

Elektrolytkondensatoren (gepolt)

| Aufbau | Aluminiumwickel | | Tantal Sinteranode | | Doppelschicht | |
|---------------------------------|---|---|---|--------------------------|---|--|
| | nass | fest (SAL) | nass | fest | feucht | |
| Elektrolyt 7) | | | | | | |
| Meistgebräuchliche Bauformen 8) |  | |  | |  | |
| Kapazität | μF | 0,1...100000 | 0,1...10000 | 1...1000 | 0,1F...10F | |
| Toleranz | % | -10/+50 | ±20 (±10) | ±20 (±10) | ±30 | |
| Nennspannung U _N 9) | v _N | 6,3, 10, 16...500 | 6,3, 10, 16...50 | 6...150 | 3...50 | 2,5...10 |
| Temperaturbereich | °C | -40...+85 | -50...+120 | -40...+85 | -50...+120 | -25...+70 |
| tan δ 10) | | 0,02...0,2 | | 0,01...0,1 | | - |
| Reststrom | μA | 0,1...10 | | 0,1...10 | | 1...500 |
| Umpolspannung 11) | V | <2 | <0,3·U _N | 0 | <0,1·U _N | 0,5 · U _N |
| Schaltfestigkeit | | gut | gut | gut | bedingt gut | gut |
| Preisansatz für 10μF/40V | € | -,20 | 1,- | 1,- | -,50 | 1,-...4,- |
| Anwendungen | | Sieben, KoppeIn, Abblocken | | | | Laden/Entladen |
| Besonderheiten | | rel. begrenzte Lebensdauer (etwa 5 Jahre) | lange Lebensdauer | niedrigster Reststrom | nur mit Vorwiderstand schaltfest ¹²⁾ | Ersatz für ¹³⁾ wiederaufladbare Batterien |
| Hersteller | | Philips, Siemens | Philips, Rifa | Matsuo, Sprague, Thomson | NEC, Panasonic | |

7) Feste Elektrolyte verdunsten nicht (Vorteil). SAL = Solid Aluminium.

8) Sowohl Alu- als auch Tantal-Elkos werden heute auch als Chip (ohne Anschlussdrähte) hergestellt.

9) Die Nennspannung gilt als höchste zulässige Gleichspannung. Bei Wechselspannungsüberlagerung darf der Gesamtwert die Nennspannung nicht wesentlich überschreiten.

10) Gemessen mit überlagerter Wechselspannung.

11) Angegeben wird die zulässige Umpolspannung. Bei Alu-Elkos (nass) und Tantal-Elkos (fest) ist Wechselspannungsbetrieb durch Gegenreihenschaltung möglich. SAL-Kondensatoren vertragen das 0,8-fache der Nennspannung als Wechselspannung.

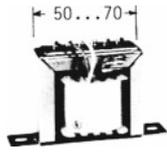
Alu-Elkos (nass) werden durch zusätzliche Formierung der Katodenfolie auch als ungepolte (bipolare) Ausführung hergestellt. Bevorzugtes Anwendungsgebiet: Lautsprecherweichen.

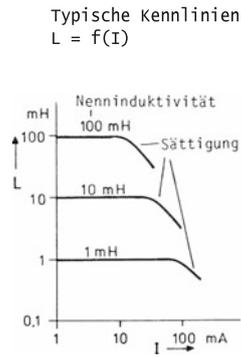
12) Früher war ein Vorwiderstand von 0,3Ω/V erforderlich. Siemens verlangt für neuere Baureihen nur 0,1Ω/V und empfiehlt insbesondere auch die Anwendung in Schaltnetzteilen, wo es besonders auf hohe Schaltfestigkeit bei kleinem ESR-Wert ankommt.

13) Im Gegensatz zur wiederaufladbaren Batterie basiert der Doppelschicht-Elko auf physikalischen und nicht auf chemischen Vorgängen. Die Anzahl der Lade/Entladezyklen ist daher fast unbegrenzt.

B.5 Spulen

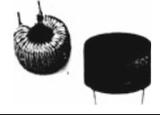
Niederfrequenz-Drosselspulen

| | | | | | |
|----------------------------|---|---|---|---|--------|
| Bauformen und Baureihen |  |  |  |  | |
| Typ/Baureihe ¹⁾ | ND 100 | 422... | FS... | SD 75... | |
| Induktivität | H | 10 | 1,25 | 0,1 | 0,01 |
| Kupferwiderstand | Ω | 175 | 180 | 470 | 105 |
| Belastbarkeit I. | mA | 100 | 2 | 14 | 48 |
| Preisansatz | € | 10,- | 20,- | 1,- | -,50 |
| Hersteller | | Engel | Bourns | Componex | Neosid |



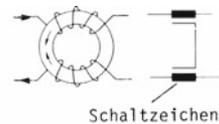
¹⁾ Aufgeführt sind lediglich Beispiele aus den oben angegebenen Baureihen. Die einzelnen Typen einer Baureihe stellen unterschiedliche Induktivitätswerte zur Verfügung bei ebenfalls unterschiedlichem Kupferwiderstand.

Entstördrosseln und Speicherdrosseln

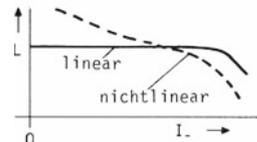
| | | | | | |
|--|----------|---|--|--|---|
| Bauformen | | Einfachdrossel Stabkern | Entstördrosseln Einfachdrossel ¹⁾ Ringkern | Zweifachdrossel ²⁾ Ringkern | Speicherdrosseln ³⁾ Ringkern |
| Ferrit- oder Eisenpulverkerne, z.T. auch Bandkerne | |  |  |  |  |
| Länge bzw. Breite | mm | 15...25 | 20...40 | 20...40 | 20...40 |
| Induktivität | mH | 0,001...10 | 1...10 | 2...20 | 0,1...10 |
| Kupferwiderstand | Ω | 0,02...20 | 0,1...1 | 0,1...1 | 0,05...5 |
| Belastbarkeit I. | A | 10...0,1 | 10...1 | 10...1 | 10...0,2 |
| Preisansatz | € | 1,- | 5,- | | 5,- |
| Hersteller | | bfi-Elektronik, Philips, Schaffner, Siemens, Talema, Timonta, VAC | | | |

¹⁾ Diese Drosseln werden als lineare und nichtlineare Drosseln (Sättigungsdrosseln) ausgeführt. Bei den Letzteren lässt man bereits beim Nennstrom magnetische Sättigung zu, wobei sich die Induktivität stark erniedrigt. Für die Entstehung von Thyristor-Anschnittsteuerungen ist dies zulässig, da es nur auf eine hohe Induktivität im Einschalt Augenblick ankommt. Vorteil der Sättigungsdrossel: kleines Kosten-Bauvolumen-Produkt.

²⁾ Die Zweifachdrossel - auch stromkompensierte Drossel genannt - wird gemäß nebenstehender Abbildung in die Netzleitung geschaltet, so dass sich Hin- und Rückstrom (symmetrische Ströme) magnetisch aufheben - keine Vormagnetisierung. In Wirklichkeit verbleibt jedoch eine Restwirkung aufgrund der Streuinduktivitäten beider Wicklungen, was durchaus erwünscht ist für die Dämpfung symmetrischer Störströme. Gleichtaktströme (asymmetrische Störströme) werden mit der vollen Induktivität gedämpft. Anwendung im Netzfilter, s. Anhang A14.



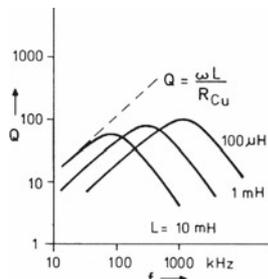
³⁾ Speicherdrosseln werden für Schaltwandler gebraucht. Sie werden aus Ringbandkernen (mit Luftspalt) oder aus Metallpulverkernen ebenfalls in Ringform hergestellt, und zwar in der Regel als Lineardrossel, d.h. mit fast stromunabhängiger Induktivität. In Sonderfällen sind auch nichtlineare Speicherdrosseln gebräuchlich, deren Induktivität nach kleinen Strömen hin wesentlich ansteigt. Vorteil: Relativ niedrige Stromwelligkeit auch bei kleinem Strom (s. Kapitel 20).



HF-Spulen (Festinduktivitäten)

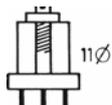
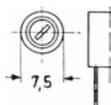
| | | | | |
|---------------------------------|-----|--|---|--|
| Bauformen | |  axial ¹⁾ |  radial ¹⁾ |  SMD |
| Abmessungen | mm | 5...20 | 5...15 | ca. 4 x 3 x 3 |
| Induktivität | µH | 0,1...5000 | 1...100000 | 1...1000 |
| Toleranz | % | ±20 / 10 / 5 | ±20 / 10 / 5 | ±20/10 |
| Zulässiger Strom | mA | 1000...10 | 500...10 | 300...10 |
| wicklungswiderstand | Ω | 0,1...50 | 0,5...500 | 1...30 |
| Resonanzfrequenz f _r | MHz | 500...1 | 200...0,1 | 10...1 |
| Erreichbare Güte Q | | 60 | 80 | 40 |
| Preisansatz | € | -,50...1,50 | 1,-...2,- | -,50...1,- |
| Herstellung/Vertrieb | | Dale, Philips, Rutronik | Bourns, Comonex, Dale, Neosid | Rutronik, Siemens |

Typische Gütekurven



¹⁾ mit Ferrit- oder Eisenpulverkern, z.T. magnetisch geschirmt.

Abgleichbare Spulen (Variable Induktivitäten)

| | | | | | |
|---------------------------------|-----|---|---|---|--|
| Bauformen | |  |  |  |  |
| Induktivität | µH | 0,22...100000 | 1...100000 | 0,1...100000 | 0,1...1000 |
| Abgleichbereich | % | ±20 | ±10 | ±10 | ±20 |
| Zulässiger Strom | mA | 1700...7 | - | 2500...20 | 1000...15 |
| wicklungswiderstand | Ω | 0,06...650 | - | 0,03...420 | 0,08...104 |
| Resonanzfrequenz f _r | MHz | 100...1 | - | 250...0,17 | 500...1,1 |
| Erreichbare Güte Q | | 40...80 | 100 | 100 | 40 |
| Preisansatz | € | 2,- | | 2,-...5,- | |
| Herstellung/Vertrieb | | Comonex, Toko | | Rutronik | |

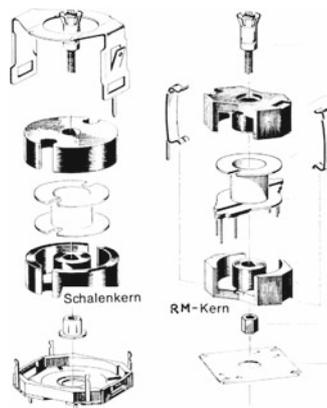
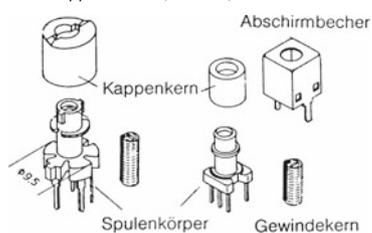
Bauteile zum Eigenbau von Spulen

Loch-Rohr-Stab-Ringkerne



Schalenkerne und RM-Kerne ¹⁾ (Siemens) ▶

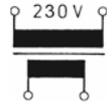
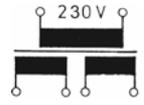
NF- und HF-Spulenbausatz mit Kappenkern (Neosid)



¹⁾ RM-Kern = Rectangular-Modul-Core

B.6 Transformatoren und Übertrager

Netztransformatoren (zum Einlöten)

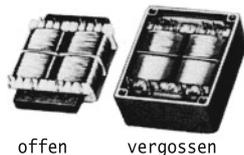
| | | | | | | | |
|---------------------------|---|--|--|-----------------|-----------------|------------------|-----------------|
| Bauform und Wicklungen 1) | mit 1 Sekundärwicklung | | mit 2 Sekundärwicklungen | | | | |
| |  | |  | | | | |
| | | Nennspannungen (sek.): 6, 9, 12, 15, 18V | | | | | |
| Kern | | EI 30 | EI 38 | EI 42 | EI 48 | EI 54 | EI 60 |
| Baulänge | mm | 32 | 41 | 45 | 52 | 58 | 64 |
| Nennleistung P_N 2) | VA | 0,8...1,5 | 1,6...2,5 | 2,5...3,5 | 5,0...7,5 | 10...15 | 15...25 |
| Nennstrom I_N | | $I_N = P_N/U_N$ Sekundärstrom 3) | | | | | |
| Leerlaufspannung 4) | | $1,6 \cdot U_N$ | $1,4 \cdot U_N$ | $1,3 \cdot U_N$ | $1,2 \cdot U_N$ | $1,15 \cdot U_N$ | $1,1 \cdot U_N$ |
| Preisansatz | € | 2,- ... 3,- | | | 4,- ... 8,- | | |
| Hersteller | | Baumgartner, Block, Eichhoff, Engel, Marschner, Spitznagel | | | | | |

- 1) Bei der Ausführung mit 2 Sekundärwicklungen ist sowohl Reihenschaltung als auch Parallelschaltung der Sekundärwicklungen zulässig.
- 2) Der tatsächliche Wert ist abhängig von der Schichthöhe des Kernpaketes, z.B. 1VA bei EI 30/12 und 1,5VA bei EI 30/15.
- 3) Bei Zweiwicklungsausführung gilt der so berechnete Wert nur für die Parallelschaltung, ansonsten gilt der halbe Wert.
- 4) Aufgrund des wegfalls der Spannungsabfälle ist die Leerlaufspannung stets gegenüber der Nenn(last)-spannung überhöht.

Flachtransformatoren mit UI-Kern und Ringkerntransformatoren

Diese Bauformen zeichnen sich durch besonders niedrige Bauhöhe aus. Es gibt ähnliche Standardprogramme wie beim EI-Kern-Transformator oben. Die Preise sind höher, besonders beim Ringkern-Transformator. Der Letztere zeichnet sich aus durch geringes Streufeld und kleinen Innenwiderstand (enge Kopplung).

UI-Kerntransformator, primär: 2 x 115V



offen vergossen

Leistung
2VA bis 30VA
Kantenlänge
40 bis 60mm
Bauhöhe
17 bis 35mm

Hersteller: Baumgartner, Block, Engel, Schaffer

Ringkerntransformator, primär: 230V

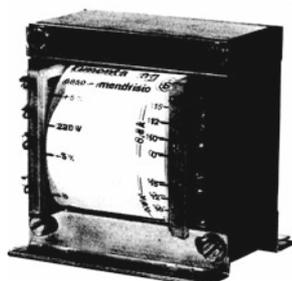


offen vergossen

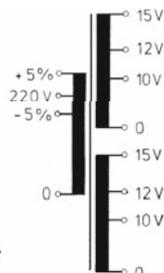
Leistung
15VA bis 300VA
Durchmesser
60 bis 130mm
Bauhöhe
30 bis 55mm

Hersteller: Block, Polytronik, Schaffer

Mehrzwecktransformatoren



Netzspannung: heute 230 V!
früher 220 V!



Beliebige wicklungsteile können sekundärseitig zur Erzielung höherer oder kleinerer Spannungen in Reihe oder Gegenreihe geschaltet werden.

| | | | | | | | |
|--------------|----|----------------------------------|------|------|------|------|-------|
| Kern | | M 42 | M 55 | M 65 | M 74 | M 85 | M 102 |
| Baulänge | mm | 42 | 55 | 65 | 74 | 85 | 102 |
| Nennstrom 1) | A | 0,25 | 0,4 | 1 | 1,7 | 2,5 | 3,5 |
| Preisansatz | € | 10,- ... 30,- | | | | | |
| Hersteller | | Block, Engel, Marschner, Timonta | | | | | |

1) Nennstrom einer Sekundärwicklung. Durch Parallelschalten gleicher wicklungsteile ist der doppelte Strom entnehmbar.

Anpassungs- und Treibertransformatoren

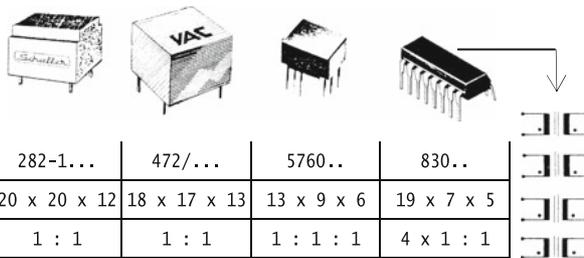
| | | | | | |
|---|----------|--------------------------|-----------------------------|-----------------------------|--------------------------|
| Bauformen | | | | | |
| Typ 1) | | A4 | Au 9002 | - | T2,5-6 |
| Übertragbare Leistung | W | 4 | 0,3 | 0,05 | < 0,25 |
| Frequenzband | KHZ | 0,050...20 | 0,3...10 | 0,1...200 | 10...100000 |
| Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = N_1/N_2$ | | 35/1 | 3/1 | 2,25/1 | 2,5/1 |
| widerstandsübersetzung prim/sek 2) | | 5 k Ω /4 Ω | 20 k Ω /2 k Ω | 10 k Ω /2 k Ω | 50 Ω /20 Ω |
| Gleichstromwiderstand prim/sek | Ω | 340/0,5 | 1250/185 | 1000/300 | - |
| Preisansatz | € | 10,- | 20,- | 15,- | 6,- |
| Anwendungen | | Ausgangsübertrager | Treiberstufe | Treiberstufe | HF-Trafo |
| Hersteller | | Engel | Bourns | Schaffer | Mini-Circuits |

1) Aufgeführt sind Beispiele aus Baureihen mit zahlreichen Varianten. Die einzelnen Typen einer Baureihe stellen unterschiedliche Übersetzungsverhältnisse zur Verfügung. Viele besitzen eingangs- oder/und ausgangsseitig Mittelanzapfungen.

2) Typische widerstandsübersetzung, für die der Übertrager unter Berücksichtigung seines eigenen Kupferwiderstandes ausgelegt ist.

Impulsübertrager

Bauformen



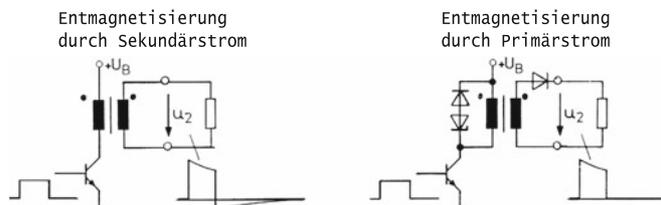
| | | | | | |
|-----------------------------------|----------|-------------------|--------------|-----------------|------------|
| Typ 1) | | 282-1... | 472/... | 5760.. | 830.. |
| Abmessungen l x b x h | mm | 20 x 20 x 12 | 18 x 17 x 13 | 13 x 9 x 6 | 19 x 7 x 5 |
| Übersetzungsverhältnis \ddot{u} | | 1 : 1 | 1 : 1 | 1 : 1 : 1 | 4 x 1 : 1 |
| Spannungszeitfläche A_{Vs} | μVs | 900 | 250 | 25 | 4,3 |
| Primärinduktivität L_1 | mH | 14 | 2,4 | 5 | 0,5 |
| Streuinduktivität L_σ | μH | - | 120 | 1,3 | 0,6 |
| Kupferwiderst. prim/sek. 2) | Ω | 1,9/0,9 | 0,72/072 | 3,9/3,9/3,9 | 0,7/0,7 |
| Koppelkapazität C_k 3) | pF | 7 | 4 | 60 | 25 |
| Preisansatz | € | 3,- | | 10,-...20,- | |
| Anwendungen | | Zündtransformator | | Datenübertrager | |
| Herstellung/Vertrieb | | Schaffner | VAC | Varian/Auriema | |

1) Aufgeführt sind lediglich Beispiele aus Baureihen mit zahlreichen Varianten. Üblich sind auch die Übersetzungsverhältnisse 1:1, 2:1, 1:1:1, 2:1:1, zum Teil mit zusätzlicher Mittelanzapfung.

2) Der Kupferwiderstand muss hinreichend klein sein gegenüber dem jeweiligen Lastwiderstand R_L .

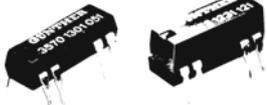
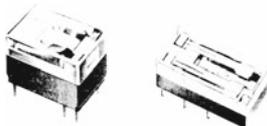
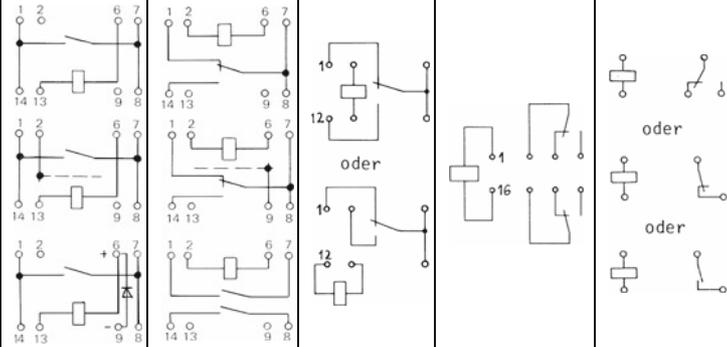
3) Parasitäre Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung.

Grundsaltungen mit Impulstransformatoren



B.7 Relais

Ungepolte (neutrale) monostabile Relais

| | | | | | | | |
|--|--------------------------|--|-----------------------|--|-------------------|---|--------------------|
| Bauformen | |  | |  | |  | |
| Typ/Bezeichnung | | Flachprofil | Hochprofil | w11/1 | w11/2 | E 3207 | |
| Besonderheiten | | Glas-Reedkontakte, kurze Schaltzeiten | | Klappankerrelais, klein, preiswert | | Kleines Leistungsrel. | |
| Abmessungen l x b x h | | mm | 20 x 7 x 5 | 20 x 7 x 8 | 16 x 11 x 11 | 20 x 10 x 10 | 30 x 10 x 15 |
| Steuerseite | Nennspannungen | V | 5 12 24 | 5 12 24 | 6 12 24 | 6 12 24 | 6 12 24 |
| | wicklungs- widerstand | Ω | 380 530 2000 | 500 1000 ¹⁾ 2150 | 80 320 1280 | 72 290 1150 | 160 660 2200 |
| | Steuerleistung | mW | 100...300 | 50...300 | 450...500 | | 250 |
| | Max. Schaltfrequenz | Hz | 500 | | 20 | | - |
| Kontaktseite | Max. Schaltspannung | V-/V.. | 100 | | 60/125 | 125 | -/380 |
| | Max. Schaltstrom | A | 0,5 | | 1,2 | | 8 |
| | Max. Schaltleistung | W/VA | 10 | | 30/60 | | 1760 |
| | Kontaktwiderstand | mΩ | < 150 | | < 50 | | < 100 |
| | Kontaktkapazität | pF | 1 | | - | | - |
| | Schaltzeit AN/AB | ms | 0,5/0,3 ²⁾ | | 3/2 | | 10/4 |
| Prellzeit | ms | 0,3 ³⁾ | | - | | - | |
| Mögliche Kontaktbestückungen/ Anschlussbilder ⁴⁾ (auf Leiterseite gesehen) Rastermaß 2,54mm ($\frac{1}{10}$ Zoll) - - - elektrost. Schirm † Freilaufdiode | |  | | | | | |
| Schutzart | | waschdicht | | staubgeschützt | | waschdicht | |
| Preisansatz | | € | 2,-...5,- | 1,50 | 2,50 | 2,- | |
| Hersteller | | Günther (www.wguenther.de) | | Siemens ⁵⁾ | | Eichhoff/Schrack | |

¹⁾ Gilt nur für einfachen Kontakt (Arbeits- oder Ruhekontakt), sonst 500Ω · höhere Steuerleistung.

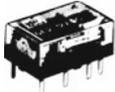
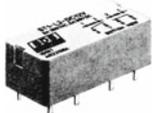
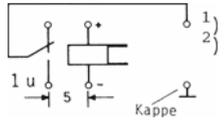
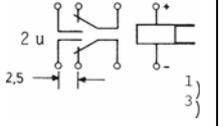
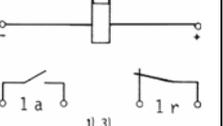
²⁾ Abfallzeit, gemessen ohne Freilaufdiode.

³⁾ Von den DIL-Relais gibt es auch prellfreie Sonderausführungen mit quecksilberbenetzten Kontakten. Nachteil: im Allgemeinen lageabhängig und größere Schaltzeiten.

⁴⁾ Bei den DIL-Relais können Freilaufdiode und Abschirmung zwischen Wicklung und Reedkontakt wie dargestellt integriert werden.

⁵⁾ Ähnliche Kleinrelais werden von vielen Herstellern angeboten: Kuhnke, NEC, Rapa, Schrack, Zettler usw.. Im Allgemeinen benötigen diese eine relativ hohe Steuerleistung (0,5W), was entsprechend niedrigen Spulenwiderstand und großen Steuerstrom bedeutet. Ausnahme: sensitive Ausführungen.

Gepolte monostabile und bistabile Relais

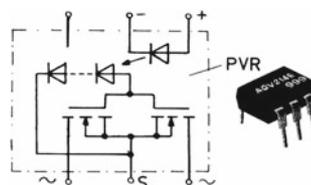
| | | | | | | | | |
|--|---------------------|---|---------------------|---|--------------------|--|--------------------|---------------------|
| Bauformen | |  | |  | |  | | |
| Typ/Bezeichnung | | Reed-Umschalterrelais DR monostabil DR-L bistabil | | Miniaturrelais DF2 monostabil DF2-L bistabil | | Drehankerrelais ST1/ST2 monostabil ST1-L/ST2-L bistabil | | |
| Besonderheiten | | Kurze Schaltzeiten, 1 Umschalter | | Au-Ag-Doppelkontakte, 2 Umschalter | | Leistungsrelais, 1 a, 1 r oder 2 a | | |
| Abmessungen l x b x h | | mm 20 x 10 x 8,3 | | 16 x 10 x 7 | | 31 x 14 x 11 | | |
| Steuerseite | Nennspannungen | V | 5 12 24 | 5 12 24 | 6 12 24 | 6 12 24 | 6 12 24 | |
| | Wicklungswiderstand | Ω | 320 1400 3600 | 640 2300 5800 | 180 720 2880 | 260 1440 5760 | 150 600 2430 | 330 1300 5000 |
| | Steuerleistung | mW | 100 | 65 | 200 | 100 | 240 | 110 |
| | Max. Schaltfrequenz | Hz | 400 | | 50 | | 20 | |
| Kontaktseite | Max. Schaltspannung | V ₋ /V ₊ | 110/250 | | 60/125 | | 250/380 | |
| | Max. Schaltstrom | A | 3 | | 1 | | 8 | |
| | Max. Schaltleistung | W/VA | 100 | | 30/60 | | 150/2000 | |
| | Kontaktwiderstand | mΩ | 30 | | 50 | | 10 | |
| | Kontaktkapazität | pF | 2 | | 2 | | - | |
| | Schaltzeit AN/AB | ms | 1/0,5 | | 3/1 | | 10/4 | |
| | Prellzeit | ms | 0,5 | | - | | 1 | |
| Kontaktbestückungen/ Anschlussbilder (auf Leiterseite gesehen) | |  | |  | |  | | |
| Rastermaß 2,54mm (1/10 Zoll) | | | | | | | | |
| Schutzart | | waschdicht | | waschdicht | | waschdicht | | |
| Preisansatz | | € | 4,-...5,- | | 4,-...5,- | | 5,-...7,- | |
| Hersteller | | Panasonic - Matsushita - SDS (www.matsushita.de) | | | | | | |

- Bei angegebener Polarität wird der Kontakt aus der gezeichneten Position heraus umgeschaltet. Das monostabile Relais fällt bei Wegnahme der Erregung zurück in die gezeichnete Stellung. Das bistabile Relais benötigt dazu eine Umpolung.
- Die bistabilen Ausführungen können auch mit 2 Wicklungen für getrenntes Hin- und Rückschalten ausgerüstet werden • Bezeichnung DR-L2. Bei einer Sonderausführung DR-C wird monostabile Arbeitsweise durch eine integrierte C-Schaltung realisiert (siehe Abschnitt 7.4).
- Die bistabile Ausführung kann auch mit 2 Wicklungen für getrenntes Hin- und Rückschalten ausgerüstet werden.

Photovoltaik-Relais (Halbleiter-Relais)

Für den Einsatz als Signalschalter (Analogschalter) eignen sich auch moderne „Photovoltaik-Relais“ (PVR). Eine oder mehrere LEDs bestrahlen einige Fotoelemente, die in Serienschaltung zwei gegeneinander geschaltete MOS-FETs ansteuern. Schaltbar sind Gleich- und Wechselströme bei einem allerdings relativ hohen „Kontaktwiderstand“ >10. Als Gleichstromschalter können auch beide MOS-FETs parallel betrieben werden.

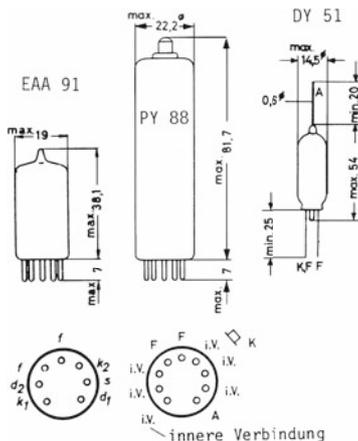
Die Reihenschaltung dient einer Kennlinien-Linearisierung.



B.8 Röhren und Displays

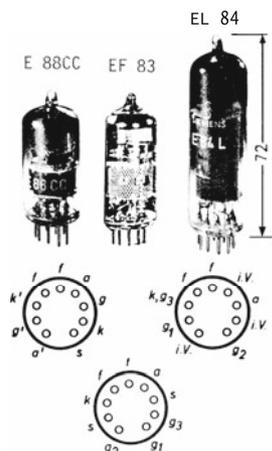
Hochvakuumdioden

| Typen | | EAA 91 | PY 88 | DY 51 |
|---------------|----------------------|-----------|-------|-------|
| Aufbau/Symbol | | | | |
| Heizspannung | V | 6,3 | ≈30 | 1,4 |
| Heizstrom | mA | 300 | 300 | ≈550 |
| Grenzwerte | Anodenspannung | V | -400 | -6000 |
| | Anodenstrom (mittel) | mA | 9 | 220 |
| | Anodenstrom (spitze) | mA | 54 | 550 |
| Preisansatz | € | 2,-...5,- | | |



Verstärkerröhren (Empfängerröhren) 1)

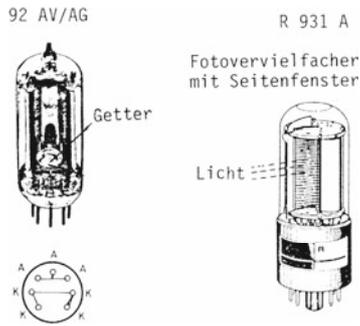
| Typen | | ECC88/E88CC ²⁾ | EF83/E83F | EL84/E84L |
|---------------|----------------------|---------------------------|-----------|-----------|
| Aufbau/Symbol | | | | |
| Heizspannung | V | 6,3 | 6,3 | 6,3 |
| Heizstrom | mA | 155 | 200 | 760 |
| Grenzwerte | Anodenspannung | V | 200(400) | 300(550) |
| | Anodenstrom (mittel) | mA | 16 | 6 |
| | Anodenverlustleistg. | W | 2,6 | 1 |
| Preisansatz | € | 3,-...5,- | | |



1) Früher in Rundfunk- und Fernsehempfängern verwendet.
 2) Bei der E88CC handelt es sich um die Langlebensdauerausführung der ECC88. Entsprechendes gilt bei der E83F und E84L.

Fotozellen und Fotovervielfacher (Fotomultiplier)

| Typen | | 92 AV (Vakuum) | 92 AG (Gas) | R 931A |
|-----------------|--------------------------|----------------|-------------|---------------|
| Empfindlichkeit | μA/lm | 45 | 130 | 30 (Katode) |
| Dunkelstrom | μA | 0,05 | 0,1 | 0,020 (Anode) |
| Grenzwerte | Spannung U _{AK} | V | 100 | 90 |
| | Anodenstrom | μA | 4,5 | 2,5 |
| Preisansatz | € | 20,- | | 50,- |
| Herstellung | | Philips | | Hamamatsu |



Die einfachen Fotozellen 92AV/AG mit Fotokatode und Anode im Glaskolben sind praktisch vollständig durch Fotodioden und Fotoelemente verdrängt worden. Der Fotovervielfacher (Fotomultiplier) nach dem Prinzip der Sekundärelektronenvervielfachung hat noch Bedeutung in der physikalischen Forschung.

LC-Displays

Gebäuchliche Anzeigenbilder

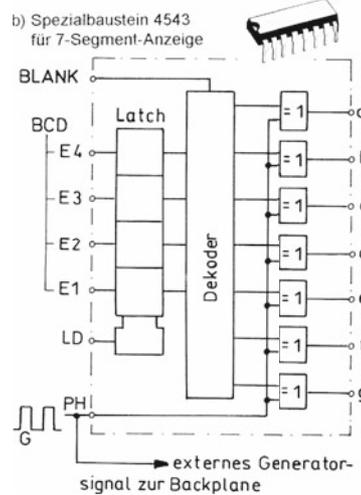
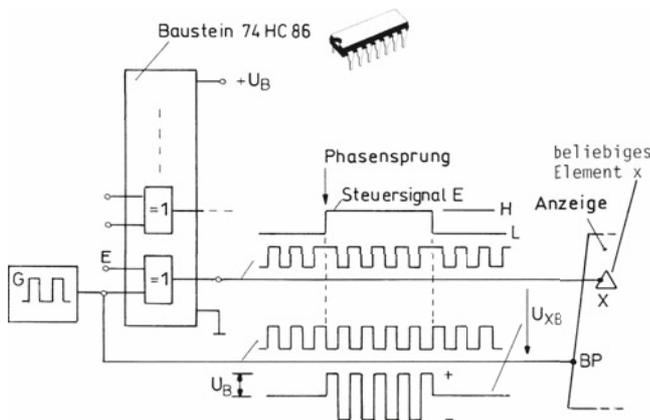


Übliche Daten

| | | |
|--------------------|----------------|-------------|
| Betriebsspannung | V _e | 4 ... 6 |
| Betriebstemperatur | °C | -10 ... +60 |
| Betriebsfrequenz | Hz | 30 ... 200 |
| Stromaufnahme | μA | <50 |
| Preisansatz | € | 2,-...10,- |

Schaltungen für direkte Ansteuerung

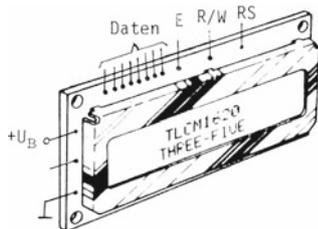
a) Ansteuerung einzelner Segmente mit Exklusiv-ODER



Weitere Ansteuerbausteine

| Typ | Hersteller | Beschreibung |
|-------------|--------------------|---|
| 4030 / 4070 | NSC / RCA | 4 Exklusiv-ODER-Gatter (Standard-CMOS), sonst wie 74HC86 oben |
| 4056 | Motorola / Philips | 7-Segment-Dekoder mit Latch (wie 4543 oben) |
| 4754 | Philips | 18 Segmente, Linearskala (Bargraph) |
| ICM 7182 | Intersil | 101 Segmente, Linearskala (Bargraph) |
| TC 826 | Teledyne | 40 Segmente, Linearskala (Bargraph) |
| ICM 7211 | Maxim | 4 x 7-Segmenttreiber mit BCD-Eingang (multiplex) |
| MAX 7231 | Maxim | 8 x 7-Segmenttreiber in Verbindung mit Mikroprozessor |

Alphanumerische Anzeigen (Intelligente Anzeigen)



Für alphanumerische Anzeigen gibt es ein- oder mehrzeilige Punkt-Matrix-Module entsprechend nebenstehendem Bild mit Multiplexsteuerung. Diese wird üblicherweise von einer bordeigenen Steuerlogik übernommen, die über eine Schnittstelle zu einem Mikroprozessor verfügt, mit dem die Anzeige kommunizieren kann (intelligente Anzeige). Gegenüber dem Mikroprozessor erscheint sie wie ein Speicherbaustein.

Übliche Steuersignale:
 E = Enable, R/W = Read/Write, RS = Register Select.

B.9 Feldeffekt-Transistoren

Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFETs)

| Bauformen | | n-Kanal  | | | p-Kanal  | | | n-Kanal  | p-Kanal  |
|----------------------------------|---------------------------------|---|-----------|---------|---|---------|----------|--|---|
| | | BF245A | BF245B | BF245C | 2N5460 | 2N5461 | 2N5462 | J113 1) | J176 2) |
| Typ | | BF245A | BF245B | BF245C | 2N5460 | 2N5461 | 2N5462 | J113 1) | J176 2) |
| Strom I _{DSS} | mA | 2...6,5 | 6...15 | 12...25 | -1...-5 | -2...-9 | -4...-16 | >2 | <-2 |
| Spannung U _p | V | -0,5...-2,5 | -1,5...-4 | -3...-8 | 0,75...6 | 1...7,5 | 1,8...9 | -3 | 4 |
| Gatestrom I _G | nA | -5 (25°C) | | | 5 (25°C) | | | -1 | 1 |
| Grenzwerte | Spannung U _{GD} | -30 | | | +40 | | | -35 | 30 |
| | Spannung U _{GS} | -30 | | | +40 | | | -35 | 30 |
| | Gatestrom I _G | 10 (Durchlass) | | | -10 (Durchlass) | | | 50 | -50 |
| | Verlustleistg. P _{Tot} | 300 | | | 300 | | | 360 | |
| | Kristalltemperatur | °C | 150 | | | 150 | | | 135 |
| Wärmewiderstand R _{thj} | K/mW | 0,25 | | | 0,35 | | | 0,3 | |
| dynamische Kennwerte | Steilheit s | 1...6 | | | 1...6 | | | - | - |
| | Widerstand r _{DS} | 25 (typisch) | | | 20 (typisch) | | | - | - |
| | Kapazität C _{11s} | 4 | | | 5 | | | 12 | 20 |
| | Kapazität C _{12s} | 1,1 | | | 1 | | | 5 | 5 |
| | Kapazität C _{22s} | 1,6 | | | 2 | | | - | - |
| Widerstand R _{DS (ON)} | Ω | - | | | - | | | <100 | <250 |
| Schaltzeiten EIN/AUS | ns | - | | | - | | | 4 | 20 |
| Preisansatz | € | -,60 | | | 1,- | | | 1,- | |
| Anwendungen | | universell | | | universell | | | Schalter | |
| Hersteller | | Motorola ³⁾ , Philips, Siliconix ⁴⁾ | | | | | | Siliconix | |

1) Aus der J111-Serie mit Staffelung bezüglich I_{DSS}, U_p und R_{DS (ON)}
 2) Aus der J170-Serie mit Staffelung bezüglich I_{DSS}, U_p und R_{DS (ON)}

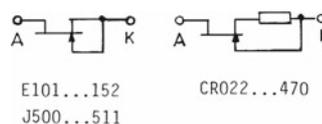
3) heute ON Semiconductor
 4) heute Vishay-Siliconix

FET-Dioden

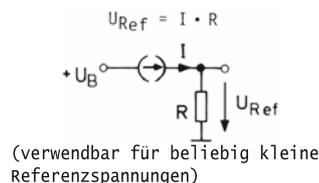
| Bauformen | |  |  |  | |
|--------------------------------|---------------------|---|---|---|------|
| Typ | | E-101...152 | J500...511 | CR022...470 3) | |
| Nennstrom | mA | 0,1...4, 5 | 0,24...4, 7 | 0,22...4,7 | |
| Toleranz | % | ±15 | ±15 | ±10 | |
| TK-Wert | 10 ⁻³ /K | <3 | - | < 1,5 | |
| Grenzwerte | Spannung | V | 100 | 50 | 100 |
| | Verlustleistung | W | 0,3 | 0,36 | 1,25 |
| | Kristalltemperatur | °C | 150 | 150 | 150 |
| Innenwiderstand r _i | MΩ | 6...0,07 | 8...0,3 | 10...0,3 | |
| Preisansatz | € | -,80 | 1,50 | 4,-...5,- | |
| Hersteller/Vertrieb | | Ishizuka/ Endrich | siliconix | | |

3) gestaffelt nach Normreihe E24

Innenschaltung



Anwendungsbeispiel



MOS-Transistoren (Anreicherungstyp, selbstperrend)

| | | | | | | | | |
|-------------------------|-------------------|----------|-------------------|-------|----------|-------------------|----------------------|------|
| Bauformen | | | | | | | Besondere Merkmale • | |
| Typ | | 2N4351 | BS107 | BS170 | 2N4352 | BSS92 | BS250 | |
| Grenzwerte | Gleichstrom I_D | mA | 30 | 120 | 300 | -30 | -150 | -180 |
| | Spannung U_{DS} | V | 25 | 200 | 60 | -30 | -200 | -45 |
| | Verlustleistung | W | 0,3 | 0,5 | 0,83 | 0,3 | 1 | 0,83 |
| Spannung U_{TH} | V | 1...5 | 0,8...3 | | -1...-5 | -0,8...-2,8 | -1...-3,5 | |
| Widerstand $R_{DS(on)}$ | Ω | <300 | < 30 | 3,5 | < 600 | 20 | 9 | |
| Leckstrom $ I_{DSS} $ | nA | <10 | < 30 | < 500 | < 10 | < 60000 | < 500 | |
| Schaltzeiten ON/OFF | ns | 100/500 | 5/14 | 10/10 | 100/150 | 40/70 | 10/10 | |
| Preisansatz | € | 2,- | 1,- | | 2,- | 1,- | | |
| Anwendungen | | Schalter | Schalter, Treiber | | Schalter | Schalter, Treiber | | |
| Hersteller | | Intersil | siliconix | | Intersil | siliconix | | |

MOS-Transistor-Arrays (4 unabhängige MOSFETs, selbstperrend)

| | | | | |
|---------------------|---------------------|------------------------|----------|-----|
| Bauform | | | | |
| Typ | | VQ 1000 J VQ 2000 J | VQ 3001J | |
| Grenzwerte | Gleichstrom $ I_D $ | mA | 200 | 600 |
| | Spannung $ U_{DS} $ | V | 60 | 30 |
| | Verlustleistung | mW | 1000 | |
| Spannung $ U_{TH} $ | V | 1...2.5 | 2...4 | |
| Preisansatz | € | 5,- | 10,- | |
| Hersteller | | siliconix | | |

Bulk intern mit Source verbunden

VQ 1000 J: 4 n-Kanal-MOSFETs } T1...T4
 VQ 2000 J: 4 p-Kanal-MOSFETs }
 VQ 3001 J: 2 n-Kanal-MOSFETs (T1/T2)
 +2 p-Kanal-MOSFETs (T3/T4)

CMOS-Analogschalter und -multiplexer

| | | | | | | | | | | |
|-------------------------------|----------|-----------------------|--------|--------|------------|-------------------------|---------|--------|---------|---------|
| Bauformen | | | | | | | | | | |
| Typ | | 4066 | 4053 | 4051 | 4052 | DG 417 | DG 418 | DG 419 | DG 211 | DG 212 |
| Latch-up-frei | | nein | | | | ja | | | | |
| Schalterfunktion | | 4 x ein | 3 x um | 8 zu 1 | 2 x 4 zu 1 | 1 x aus | 1 x ein | 1 x um | 4 x aus | 4 x ein |
| Widerstand R_{ON} | Ω | 100...300 | | | | 30 | | | 150 | |
| Leckstrom I_{OFF} | nA | ≈ 50 | | | | 1 bei $T = 25^\circ C$ | | | < 5 | |
| Schaltzeiten t_{ON}/t_{OFF} | ns | 200 | | | | 100 (typisch) | | | < 500 | |
| Spannungsbereich | V | $\pm 7,5$ | | | | ± 15 | | | | |
| Preisansatz | € | -,50 | | | | 2,- | | | | |
| Hersteller | | Motorola, Philips, TI | | | | Vishay (www.vishay.com) | | | | |

B.10 Bipolare Transistoren

Transistoren für kleine Ströme (bis 100mA)

| Bauformen | | | | | | | |
|--|------------------------------------|-----------|------------------------------------|-----------|--------------------------|---------------|-------|
| nnp-Typ | | BC107/108 | BC237/238 | BC546/547 | BC413/414 | BF240 | |
| pnp-Typ (komplementär) | | BC177/178 | BC307/308 | BC556/557 | BC415/416 | BF450 (ähnl.) | |
| Grenzwerte | Kollektor-Basis-Spannung U_{CB0} | V | 50/30 | 80/50 | 30/45 | 40 | |
| | Emitter-Basis-Spannung U_{EB0} | V | 5 | 5 | 5 | 4 | |
| | Kollektorstrom I_C | mA | 100 | 100 | 100 | 25 | |
| | Verlustleistung P_{Tot} (25°C) | mW | 300 | 500 | 300 | 250 | |
| | Sperrschichttemperatur T_j | °C | 175 | 150 | 150 | 150 | 150 |
| Stromverstärkung B ¹⁾ | | | 100...600 | 120...500 | 100...600 | > 60 | |
| Transitfrequenz f_T | | MHz | 150 | 200 | 200 | 250/200 | 400 |
| Kollektor-Basis-Kapazität | | pF | 8 | 5 | 5 | 3 | 0,3 |
| Reststrom (25°C) $I_{CES} \approx I_{CB0}$ | | nA | < 15 | < 15 | < 15 | < 15 | < 100 |
| Wärmewiderstand R_{th} | | K/mW | 0,5 | 0,4 | 0,25 | 0,4 | 0,4 |
| Preisansatz | | € | -,20 | -,10 | | -,20 | |
| Anwendungen | | | NF-Verstärker, Schalter | | Verstärker ²⁾ | HF-Verstärker | |
| Hersteller | | | ITT, Philips, Siemens, SGS-Thomson | | | | |

¹⁾ wegen der großen Streuung werden die Transistoren in Gruppen A, B und C sortiert.

²⁾ Empfohlen für rauscharme Vorstufen.

Transistoren für mittlere Ströme (bis 1A)

| Bauform/Bauart | | | | | | | |
|------------------------------------|------------------------------------|-----------|-------------------------------|-----------|----------------------|-------------------------|--------|
| nnp-Typ | | BC337/338 | BC635/637 | BC140/141 | BC517 ²⁾ | BC875/877 ²⁾ | |
| pnp-Typ (komplementär) | | BC327/328 | BC636/638 | BC160/161 | BC516 | BC876/878 | |
| Grenzwerte | Kollektor-Basis-Spannung U_{CB0} | V | 50/30 | 45/60 | 80/100 ³⁾ | 40 | 60/80 |
| | Emitter-Basis-Spannung U_{EB0} | V | 5 | 5 | 5 | 10 | 5 |
| | Kollektorstrom I_C | mA | 800 | 1000 | 1000 | 400 | 1000 |
| | Verlustleistung P_{Tot} (25°C) | mW | 625 | 800 | 3700 ⁴⁾ | 625 | 800 |
| | Sperrschichttemperatur T_j | °C | 150 | 150 | 175 | 150 | 150 |
| Stromverstärkung B ¹⁾ | | | 100...400 | 40...250 | 40...250 | > 30000 | > 1000 |
| Transitfrequenz f_T | | MHz | 100 | 120 | 50 | 220 | 200 |
| Reststrom (25°C) I_{CES} | | nA | < 100 | < 100 | < 100 | < 100 | < 100 |
| Wärmewiderstand R_{th} | | K/mW | 0,2 | 0,15 | 0,2 | 0,2 | 0,15 |
| Preisansatz | | € | -,15 | -,40 | -,50 | -,25 | 1,- |
| Anwendungen | | | NF-Verstärker, Schalter | | Schalter, Treiber | | |
| Hersteller | | | Philips, Siemens, SGS-Thomson | | | | |

¹⁾ Es ist eine Sortierung nach Stromverstärkungsgruppen üblich. ²⁾ Darlingtontransistor, s. nächste Seite.

³⁾ Bei BC160/161 betragen diese Werte nur 40/60V.

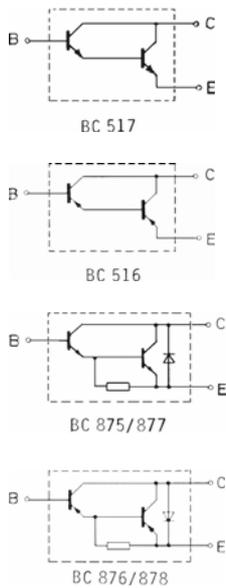
⁴⁾ mit Kühlkörper

Hochvolt- und Schalttransistoren 1)

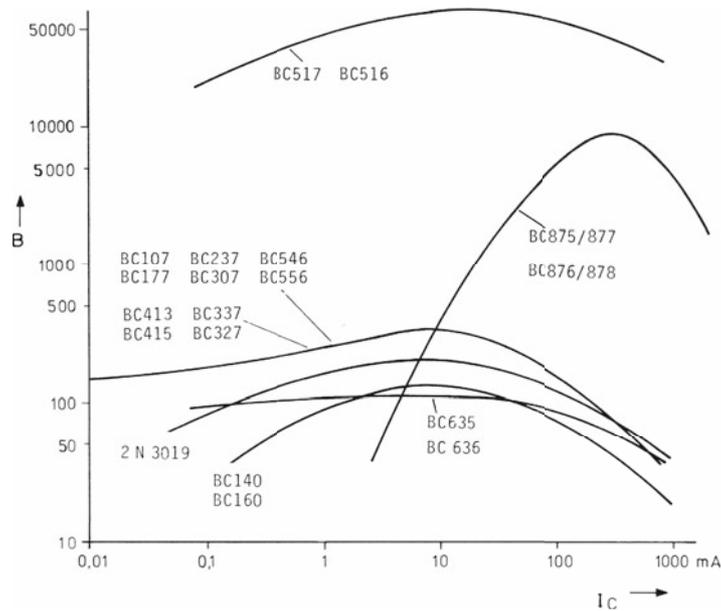
| Bauform | |  |  | |  | | |
|----------------------------|--|---|---|---------|---|----------|-----|
| npn-Typ | | 2N 5551 | 2N 3019 | 2N 3439 | 2N 2218/2219 2N 2221/2222 | | |
| pnp-Typ (komplementär) | | 2N 5401 | - | 2N 5416 | 2N 2904/2905 2N 2906/2907 | | |
| Grenzwerte | Kollektor-Basis-Spannung U_{CB0} ²⁾ | V | 160 | 140 | 350 | 60 | |
| | Emitter-Basis-Spannung U_{EB0} | V | 5 | 7 | 6 | 5 | |
| | Kollektorstrom I_C | mA | 600 | 1000 | | 600 | |
| | Verlustleistung P_{tot} (25°C) | mW | 350 | 1000 | | 800 | 500 |
| | Sperrschichttemperatur T_j | °C | 150 | 200 | | 175 | |
| Stromverstärkung B | | | 50...150 | | >40/>100 | >40/>100 | |
| Transitfrequenz f_T | | MHZ | 100 | | <30 | >200 | |
| Reststrom (25°C) I_{CES} | | nA | <100 | | - | 10 | |
| Wärmewiderstand R_{th} | | K/mW | 0,35 | 0,22 | 0,15 | 0,2 | 0,3 |
| Schaltzeit t_{EIN} | | ns | ≈100 | | | 25 | |
| Schaltzeit t_{AUS} | | ns | <500 | | | 200 | |
| Preisansatz | | € | -,20 | | 1,- | -,50 | |
| Anwendungen | | | Hochvolttreiber/-schalter | | Schalter, Verstärker | | |
| Hersteller | | | ON Semiconductor (www.onsemi.com), Philips (www.philips.com) | | | | |

- 1) Bei den Transistoren mit Metallgehäuse ist der Kollektor mit dem Gehäuse leitend verbunden.
 2) Nur ausnutzbar bei niederohmigem Abschluss der Emitterdiode. Ansonsten ist der Grenzwert für U_{CE0} maßgebend, der um 20...40 % niedriger ist.

Darlingtontransistoren



Typische Stromverstärkungen bei $T_j = 25^\circ\text{C}$

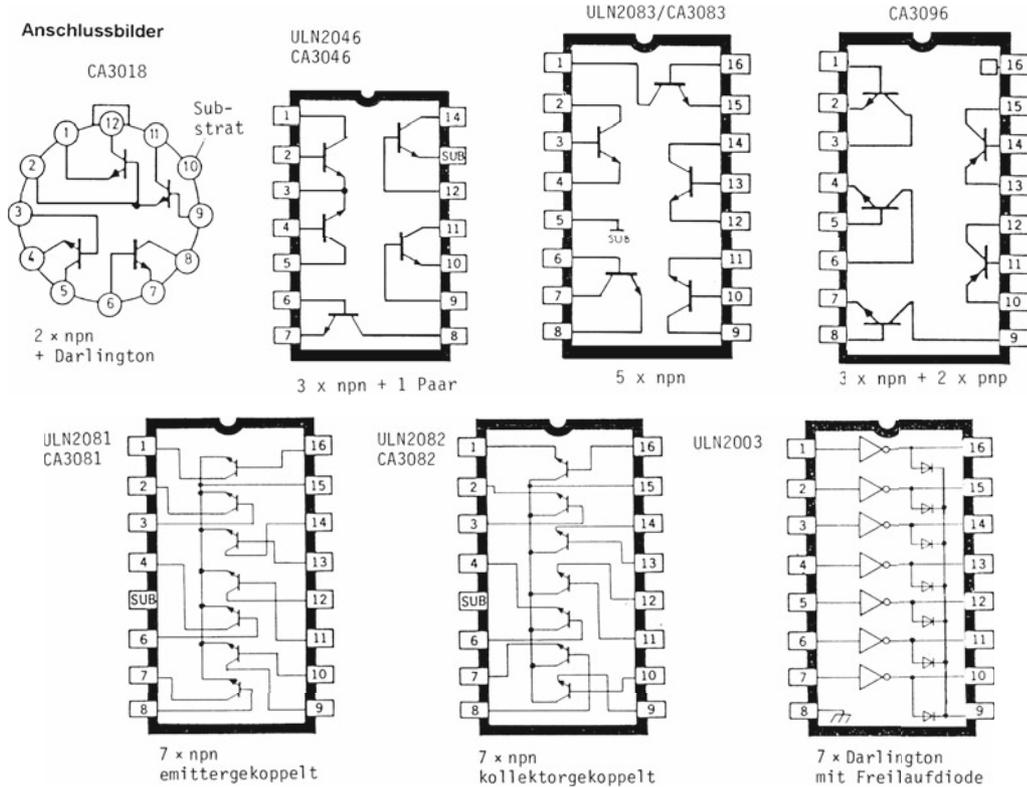


Transistor-Arrays

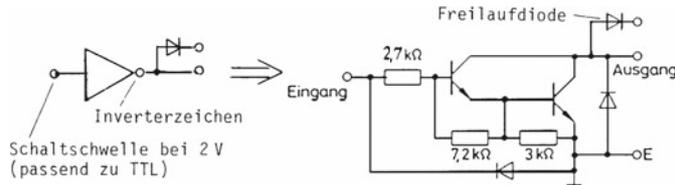
| | | | | | | | | |
|---------------------------------|------------------------------|---|---|---|-----------|-------------------|-------------------|--------------|
| Bauformen | |  |  |  | | | | |
| Typ 1) | | CA3018 | ULN2046 CA3046 | ULN2083 CA3083 | CA3096 3) | ULN2081 CA3081 | ULN2082 CA3082 | ULN2003 - |
| Grenzwerte | Spannung U_{CES} | V | 20 | 20 | 20 | 40/-40 | 20 | 50 |
| | Kollektorstrom I_C | mA | 50 | 50 | 100 | 50/-10 | 100 | 500 |
| | Verlustleistung P_{tot} 2) | mW | 300/450 | 300/750 | 500/750 | 200/750 | 500/750 | 1000/2000 |
| Stromverstärkung B | | | > 30 | > 40 | > 40 | >100/>20 | > 40 | 1000 |
| Sättigungsspannung $U_{CE sat}$ | | V | < 0,5 | < 0,5 | < 0,7 | 0,3/-0,3 | < 0,7 | < 2 |
| Preisansatz | | € | 3,- | 1,- | | | 2,- | |
| Hersteller | | Harris (vormals RCA), Sprague → Vishay (www.vishay.com) | | | | | | |

- 1) Mit ULN... werden die Bausteine der Fa. Sprague und mit CA... von der Fa. RCA bezeichnet. Ein entsprechendes Programm - auch mit npn-Transistoren - bietet die Fa. SGS-Thomson (ST Microelectronics).
 2) Verlustleistung für einzelnen Transistor/Verlustleistung für gesamten Baustein.
 3) Daten für npn-Transistoren/Daten für pnp-Transistoren.

Anschlussbilder



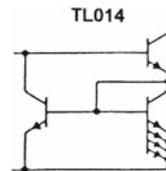
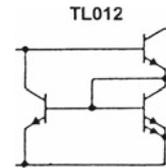
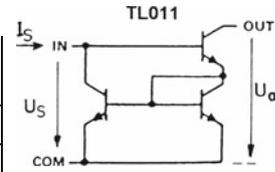
Einzelstufe des Treiber-ICs ULN 2003



Inverterzeichen
Schwellschwelle bei 2 V
(passend zu TTL)

Stromspiegel-Schaltungen

| | | | | | | |
|--|------------------------|--------------------------------|---------|---------|----------|---------|
| Bauform | | | | | | |
| Typ (Wilson-Spiegel) | | TL011 | TL012 | TL014 | TL021 | |
| Grenzerte | Steuerstrom I_S | mA | | | | |
| | Ausgangsspannung U_a | V | | | | |
| | Verlustleistung (25°) | mW | | | | |
| Stromverhältnis ¹⁾ | | 1 : 1 | 1 : 2 | 1 : 4 | 2 : 1 | |
| Toleranz | | % | | | | |
| TK-Wert | | 10 ⁻⁶ /K | 50 | 100 | 200 | 200 |
| Eingangsbereich ²⁾ | | µA | | | 1...2000 | |
| Eingangsspannung U_S | | V | | | | |
| Ausgangswiderstand r_a ³⁾ | | MΩ | 200...2 | 100...1 | 50...0,5 | 200...2 |
| Preisansatz | | € | | | | |
| Hersteller | | Texas Instruments (www.ti.com) | | | | |

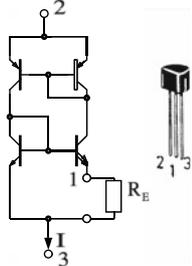


- 1) Stromverhältnis (Stromübersetzung) = Emitterflächen-Verhältnis
- 2) Empfohlener Bereich für hohen Ausgangswiderstand.
- 3) Der Ausgangswiderstand sinkt mit dem Ausgangsstrom: 10µA → 200MΩ, 1mA → 2MΩ.

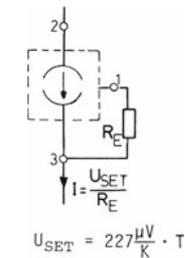
Programmierbarer Strom-Zweipol (PTAT-Schaltung) LM 334

Anwendung: Temperatursensor und programmierbare Stromquelle

Prinzip



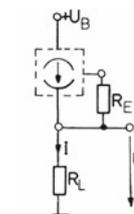
Symbolische Darstellung



Daten

| | |
|--|---------------|
| Strom I | 1µA...10mA |
| Spannung U_{23} | 1...30V |
| Spannung U_{SET} | 68mV bei 300K |
| Preisansatz | € 1,50 |
| Rechnung zum Temperatursensor ▶ | |
| $R_E = 227\Omega, R_L = 10k\Omega:$ | |
| $I = \frac{U_{SET}}{R_E} = 1 \frac{\mu A}{K} \cdot T \rightarrow U = \frac{10mV}{K} \cdot T$ | |

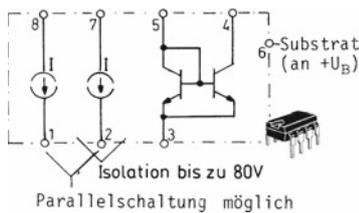
Temperatursensor



Zweifacher Strom-Zweipol mit Stromspiegel REF 200 (BURR-BROWN)

Anwendung: Präzisionsstromquellen für 100µA, 200µA, 300µA, und 400µA mit externen Brücken

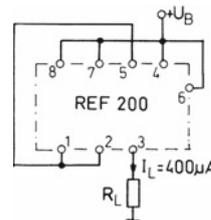
Aufbau



Daten

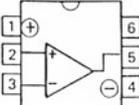
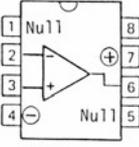
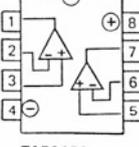
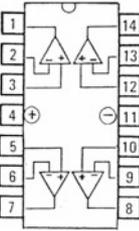
| | |
|-------------------|---------------------------|
| Strom I | 100µA ± 0,5% |
| Stromdrift | ±25 · 10 ⁻⁶ /K |
| Spannung U_{81} | 2,5...40V |
| Preisansatz | € 3,- |

Präzisionsstromquelle für 400µA



B.11/12 Operationsverstärker/Analogbausteine

Standard-Operationsverstärker

| Baupformen | |  |  | | | | | |
|------------------------------|-------------------------|---|---|----------------------|-----------------|----------------------|---|----------------------|
| Typ 1) | | TAA765/ TAE1453 | LM741 | TL321 | TL081/071 | CA3140 | <p>Anschluss- bilder</p>  <p>TAA765/ TAE1453</p>  <p>LM741 TL321 o. Nu11 TL081/071 CA3140</p>  <p>TAE2453 LM 1458 LM 358 TL 082/072 CA3240</p>  <p>TAE4453 LM 348 LM 324 TL 084/074</p> | |
| Technologie | | Bipolar | | | BIFET | BIMOS | | |
| Grenzwerte | Betriebsspannung U_B | V | $\pm 1,5 \dots \pm 18$ | $\pm 5 \dots \pm 18$ | $3 \dots 30$ | $\pm 4 \dots \pm 18$ | | $\pm 3 \dots \pm 18$ |
| | Differenzspannung U_D | V | $\pm U_B$ | ± 30 | ± 32 | ± 30 | | ± 8 |
| | Ausgangsstrom I_a 2) | mA | 70/100 | 20 | 20 | 10 | | 10 |
| mtl. Eingangsruhestrom I_0 | | nA | 500/100 | < 500 | < 250 | < 0,2 | | < 0,05 |
| Offsetstrom I_{os} | | nA | 200/50 | < 200 | < 50 | < 0,1 | | < 0,02 |
| Offsetspannung U_{os} | | mV | <6/ <5 | < 6 | < 7 | < 6 | | < 15 |
| Offsetspannungsdrift | | $\mu V/K$ | 6/ 6 | 12 | 7 | 10 | | 8 |
| Eingangswiderstand r_D | | M Ω | 0,2 | 2 | 1 | > 1000 | | |
| Leerlaufverstärkung V_0 | | dB | > 80 | > 85 | 90 | > 90 | | |
| Gleichtaktunterdrückg. G | | dB | > 70 | 90 | 85 | > 85 | | |
| Transitfrequenz f_T | | MHZ | 15 | 1 | 1 | 3 | | 4 |
| Slew Rate SR | | V/ μs | > 9/ > 20 | 0,5 | 0,5 | 13 | | 9 |
| Frequenzgangkorrektur | | | extern | intern ausgeführt | | | | |
| Offsetabgleich möglich | | | nein | ja | nein | ja | | |
| Preisansatz | | € | 2,- | -,50 | 1,- | -,50 | | 1,- |
| Zweifach-Typ 3) | | | TAE2453 | LM1458 (747) | LM358 (2904) | TL082/072 | | CA3240 |
| Preisansatz | | € | 2,50 | -,50 | | | | 2,- |
| Vierfach-Typ 3) | | | TAE4453 | LM348 (4741) | LM324 (2902) | TL084/074 | - | |
| Preisansatz | | € | 3,- | -,70 | -,70 | -,70 | - | |
| Hersteller | | | Siemens Thomson | NSC Thomson | TI NSC | TI Thomson | RCA - | |

1) Zu den meisten Typen gibt es A-Versionen mit besseren Daten zu einem höheren Preis.

2) Strom wird intern begrenzt mit Ausnahme von TAA765 und TAE1453.

3) In Klammern werden Äquivalenztypen anderer Hersteller angegeben.

Anmerkungen

Zu TAA765: Dieser Typ wird nicht mehr hergestellt und der verbesserte Nachfolger

TAE 1453 nur noch im SMD-Gehäuse:

Preisangaben beziehen sich auf die SMD-Version. 

Zu LM741: Bekanntester Standard-OP, Siemens-Bezeichnung: TBA221 (siehe auch Abschnitt 12.1).

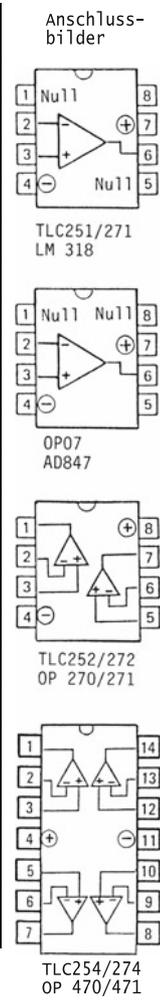
Zu TL321: Dieser OP und seine bekannteren Mehrfachausführungen LM358 und LM324 besitzen eine pnp-Eingangsstufe und eignen sich daher besonders für Single-Supply-Betrieb (siehe Abschnitt 12.2).

Zu TL081: Dieser Typ ist pin- und funktionskompatibel zum Typ 741. Aufgrund des JFET-Eingangs besitzt er wesentlich kleinere Eingangsströme und ist zudem schneller. Der Typ TL071 ist äquivalent bei kleinerem Rauschen. Weiter verbessert in allen Daten ist der Typ AD711 von Analog Devices mit der Zweifachversion AD712 und der Vierfachversion AD713.

Zu CA3140: Dieser Typ ist pin- und funktionskompatibel zum TL081 und 741. Aufgrund des MOSFET-Eingangs besitzt er die kleinsten Eingangsströme und mit Pin 8 zusätzlich einen „Strobeingang“ zur Sperrung des Ausgangs. Er eignet sich gut für Single-Supply-Betrieb, wozu sich besonders auch der verwandte CA 3130 empfiehlt. Der Letztere kann dabei mit seinem CMOS-Inverter-Ausgang voll zwischen 0V und $+U_B$ durchschwingen, benötigt für linearen Verstärkerbetrieb jedoch eine externe Frequenzgangkorrektur.

Spezielle Operationsverstärker

| Bauform | |  Besondere Merkmale • | | | | | |
|------------------------------|-------------------------|--|------------|----------------------|-------------------|----------------------|----------------------|
| Typ 1) | | TLC251/271 | OP07 | ICL7650 | LM318 | AD847 | |
| Technologie | | CMOS | Bipolar | CMOS | Bipolar | Bipolar | |
| Grenzwerte | Betriebsspannung U_B | V | 1(4)...16• | $\pm 5 \dots \pm 22$ | ± 8 | $\pm 5 \dots \pm 20$ | $\pm 5 \dots \pm 15$ |
| | Differenzspannung U_D | V | ± 16 | ± 30 | - | - | ± 6 |
| | Ausgangsstrom I_a 1) | mA | 10 | 20 | 3/20 2) | 15 | 20 |
| mtl. Eingangsruhestrom I_0 | | nA | <0,15 | 3 | 0,01 • | <300 | <5000 |
| Offsetstrom I_{OS} | | nA | <0,1 | <2 | 0,005 • | <200 | <500 |
| Offsetspannung U_{OS} | | mV | <12 | <0,075• | <0,005 • | <10 | <3 |
| Offsetspannungsdrift | | $\mu V/K$ | 5 | 0,2 • | 0,01 • | - | 15 |
| Eingangswiderstand r_D | | M Ω | >1000 | >20 | >1000 | 0,5 | 0,3 |
| Leerlaufverstärkung V_0 | | dB | >80 | >100 | >120 | >80 | 70 |
| Gleichtaktunterdrückg. G | | dB | >70 | >110 | 130 | 100 | >80 |
| Transitfrequenz f_T | | MHZ | >0,1 | 1 | 2 | 15 • | 50 • |
| Slew Rate SR | | V/ μs | >0,05 | 0,1 | 2,5 | >50 • | 300 • |
| Frequenzgangkorrektur | | | intern | | | | |
| Offsetabgleich | | | möglich | - | möglich | | |
| Preisansatz | | € | 2,-/1,- | 2,- | 4,- | 1,50 | 5,- |
| Zweifach-Typ | | | TLC252/272 | OP270/271 | - | - | - |
| Preisansatz | | € | 4,- /1,50 | 5,- | - | - | - |
| Vierfach-Typ | | | TLC254/274 | OP470/471 | - | - | - |
| Preisansatz | | € | 6,-/3,- | 7,- | - | - | - |
| Hersteller | | | TI | PMI Raytheon | Intersil Maxim | NSC TI | Analog Devices |

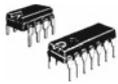


1) Der Ausgangsstrom wird bei allen Typen intern begrenzt.
 2) Stromaufnahme (Sink-Strom) 3mA max., Stromabgabe (Source-Strom) 20mA max..

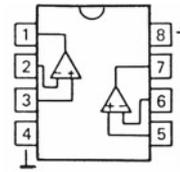
Anmerkungen

- Zu TLC251: Operationsverstärker für den Betrieb mit einfacher Betriebsspannung (Single-Supply) und niedrigem Stromverbrauch. Dem Typ 251 genügt bereits 1V, der Typ 271 benötigt mindestens 4V. Über Pin 8 ist der Ruhestrom in 3 Stufen programmierbar (10 μA , 150 μA und 1000 μA). Sparbetrieb mit nur 10 μA wird erkaufte durch relativ niedrige Bandbreite. Schleifer des Nullpotentiometers - falls erforderlich - an Masse bzw. - U_B .
- Zu OP07: Präzisionsverstärker mit sehr geringer Offsetspannung und extrem geringer Offsetspannungsdrift (siehe Abschnitt 12.3). Achtung: Die verbesserten Nachfolger OP77 und OP177 liegen auf gleichem Preisniveau oder darunter.
- Zu ICL7650: Chopperstabilisierter Operationsverstärker, verwendbar für Verstärkung kleinster Messspannungen (siehe auch Abschnitt 12.3, insbesondere Konkurrenztypen mit On-Chip-Kondensatoren).
- Zu LM318: Schneller OP mit hoher Slew Rate, ansonsten ähnliche Eigenschaften wie Standard-OP741. Schleifer des Nullpotentiometers an + U_B .
- Zu AD847: Sehr schneller OP. Dank Laser-Trimmung während der Fertigung liegt die Eingangs-Offsetspannung nur bei etwa 1mV. Falls dennoch Nullabgleich erforderlich ist, Schleifer des Nullpotentiometers an - U_B . Der OP arbeitet stabil auch als Spannungsfolger mit direkter Gegenkopplung (Einsverstärkung). Er bleibt stabil bei beliebiger kapazitiver Last.

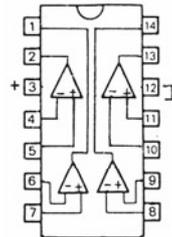
Speziell für den Single-Supply-Betrieb mit nur 3V oder 5V (Batteriegeräte) steht heute eine große Zahl von Rail-to-Rail-Verstärkern in SMD-Gehäusen zur Verfügung, normalerweise als RRIO-Verstärker (Rail-to-Rail Input/Output).

| Komparatoren | |  |  |  |  | |
|------------------------------------|-------------------------|---|---|---|---|-------------|
| Bauformen | | | | | | |
| Typ | | LM 393/339 | LM 311 | TCA 965 ³⁾ | LT 1016 ⁴⁾ | |
| Technologie | | Bipolar | | | | |
| Grenzwerte | Betriebsspannung U_B | V | 2...36 | $\pm 3... \pm 18$ | 5...27 | +5/ ± 5 |
| | Differenzspannung U_D | V | ± 36 | ± 30 | ± 15 | ± 5 |
| | Ausgangsstrom I_A | mA | 20 | 50 | 50 | ± 20 |
| Eingangsstrom I_0 | nA | < 250 | < 250 | < 50 | 5000 | |
| Offsetspannung U_{OS} | mV | < 5 | < 7,5 | 20 | < 3 | |
| Gleichtaktbereich | V | 0... $\approx U_B$ | -14...+13 | 1,5... $\approx U_B$ | -3,5...+3,5 | |
| Leerlaufverstärkung V_0 | dB | 100 | 100 | - | 70 | |
| Verzögerungszeit ¹⁾ | μs | 1 | 0,2 | - | 0,010 | |
| Ausgang | | offener Kollektor | | | Gegentakt | |
| Ausgangsrestspannung ²⁾ | V | < 0,4 | < 0,5 | < 0,2 | < 0,5 | |
| Inhibit / Strobe | | nein | ja | ja | nein | |
| Preisansatz | € | 1,- | | 3,- | 5,- | |
| Hersteller | | Motorola, NSC Thomson, TI | | Siemens (Infineon) | Linear Technology | |

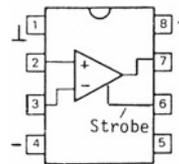
Anschlussbilder



LM 393



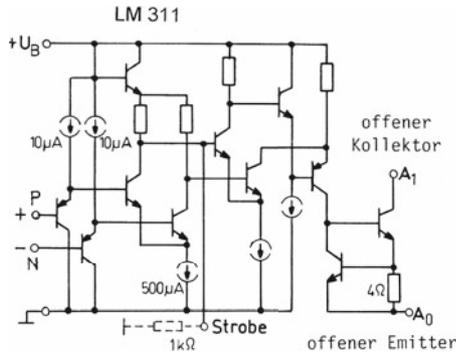
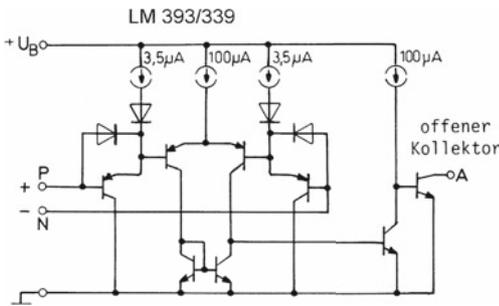
LM 339



LM 311

- 1) Zeit zwischen dem Anlegen eines Eingangssprunges und dem Umschalten des Ausgangs.
- 2) Sättigungsspannung des Ausgangstransistors, gültig für $I_A < 10\text{mA}$.
- 3) Fensterkomparator (Spezialbaustein), siehe dazu Abschnitt 14.5.
- 4) Sehr schneller Komparator, zwei Ausgänge (komplementär), wahlweise mit Speicherverhalten.

Schaltbilder häufig verwendeter Komparatoren (vereinfacht)

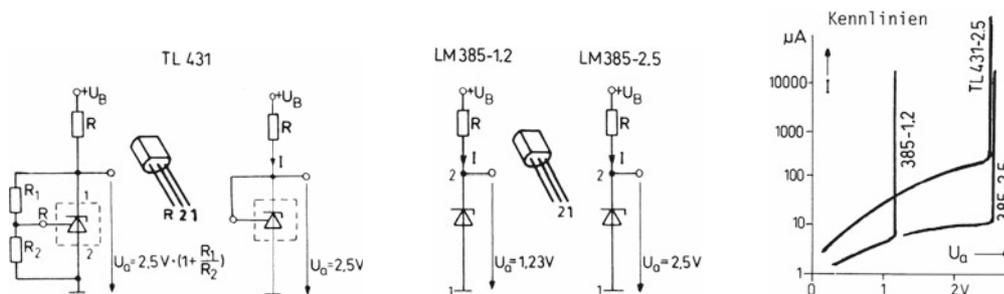


Anmerkungen

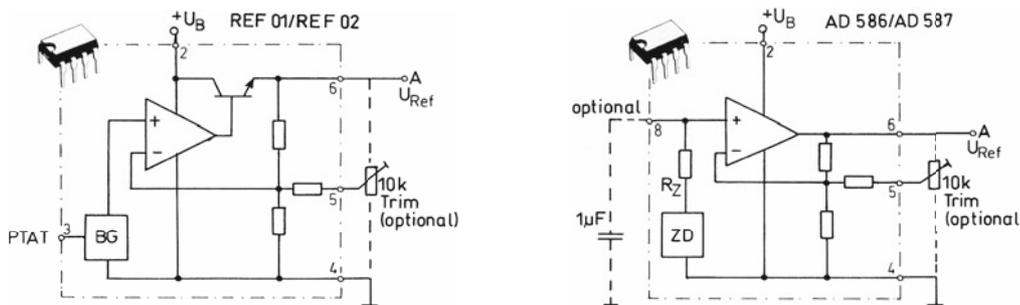
- Zu LM 393: Es handelt sich um zwei bzw. vier Komparatoren mit Offen-Kollektor-Ausgang und pnp-Eingang /339 in einem Gehäuse. Der Betrieb setzt einen Pull-up-Widerstand voraus.
- Zu LM 311: Dieser Komparator kann genauso betrieben werden wie der LM 393/339. Er ist nur wesentlich schneller. Nach Ablauf der angegebenen Verzögerungszeit von $0,2\mu s$ schwingt der Ausgang um. Im Interesse einer flexiblen Ausgangsbeschaltung ist auch der Emitter offen gelassen. Man kann so wahlweise mit einem Pull-up-Widerstand oder einem Pull-down-Widerstand arbeiten. Der 4Ω -Widerstand in der Emitterleitung des Ausgangstransistors dient in Verbindung mit dem vorgeschalteten Transistor lediglich der Strombegrenzung.
Über den Strobe-Anschluss kann der Ausgangstransistor durch eine Masseverbindung (mit Widerstand) unabhängig vom Eingang gesperrt werden. Zusätzlich gibt es die Möglichkeit eines Offset-Abgleiches (siehe dazu Datenbuch).

Referenzbausteine

| Bauformen | | TO-92 | | | 8 Pin-DIP | | | |
|------------------|---------------------|----------------------|-----------------------------|------------|--------------|--------|----------------|------------|
| Typ | | TL 431 | LM 385-1.2 | LM 385-2.5 | REF-02 | REF-01 | AD 586 | AD 587 |
| Schaltung | | Parallelregler | | | Serienregler | | | |
| Referenzelement | | Band-Gap-System (BG) | | | | | Z-Diode (ZD) | |
| Ausgangsspannung | V | 2,5...36 | 1,23 | 2,5 | 5 | 10 | 5 | 10 |
| Toleranz | | 2 % | 1 % | | 0,3 % | | ±10mv | |
| Trimmbar | | ja | nein | | ja | | | |
| TK-Wert | 10 ⁻⁶ /K | 50 | 20 | | 20 | | 20 | |
| Grenzerte | Betriebsspannung | V | 37 | - | | 30 | | 36 |
| | Strombelastung | mA | 100 | 20 | | 20 | | +12/-6 ±12 |
| | Verlustleistung | mW | 600 | - | | 500 | | 500 |
| Preisansatz | € | -,50 | 3,- | | 5,- | | | |
| Hersteller | | TI | National (www.national.com) | | Raytheon | | Analog Devices | |



Diese Referenzbausteine sind anwendbar wie Z-Dioden mit einem stabilen und scharf ausgeprägten „Zenerknick“ bei einem relativ kleinen Strom (siehe nebenstehende Kennlinien).



Besonderheit

Der Baustein REF 02 besitzt am Pin 3 einen PTAT-Ausgang (proportional to absolute temperature) mit 2,1mV/K · 630mV bei T = 300K vorgesehen für Zwecke der Temperaturmessung. Pin 3 am REF 01 ist nicht belegt.

Besonderheit

Den Bausteinen AD 586/AD 587 kann man am Pin 8 einen Kondensator zuschalten zur Rauschunterdrückung. Dieser bildet zusammen mit dem internen Vorwiderstand R_Z einen RC-Tiefpass für die interne Referenzspannung.

Die aufgeführten Schaltungen für eine feste Spannungsreferenz werden in verschiedenen Genauigkeitsklassen angeboten. Sie stellen nur eine kleine Auswahl dar aus einer großen Angebotspalette verschiedener Hersteller. Sehr gering dagegen ist das Angebot an Stromreferenzen. Ein Ausnahmebaustein für diesen Zweck ist der REF200 (Anhang B10).

Aktive Filter (kontinuierlich) 1)

| | | | | | |
|--------------------|---|---|---|-------------|------------|
| Bauform |  |  |  | | |
| Typ | UAF 42 | SR-4/SR-2 | FLJ-UR | HY 3105 2) | MAX 270 |
| System | State-Variable-Filter (SVF) | | | Fliege | Sallen-Key |
| Funktion | Tiefpass (TP), Hochpass (HP), Bandpass (BP), Bandsperre (BS) | | | | 2 x TP 3) |
| Ordnungszahl | 2 | 4 | | 2 | |
| Programmierung | mit Widerständen | | | | digital |
| Betriebsspannung | V | ±6...±18 | ±5...±18 | | ±2,5...±8 |
| Betriebsstrom | mA | ±7 | ±15 | ±8 | ±7 |
| Frequenzbereich | kHz | 0...100 | 0,4..20 | 0,010...100 | 1...25 |
| Eingangsspannung | V | ±10 max. | | | |
| Ausgangswiderstand | Ω | <100 | | | |
| Preisansatz | € | 15,- | 70,- | 50,- | 10,- |
| Hersteller | Burr Brown | NF Corporation CMV-CoMeas oHG | Date1 4) | Vitrohm | Maxim |

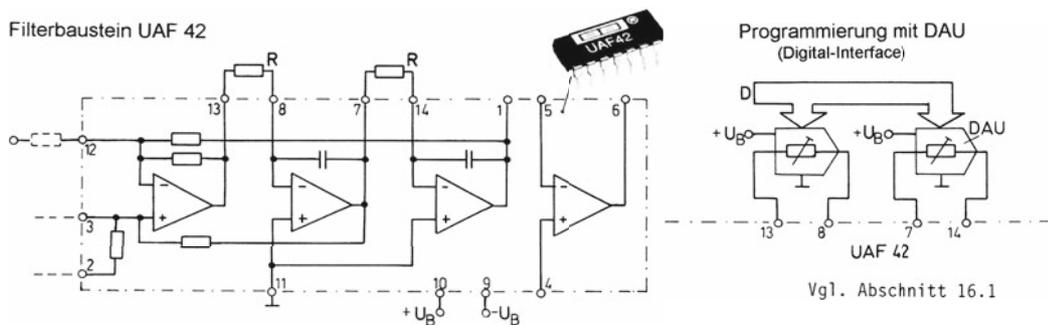
1) Siehe Abschnitte 11.9 und 11.10

2) siehe Abschnitt 12.7

3) zwei Tiefpassschaltungen (kaskadierbar) in einem Gehäuse

4) Dieser Hersteller bietet auch Filter mit Spannungsprogrammierung an.

Filterbaustein UAF 42



SC-Filter

| | | | | | | | |
|-------------------|---|---|---|---|------------------|-----------|-----|
| Bauform |  |  |  |  | | | |
| Typ | MF 5 1) | MF 10 | MAX 260/261 | MAX 267/268 | MAX 280 | MF 4 | |
| Funktion | 1 x SVF | 2 x SVF | 2 x SVF | 2 x BP | 1 x TP | 1 x TP | |
| Ordnungszahl | 2 | | 2 | 2 | 5 | 4 | |
| Programmierung | mit Widerständen | | digital | mit Pin-Straps | mit Taktfrequenz | | |
| Betriebsspannung | V | ±4...±6 | ±2,5...±6 | | ±2,5...±8 | ±2,5...±7 | |
| Taktfrequenz max. | MHz | 1,5 | 0,7 / 4 | 4 | 4 | 1 | |
| Preisansatz | € | 3,- | 5,- | 12,- | 15,- | 4,- | 2,- |
| Hersteller | NSC (www.national.com) | | Maxim (www.maxim-ic.com) | | | NSC | |

1) beschrieben im Abschnitt 12.8

Abtast-Halte-Glieder

| | | | | | | |
|-------------------|------------|---|---|---|---------------------------------|-----------------------|
| Bauformen | |  |  |  | | |
| Typ | | SMP 11 | SHC 298 1) | SHC 5320 | AD 583 2) | AD 585 3) |
| Betriebsspannung | V | $\pm 10 \dots \pm 18$ | $\pm 5 \dots \pm 18$ | $\pm 15 \dots \pm 20$ | $\pm 5 \dots \pm 15$ | $\pm 10 \dots \pm 18$ |
| Betriebsstrom | mA | 5 | 6 | 10 | 5 | 10 |
| Ausgangsstrom | mA | 10 max. | 5 max. | 20 max. | 10 max. | 50 max. |
| Eingangsruhestrom | nA | <100 | <10 | <300 | <400 | <2 |
| Offsetspannung | mV | <7 | <7 | 2 | <6 | <5 |
| Haltekondensator | pF | 5000 ext. | 1000 ext. | 100 int. | 100 ext. | 100 int. |
| Halte drift | mV/ms | 1 | 0,01 | 0,5 | - | 1 |
| Slew Rate | v/ μ s | 10 | 10 | 45 | 5 | 10 |
| Einstellzeit | μ s | 5 | <10 | 1 | 4 | 3 |
| Hold Step | mV | 5 | 1 | - | - | 3 |
| Preisansatz | € | 6,- | | 15,- | 40,- | 30,- |
| Hersteller | | PMI 4) | Burr Brown \rightarrow Texas Instruments | | Analog Devices (www.analog.com) | |

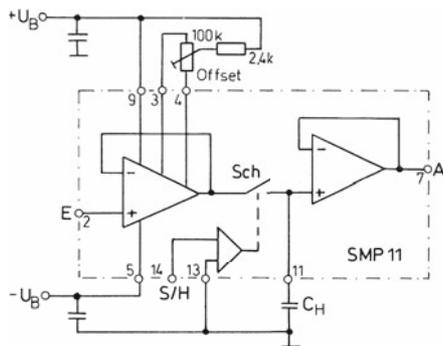
1) Pin- und funktionskompatibel zu LF 398 /mehrere Hersteller

2) Schaltungsprinzip wie SMP 11

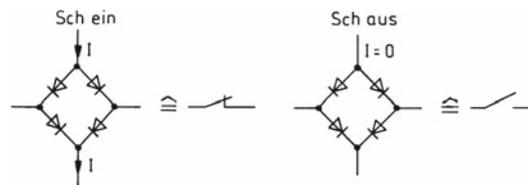
3) Schaltungsprinzip wie SHC 5320

4) heute Analog Devices

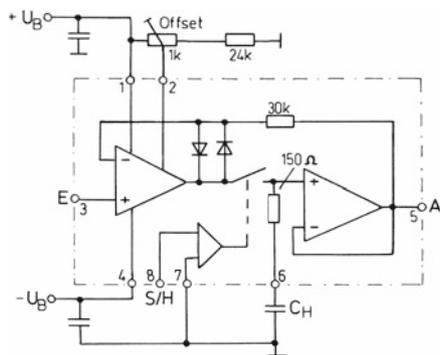
Sample-Hold-Verstärker SMP 11 mit äußerer Beschaltung



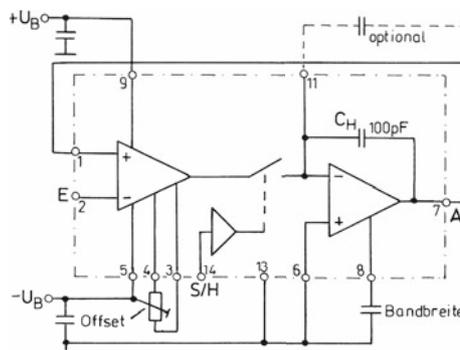
Der Analogschalter Sch ist realisiert durch eine Diodenbrücke:



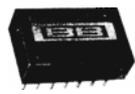
SHC 298 mit äußerer Beschaltung



SHC 5320 mit äußerer Beschaltung

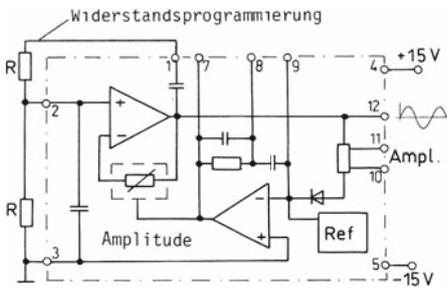


B.13 Sinusoszillatoren

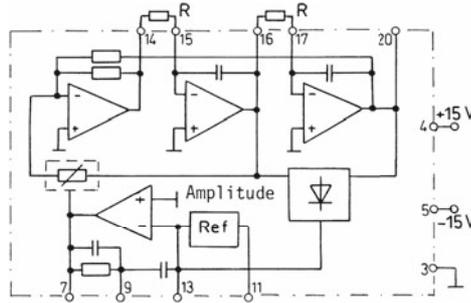
| Oszillatorbausteine | |  | |  | |  | | | | | | | |
|-----------------------|--|---|--|---|--|---|--|------------|--|--------------------------|--|------------------|--|
| Bauform | | CG 402 ¹⁾ | | CG 302 ¹⁾ | | 4423 | | ROJ-20/1K | | IXO-01 | | | |
| Typenbezeichnung | | Single-in-Line-Modul | | Dual-in-Line-Modul | | monolithisch | | | | | | | |
| Prinzip | | Wien | | Quadratur-Oszillator | | Colpitts für externen Quarz | | | | | | | |
| Besaltung | | R, R | | R, R | | R, C | | R, R | | siehe Bild | | | |
| Betriebsspannung | | V | | ± 15 | | ± 15 | | ±15 | | 9, 5...20 | | | |
| Strombedarf | | mA | | ±10 | | ±15 (30) | | +9, -9 | | +14, -21 | | < 10 | |
| Frequenz | | kHz | | 0,02...100 | | < 20 | | < 20/< 100 | | bis 60000 | | | |
| Frequenzdrift | | 10 ⁻⁶ /K | | 100 | | 50 | | < 50 | | 15/25 | | quarzhängig | |
| Amplitude | | V | | 2...10 | | 0,5...10 | | 10 | | 0,25...10 programmierbar | | 5 | |
| Klirrfaktor | | % | | 0,1 | | 0,01 | | < 0,5 | | < 0,002 | | je nach LC-Kreis | |
| Preisansatz | | € | | 70,- | | 100,- | | 30,- | | 100,- | | 10,- | |
| Hersteller / Vertrieb | | NF-Corporation (CMV-coMeas oHG) | | Burr-Brown | | Date1 | | Date1 | | Kristall-verarb. KVG | | | |

¹⁾ In verschiedenen Varianten verfügbar, je nach Frequenzbereich

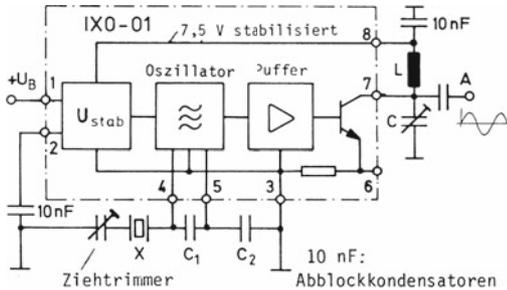
Baustein CG 402 mit Besaltung



Baustein CG 302 mit Besaltung



Baustein IXO-01 mit Besaltung (XO = Quarzoszillator, IXO = Integrierter Quarzoszillator)



Quarz X wirkt als Induktivität und bildet mit C₁ und C₂ Parallelschwingkreis. Die Schwingfrequenz liegt etwas oberhalb der Serienresonanzfrequenz des Quarzes.

$$\text{Dimensionierung: } X_{C1} = \frac{1}{\omega C1}, X_{C2} = \frac{1}{\omega C2}$$

Frequenz < 5 MHz: X_{C1} = X_{C2} = 200 Ω

Frequenz > 5 MHz: X_{C1} = X_{C2} = 100 Ω

L und C bilden Parallelschwingkreis zur Siebung am Ausgang. Bei niederohmiger Last empfiehlt sich Resonanzanpassung mit unterteiltem C.

Zum Sinusoszillator auf der Basis des Funktionsgenerators siehe Abschnitt 14.8: Baustein 8038 und verbesserter Nachfolger 038 für Frequenzen bis 20MHz mit einem Klirrfaktor von 1 % bei mittleren Frequenzen.

B.14 Kippschaltungen

| Funktionsgeneratoren 1) | |  |  |  |  |  |  |
|--|---------------------|---|---|---|---|---|---|
| Bauformen | | | | | | | |
| Typ | | NE 566 | XR 2209 | XR 2207 3) | XR 8038 4) | XR 2206 5) | XR 205 |
| Betriebsspannung U_B | V | 10..24 | 8..26 | | 10..30 | 10..26 | 8..26 |
| Strombedarf | mA | 10..20 | < 10 | | < 20 | | < 12 |
| Ausgangsschwingung | | Dreieck / Rechteck | | | Dreieck / Rechteck / Sinus | | |
| Frequenzbereich | Hz | 0,01 ... 10 ⁶ | | | | | < 4 · 10 ⁶ |
| Frequenzdrift | 10 ⁻⁶ /K | 100 | < 50 | | < 50 | | 300 |
| Klirrfaktor (Sinus) | % | - | | | 1 | | 3 |
| Nichtlinearität (Dreieck) | % | < 1 | 0,5 | | 0,05 | 0,2 | 1 |
| Tastverhältnis (Rechteck) | % | 40 .. 60 | | programmierbar | | | |
| Ausgangsamplitude 2) Dreieck / Rechteck / Sinus | V _{SS} | 2,4/5,4/- | 6/12/- | | 4/12/2,4 | programmierbar | |
| Amplitudenmodulation | | nein | | | | ja | |
| Preisansatz | € | 5,- | 2,- | 3,- | 4,- | | 6,- |
| Hersteller | | Philips | Exar (www.exar.com) | | | | |

1) Alle aufgeführten Funktionsgeneratoren sind frequenzmodulierbar und daher als VCO verwendbar.

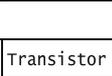
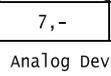
2) Angegeben wird der Spitze-Spitze-Wert (V_{SS}), bezogen auf eine Betriebsspannung $U_B = 12V$.

3) Ähnlich dem Baustein XR 2209 mit zusätzlicher Möglichkeit der Frequenzumschaltung.

4) Siehe dazu ausführliche Beschreibung im Abschnitt 14.8.

5) Sinus- und Dreieckform nur alternativ möglich.

Spannungs-Frequenz-Umsetzer und Frequenz-Spannungs-Umsetzer

| Bauform | |  |  |  |  |  |  |
|------------------------|---------------------|---|---|---|---|---|---|
| Typ | | RC 4151/4152 1) | AD 654 2) | VFC 32 | AD 650 | RC 4153 3) | LM 2907 4) |
| Betriebsspannung U_B | V | 8...22/7...22 | 4,5...35 | ±9...±18 | | ±12...±18 | 8...28 |
| Strombedarf | mA | <8 | 3 | ±8 | | ±10 | <6 |
| Frequenzbereich | kHz | 0...100 | 0...500 | | 0...1000 | 0...250 | 0...10 |
| Linearitätsfehler | % | 0,1/0,05 | 0,05 | | | 0,05 | ±1 |
| Temperaturdrift | 10 ⁻⁶ /K | 150/100 | 50 | 100 | 100 | 50 | - |
| Betriebsart | u/f | Eingangsspannung | 0... $U_B - 3V$ | | je nach Beschaltung | |  |
| | | Ausgangsart | offener Kollektor | | offener Kollektor | |  |
| | f/u | Ausgangsspannung | 0... $U_B - 3V$ |  | 0... $U_B - 3V$ | | |
| | | Ausgangsart | Stromquelle |  | OP intern | | Transistor |
| Preisansatz | € | 1,50 | 7,- | 12,- | | 4,- | 5,- |
| Hersteller | | Raytheon | Analog Devices (www.analog.com) | | | Raytheon | NSC |

1) Die Bausteine 4151 und 4152 sind funktions- und pin-kompatibel, siehe Abschnitt 14.9.

2) Der Baustein AD 654 ist nur für u/f-Betrieb geeignet und benötigt nur 2 externe Bauelemente (R und C).

3) Funktion wie 4151/4152 mit zusätzlichem internen Operationsverstärker (OP).

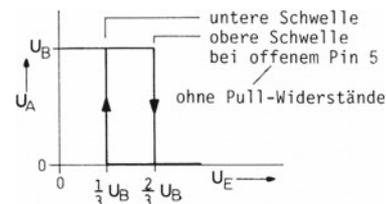
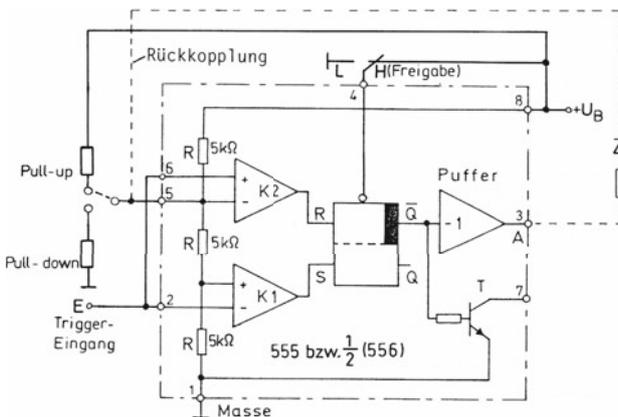
4) Nur als f/u-Umsetzer geeignet, bekannt als Tachometerbaustein.

Timer-Bausteine

| Bauelement | |  |  |  |  |  | |
|------------------------|--------------------------|---|---|---|--|---|---|
| Typ | | ..555 1) | ..7555 4) | XR2240 5) | XR2242 5) | ZN1034 6) | SAB 0529 7) |
| Technologie | | Bipolar | CMOS | Bipolar | | Bipolar | |
| Zeitbasis (Funktion) | | RC-Kippschaltung | | RC-Kippschaltung + Zähler | | 50Hz/Zähler | |
| Zeitbereich | | 10µs...1h | | 1ms...24h | | 1s...31h | |
| Betriebsspannung | V | 4,5..16 | 2..18 | 4...18 | 5..500 | 230 ~ | |
| Strombedarf | mA | 3..15 | 0,1..0,3 | 3...20 | 5..50 | 20 | |
| wiederholgenauigkeit | % | 1 | 2 | 1 | 0,1 | - | |
| Temperaturdrift | 10 ⁻⁶ /K | 50 | 50 | 200 | 100 | - | |
| Betriebsspannungsdrift | %/V | 0,2 | 1 | 0,3 | 1 | - | |
| Triggerflanke | |  |  |  |  |  |  |
| Ausgang | Art | Gegentaktstufe (GS) | | offener Kollektor (o.c) | | GS | o.c |
| | Belastbarkeit | I _H (Source) mA | 200 3) | 10 | - | - | 25 |
| | I _L (Sink) 2) | mA | 200 3) | 50 | 10 | 25 | 100 |
| Max. Kippfrequenz | MHz | 0,2 | 0,5 | - | - | - | - |
| Preisansatz | € | -,50 | 1,- | 3,- | 10,- | 5,- | |
| Hersteller | | viele | Maxim | Exar | Plessey | Siemens | |

- 1) Dieser Bauelement wird von vielen Herstellern angeboten. Eine eingehende Funktionsbeschreibung gibt Abschnitt 14.7. Die Zweifachversion...556 im 14 Pin-DIP hat die gleichen Daten.
- 2) I_H = abfließender Strom bei Ausgang „High“, I_L = zufließender Strom bei Ausgang „Low“.
- 3) Derartig hohe Lastströme sind zwar zulässig, erzeugen aber relativ große innere Spannungsabfälle.
- 4) Pin- und funktionskompatibel zum Bipolar-Timer...555. Bei dieser CMOS-Version liegen die Eingangsströme in der Größenordnung 10pA, beim Bipolar-Timer dagegen in der Größenordnung 1µA. Ferner treten im Gegensatz zum Bipolar-Timer beim Umschalten der Gegentakt-Endstufe keine nennenswerten Strom-Spikes auf, die beim Letzteren sorgfältige Abblockung der Betriebsspannung erfordern.
(Siehe auch die schnelleren Typen TLC 555/551 von TI. TLC 551 kommt mit 1V Betriebsspannung aus!)
- 5) Der Bauelement XR 2240 wird ausführlich beschrieben im Abschnitt 15.12. Der Typ XR 2242 ist eine vereinfachte Version mit festem Frequenzteiler (1:128). CMOS-Versionen: 7240 und 7242.
- 6) wie der Typ XR 2242 besitzt dieser Timer einen festen Frequenzteiler (1:4096).
- 7) Siehe Abschnitt 19.8. Der Bauelement SAB 0529 ist ausgedient. Ersatz: U2100B.

Schaltbeispiel: Timer als Präzisionstrigger (Inverter mit Hysterese und einstellbaren Schwellen)

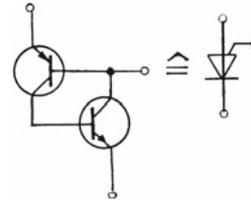


Durch „Pull-widerstände“ lassen sich die Schwellen verschieben. Die gestrichelte Rückkopplung ermöglicht eine Anhebung der oberen Schwelle ohne Beeinflussung der unteren.
Typisches Anwendungsbeispiel siehe Anhang B2.

Unijunction-Transistoren (UJTs und PUTs)

| | | | | |
|--|--------------------------------|-----------------------|--------------------|----------------|
| Bauform | | | | |
| Art | UJTs (pn-Typ) | | PUTs ³⁾ | |
| Typ | 2N 2646 ¹⁾ | 2N 2647 ¹⁾ | 2N 6027 | 2N 6028 |
| Interbasiswiderstand | kΩ | 4,7...9,1 | - | - |
| Teilerverhältnis η | | 0,5...0,8 | 0,7...0,8 | programmierbar |
| Rückstrom I _{E0} ²⁾ | μA | 0,01...12 | 0,01...0,2 | 0,01 |
| Höckerstrom I _p | μA | 0,8...5 | 1...2 | 2...5 |
| Talstrom I _v | mA | 4...10 | 8...18 | ≈ 0,050 |
| Grenzwerte | Spannung U _{BB} | V | 35 | - |
| | Emitterstrom $\frac{i_E}{I_E}$ | A | 2/0,05 | 2/0,15 |
| | Sperrspannung U _E | V | -30 | -40 |
| Preisansatz | € | 2,- | | 1,- |
| Hersteller | GE, Motorola, Philips | | GE, Motorola | |

PUT-Version "Eigenbau"



Transistoren
z. B. BC 107 oder BC 237
BC 178 BC 307

- 1) Typ 2N 2646 und 2N 2647 auch im Plastikgehäuse mit der Bezeichnung MU 2646 und MU 2647.
- 2) Bei U_E = 0 über die Emitterdiode rückfließender Strom. (U_E ≡ U_{EB1}, siehe Abschnitt 14.10).
- 3) Anodenseitig steuerbarer Thyristor, der in Verbindung mit einem Gatespannungsteiler die gleiche Kippcharakteristik aufweist wie ein UJT. Die hier aufgeführten Kenngrößen I_E und U_E sind im übertragenen Sinne aufzufassen. Äquivalent zum 2N 6027 ist der Typ D 13T1 und zum 2N 6028 der Typ D 13T2.

Kleintthyristoren

| | | | | | | |
|--|-------------------------------------|----------------------|---------------------|------------------|-----------|------|
| Bauform | | | | | | |
| Art | Thyristor | | | Thyristortetrode | | |
| Typ | BRX 44...49 ¹⁾ | BT 149 ¹⁾ | P0111 ¹⁾ | BRY 39 | | |
| Zündstrom I _G | μA | < 200 | < 200 | < 25 | | |
| Zündspannung U _{GK} | V | 0,8 | | 0,5 | | |
| Spannung U _{AK} bei I _A = 1A | V | 1,4 | <1,7 | - | | |
| Haltestrom I _H | mA | 5 | | 0,25 | | |
| Grenzwerte | Sperrspannung U _{AK} (+/-) | V | 25...400 | 50...600 | 400...600 | 70 |
| | Anodenstrommittelwert | A | 0,4 | 0,5 | 0,5 | 0,25 |
| | Anodenstromspitzenwert | A | 3 | 8 | 7 | 2,5 |
| | Kristalltemperatur | °C | 125 | | 150 | |
| Wärmewiderstand R _{thj} | K/W | 190 | 200 | 150 | 450 | |
| Preisansatz | € | -,50 | | 1,- | 1,50 | |
| Hersteller | Philips (www.philips.com) | | ST | Philips | | |

¹⁾ Baureihe mit einer Staffelung nach der zulässigen Sperrspannung U_{AK} (vorwärts/rückwärts):

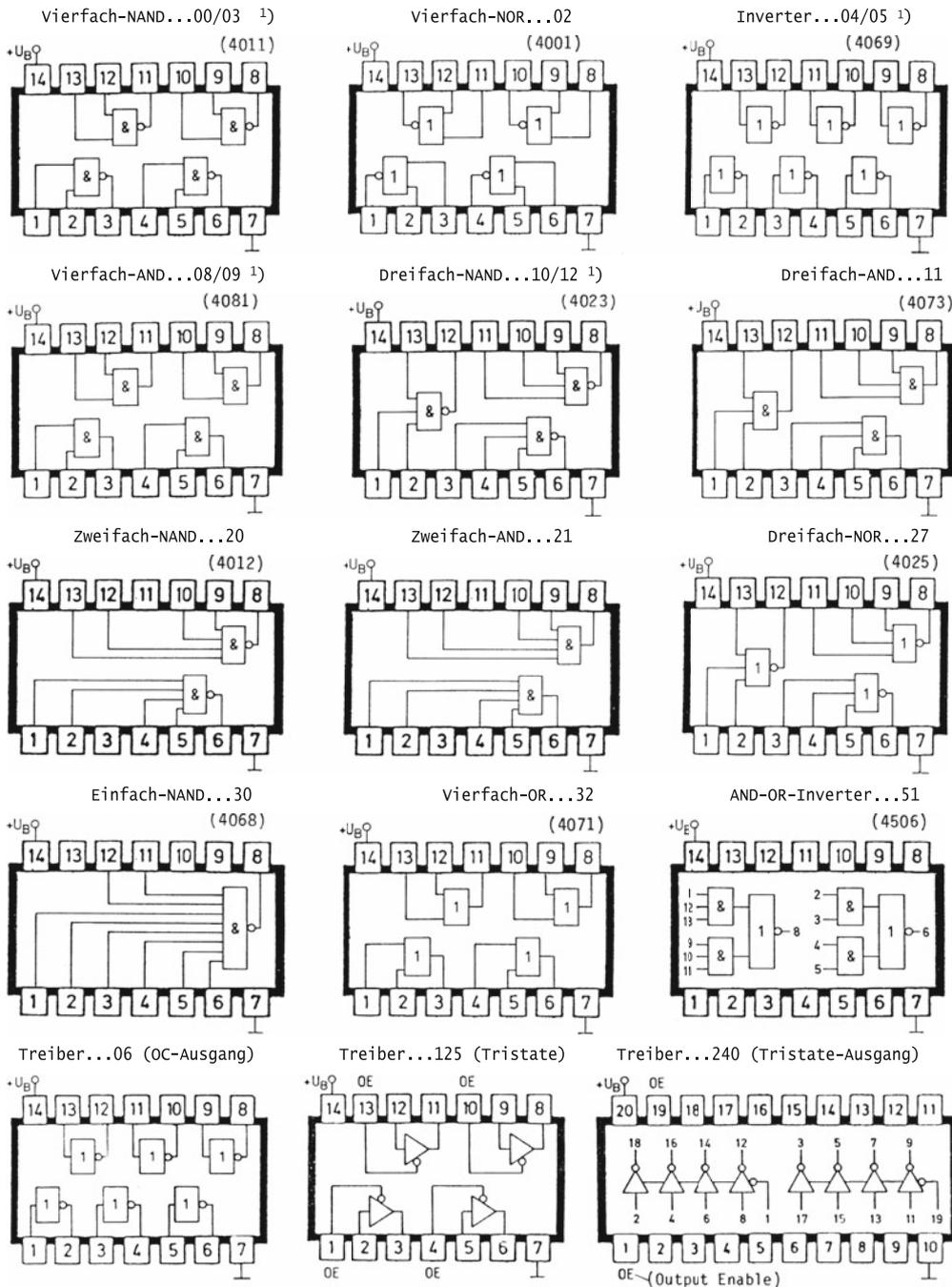
| | | | | | | | |
|-------------------------------|---|----------|----------|----------|--------|----------|----------|
| Sperrspannung U _{AK} | 30v | 50v | 100v | 200v | 300v | 400v | 600v |
| Typ | BRX 44 | BRX 45 | BRX 46 | BRX 47 | BRX 48 | BRX 49 | - |
| | Besonders zündempfindlich (I _G < 5μA) ist der Typ P0118. | | | | | P0111 DA | P0111 MA |
| | - | BT 149 F | BT 149 A | BT 149 B | - | BT 149 D | - |

²⁾ Zündstrom in Bezug auf das Katoden-Gate. Der entsprechende Wert für das Anoden-Gate liegt bei 100μA.

B.15 Digitalbausteine

Gatter, Inverter, Treiber der Schaltungsfamilien 74LS... und 74HC...

in Klammern entsprechende Standard-CMOS-Bausteine, nicht pinkompatibel!



¹⁾ 74..03, 74..05, 74..09 und 74..12 mit offenem Kollektor (OC) bzw. offenem Drain (OD).

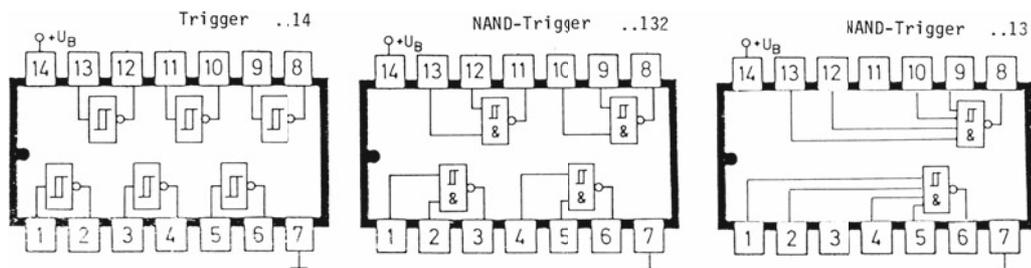
Trigger (alle invertierend)

| | | | | | | | | |
|--|--|-------|----------|-------|---------|--|-----|---------|
| Bauform | 14-Pin-DIP  | | | | | | | |
| Schaltungsfamilie | LSTTL | HCMOS | LSTTL | HCMOS | LSTTL | CMOS | | |
| Typ | 74...14 | | 74...132 | | 74...13 | 40106 ¹⁾ 4093 ²⁾ | | |
| Betriebsspannung U _B | V | 5 | | 5 | | 5...15 | | |
| obere Schwelle U _{T+} /U _B (ungefähr) | | 0,35 | 0,55 | 0,3 | 0,55 | 0,35 | 0,6 | 0,5 |
| untere Schwelle U _{T-} /U _B (ungefähr) | | 0,2 | 0,45 | 0,15 | 0,45 | 0,2 | 0,4 | 0,4 |
| Strombelastbarkeit ³⁾ | I _H | mA | 0,4 | 4 | 0,4 | 4 | 0,4 | 0,4...3 |
| | I _L | mA | 8 | 4 | 8 | 4 | 8 | 0,4...3 |
| Preisansatz | € | -,50 | | | | | | |
| Hersteller | Motorola, NSC, Philips, SGS, TI | | | | | | | |

¹⁾ Baustein enthält 6 Trigger und ist pincompatibel mit 74..14.

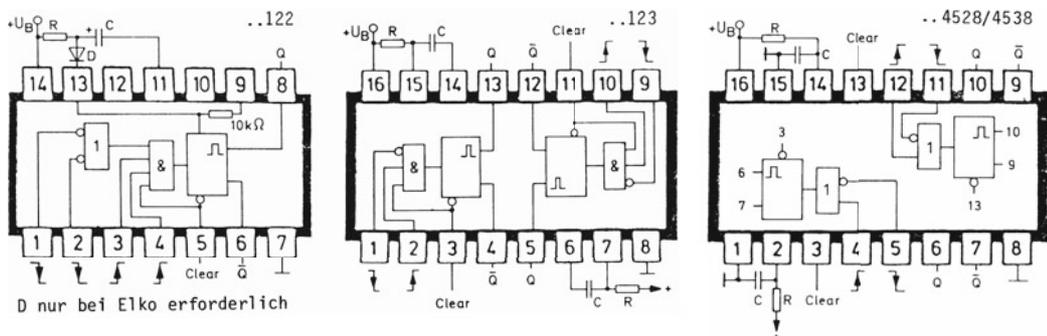
²⁾ Baustein enthält 4 NAND-Trigger wie 74..132 bei anderer Anschlussbelegung.

³⁾ I_H = abfließender Laststrom (Source-Strom), I_L = zufließender Laststrom (Sink-Strom).



Monovibratoren nachtriggerbar und rücksetzbar (Clear)

| | | | | | | | |
|---------------------------------|------------------------------------|-------|------------------------------------|-----------|------------------------------------|---------|----------|
| Bauform | 14Pin-DIP | | 16Pin-DIP | | | | |
| Schaltungsfamilie | LSTTL | LSTTL | HCMOS | CMOS | HCMOS | HCMOS | |
| Typ | 74..122 | | 74..123 | | 4528 | 4538 | 74..4538 |
| Betriebsspannung U _B | V | 5 | | 5 | | 5...15 | 5 |
| Triggerflanke | H _L oder L _H | | H _L oder L _H | | H _L oder L _H | | |
| Impulszeit (ungefähr) | 0,5 · R · C | | 0,5 · R · C | 1 · R · C | 0,7 · R · C | | |
| Strombelastbarkeit | I _H (Source) | mA | 0,4 | 0,4 | 4 | 0,4...3 | 4 |
| | I _L (Sink) | mA | 8 | 8 | 4 | 0,4...3 | 4 |
| Preisansatz | € | 1,- | | | | | |
| Hersteller | Motorola, NSC, Philips, SGS, TI | | | | | | |

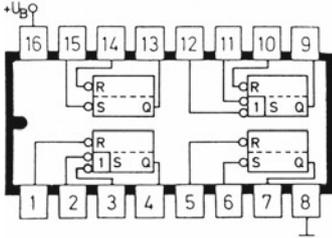


D nur bei Elko erforderlich

Flip-Flops und Register

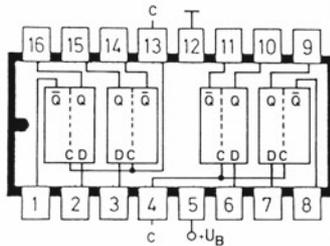
Die Aufstellung enthält häufig benutzte Flip-Flops und Register, die in LSTTL und HCMOS verfügbar sind. Der Taktanschluss wird einheitlich mit C bezeichnet. Dominierende Setz- und Rücksetzeingänge (Preset- und Clear-Eingänge) werden mit Pr und C1 gekennzeichnet.

Vierfach-RS-Flip-Flop ... 279
RS-Latch, transparent,
zustandsgesteuert



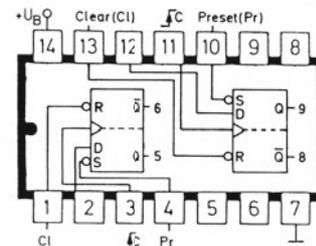
Ähnlicher CMOS-Baustein: 4044
(mit Tristate-Ausgang)

Vierfach-D-Flip-Flop ... 75
D-Latch, transparent,
zustandsgesteuert



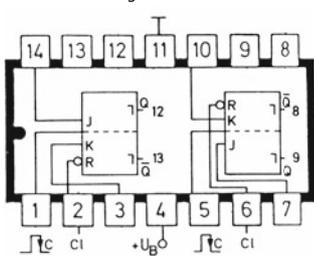
Die Takteingänge C werden beim D-Latch auch als Enable-Eingänge bezeichnet (LE).
Ähnlicher CMOS-Baustein: 4042

Zweifach-D-Flip-Flop ... 74
nichttransparent,
einflankengesteuert



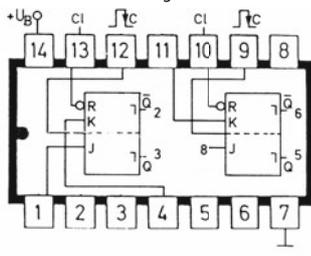
Das Flip-Flop besitzt taktunabhängige Set- und Reseteingänge (Preset und Clear).
Ähnlicher CMOS-Baustein: 4013

Zweifach-MS-JK-Flip-Flop...73
nichttransparent,
zweiflankengesteuert



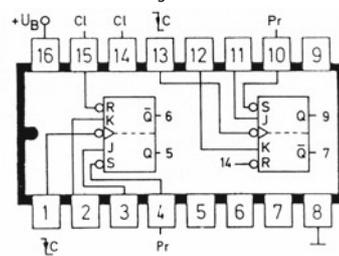
Daten werden aufgenommen mit positiver Flanke und durchgeschaltet mit der negativen.

Zweifach-MS-JK-Flip-Flop ... 107
nichttransparent,
zweiflankengesteuert



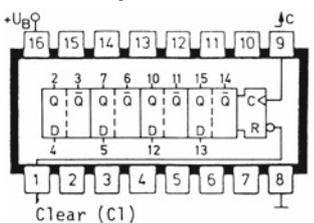
wie Flip-Flop 74 ... 73,
nur andere Pinbelegung

Zweifach-JK-Flip-Flop ... 112
nichttransparent,
einflankengesteuert



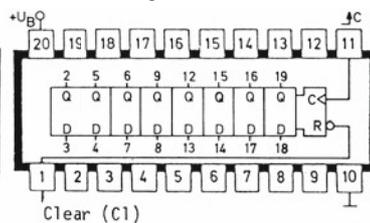
Daten werden mit der negativen Taktflanke übernommen und durchgeschaltet.
Ähnlicher CMOS-Baustein: 4027

Vierfach-D-Flip-Flop ... 175
4-Bit-Register mit Clear
nichttransparent,
einflankengesteuert



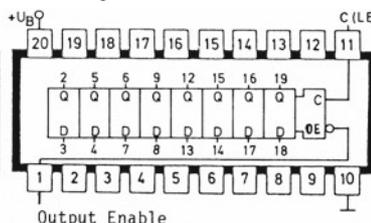
Daten werden mit positiver Taktflanke aufgenommen und zum Ausgang geschaltet.
Ähnlicher CMOS-Baustein: 40175

Achtfach-D-Flip-Flop ... 273
8-Bit-Register mit Clear
nichttransparent,
einflankengesteuert



Funktion wie Baustein 40175
Ähnlicher CMOS-Baustein: 40374

Achtfach-D-Latch (Tristate) ... 373
8-Bit-Register
transparent,
zustandsgesteuert



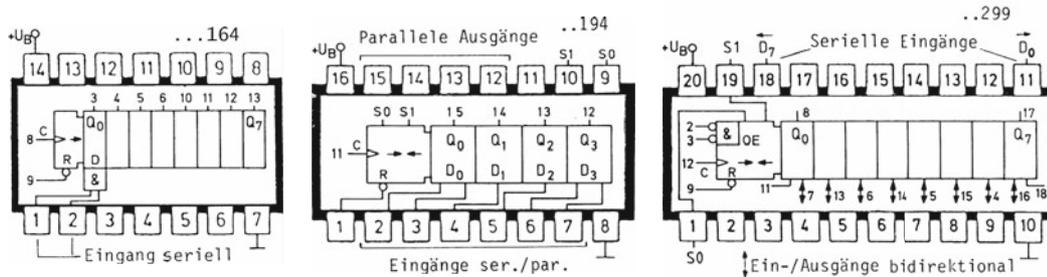
Daten werden aufgenommen, wenn Takteingang C (LE, Latch Enable) H-Potential erhält.
Ähnlicher CMOS-Baustein: 40373

Schieberegister der Schaltungsfamilien 74LS..., 74HC... und Standard-CMOS

| Schaltungsfamilie | LSTTL | HCMOS | LSTTL | HCMOS | LSTTL | HCMOS | CMOS | | Funktionen zu | |
|-------------------|---------------------------------|-------|------------------------|-------|--------------------------|-------|------------------------|------------------|----------------|--------------|
| Typ | 74...164 | | 74...194 ¹⁾ | | 74...299 ¹⁾²⁾ | | 40194 | 4014 | | ...194 |
| Registerlänge | 8 Bit | | 4 Bit | | 8 Bit | | 4 Bit | 8 Bit | ...299 | |
| Schieberichtung | → rechts | | → rechts/← links | | → rechts/← links | | kompatibel zu 74...194 | → rechts | S1 S0 Fkt. | |
| Eingang | seriell | | seriell/parallel | | seriell/parallel | | | seriell/parallel | L L Hold | |
| Ausgang | parallel | | seriell/parallel | | seriell/parallel | | seriell | L L → | H L ← | |
| Preisansatz | € | -,50 | | | | 1,- | | | | H H Load |
| Hersteller | Motorola, NSC, Philips, SGS, TI | | | | | | | | | |

¹⁾ Schieberichtung umschaltbar über Funktionseingänge S0 und S1 gemäß nebenstehender Tabelle.

²⁾ Tristate-Ausgänge (OE=Output Enable), Q₀ und Q₇ direkt verfügbar.



Zähler der Schaltungsfamilien 74LS... und 74HC... ¹⁾

| Zählcode | 4-Bit-Dualcode | | | | 4-Bit-BCD-Code | | |
|-------------------------------|---------------------------------|--------------------|-------------------------|---------------------|-------------------|--------------------|-------------------------|
| | Typ | ..93 ²⁾ | ..161/163 ³⁾ | ..191 ⁴⁾ | 193 ⁴⁾ | ..90 ²⁾ | ..160/162 ³⁾ |
| Taktung | asynchron | synchron | | asynchron | synchron | | |
| zählweise | auf (+) | auf (+) | auf(+) oder ab(-) | auf (+) | auf (+) | auf(+) oder ab(-) | |
| Programmierbar (Vorwahl) nein | ja | | nein | ja | | | |
| Preisansatz | € | 1,50 | 1,- | | 1,- | | |
| Hersteller | Motorola, NSC, Philips, SGS, TI | | | | | | |

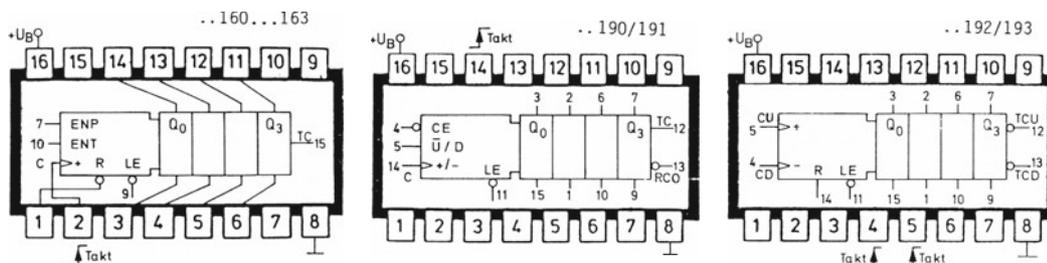
¹⁾ Die Bausteine der 160er- und 190er-Serie gibt es auch in Standard-CMOS.

²⁾ Bausteine nur in TTL und LSTTL, siehe Abschnitt 15.11 und 15.13. Für Neuentwicklungen funktionsgleiche Bausteine 74...293 (dual) bzw. 74...290 (BCD) mit Pin 14 und 7 für Betriebsspannung und Masse. Jeweils zwei Zähler dieser Art enthalten die Bausteine 74...393 (dual) und 74...390 (BCD).

³⁾ Die Typen 160 und 161 sind direkt rücksetzbar, die Typen 162 und 163 nur indirekt (taktabhängig).

⁴⁾ Die Typen 190/191 haben einen Takteingang (+/-) und keinen Reseteingang. Die Typen 192/193 haben getrennte Takteingänge (+ und -), zusätzlich einen Reseteingang.

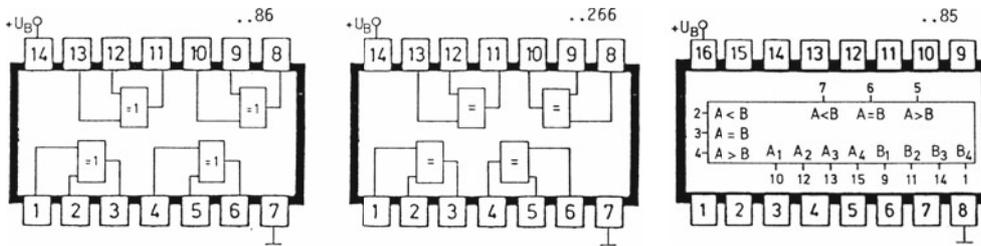
Kurzbezeichnungen: C Clock (Takt), R Reset, LE Load Enable, TC Terminal Count (Übertragsausgang), ENP/ENT Übertragungseingänge, CE Count Enable, U/D Up/Down, CU Clock Up, CD Clock Down usw. (siehe Datenblatt).



Komparatoren

| | | | | | | | | | | | |
|--------------------|--|--|-------|-------------------------|-------|-----------------------|-------|-------------|-------|------------------------|-------|
| Gehäuse | | 14-Pin-DIP  | | | | 16-Pin-DIP | | 20-Pin-DIP | | 14-Pin-DIP | |
| Schaltungsfamilie | | LSTTL | HCMOS | LSTTL | HCMOS | LSTTL | HCMOS | LSTTL | HCMOS | LSTTL | HCMOS |
| Typ | | 74...86 ¹⁾ | | 74... 266 ²⁾ | | 74...85 ³⁾ | | 74...688 | | 74...280 ⁴⁾ | |
| Funktion | | 4x EX-OR | | 4x EX-NOR | | 4-Bit-Komp. | | 8-Bit-Komp. | | Paritätsprüfer | |
| Betriebsspannung | | V | | 5 | | 5 | | 5 | | 5 | |
| Ausgänge | | Standard | | OC | OD | Standard | | Standard | | Standard | |
| Strombelastbarkeit | | I _H | mA | 0,4 | 4 | - | - | 0,4 | 4 | 0,4 | 4 |
| | | I _L | mA | 8 | 4 | 8 | 4 | 8 | 4 | 24 | 4 |
| Preisansatz | | € | | -,50 | | 1,- | | 2,- | | 1,- | |
| Hersteller | | Motorola, NSC, Philips, SGS, TI | | | | | | | | | |

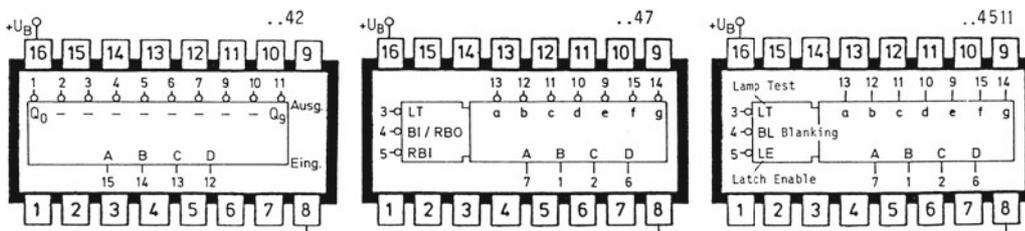
- ¹⁾ Ähnlich sind die Bausteine 4030 und 4070 (CMOS). ²⁾ Ähnlich ist der Baustein 4077 (CMOS).
³⁾ Ein pin- und funktionskompatibler Baustein in CMOS ist der Typ 4063, ähnlich ist auch der Typ 4585.
⁴⁾ Der Baustein zeigt an, ob die Zahl der H-werte an 9 Eingängen geradzahlig oder ungeradzahlig ist.



Dekoder / Anzeigentreiber

| | | | | | | | | | |
|--------------------|--|--|-------|--------------------------------------|------|--|------|----------------------|--|
| Gehäuse | | 16-Pin-DIP  | | | | | | | |
| Schaltungsfamilie | | LSTTL | HCMOS | LSTTL | CMOS | HCMOS | CMOS | HCMOS | |
| Typ | | 74..42 ¹⁾²⁾ | | 74..47 ³⁾ | | ..4511 ⁴⁾ | | ..4543 ⁴⁾ | |
| Funktion/Anwendung | | BCD-zu-Dezimaldeko-der (1 aus 10-Dekoder) | | Anzeigendekoder für LED (Anode gem.) | | BCD-zu-Siebensegment-Dekoder für LED (Kat.gem.) für LCD (mit Back-Plane) | | | |
| Betriebsspannung | | V | | 5 | | 5...15 | | 5 | |
| Ausgänge | | Standard | | offener Kollektor | | gepuffert | | | |
| Strombelastbarkeit | | mA | | 8 | | 4 | | 20 | |
| Preisansatz | | € | | 1,- | | 1,- | | | |
| Hersteller | | Motorola, NSC, Philips, SGS, TI | | | | | | | |

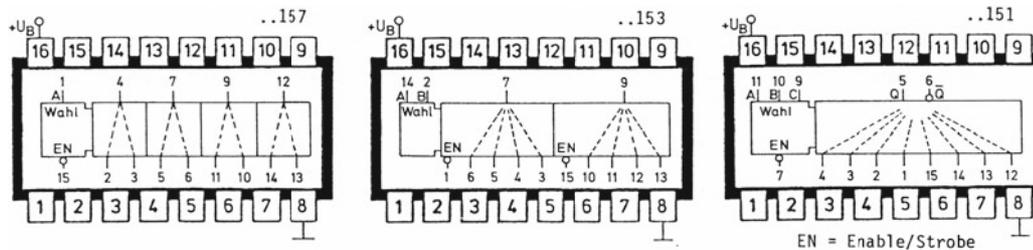
- ¹⁾ Ein entsprechender Baustein in CMOS ist der Typ 4028. Für höhere Ausgangsströme wähle man Typ 74...145.
²⁾ Die umgekehrte Funktion (Dezimal-zu-BCD-Dekoder) führt der Baustein 74...147 aus.
³⁾ Zur Anwendung siehe Abschnitt 15.13. ⁴⁾ Bausteine mit 4-Bit-Eingangs-Latch (siehe Anhang B8).



Datenselektoren / Digitale Multiplexer (MUX)

| | | | | | | | | | | |
|---------------------------------|----------------|--|--------|----------|--------|------------|--------|----------|----------|------------|
| Gehäuse | | 16-Pin-DIP  | | | | | | | | |
| Schaltungsfamilie | | LSTTL | HC MOS | LSTTL | HC MOS | LSTTL | HC MOS | CMOS | | |
| Typ | | 74...157 ¹⁾ | | 74...153 | | 74...151 | | 45...19 | 45...39 | 45...12 |
| Betriebsspannung U _B | | V | | 5 | | | | 5...15 | | |
| Funktion | | 4 x 2zu1 | | 2 x 4zu1 | | 1 x 8zu1 | | 4 x 2zu1 | 2 x 4zu1 | 1 x 8zu1 |
| Ausgänge | | 4x1 | | 2x1 | | 1 + 1 inv. | | 4x1 | 2x1 | 1 Tristate |
| Strombelastbarkeit | I _H | mA | 0,4 | 4 | 0,4 | 6 | 0,4 | 6 | 0,4...3 | |
| | I _L | mA | 8 | 4 | 8 | 6 | 8 | 6 | 0,4...3 | |
| Preisansatz | | € | | 1,- | | | | 1,- | | 1,- |
| Hersteller | | Motorola, NSC, Philips, SGS, TI (www.ti.com) | | | | | | | | |

¹⁾ Nahe verwandt ist der Baustein 74...158. Er unterscheidet sich nur durch invertierte Ausgänge. Ähnlich sind auch die Bausteine 74...257 und 74...258. Sie besitzen Tristate-Ausgänge.



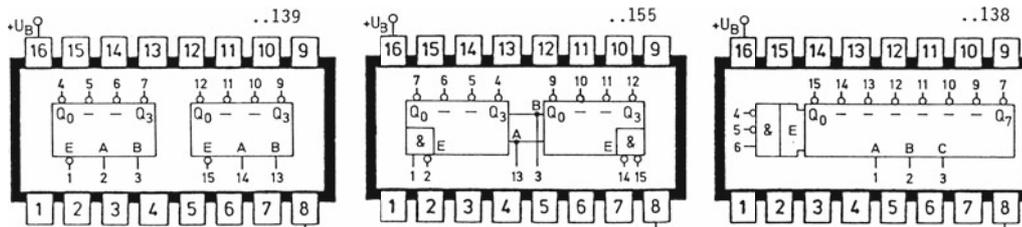
Dekoder / Demultiplexer (DEMUX)

| | | | | | | | | | | | | |
|--------------------|----------------|--|--------|------------------------|--------|--------------|--------|----------------------------------|---------|---------|---------|---|
| Gehäuse | | 16-Pin-DIP | | | | | | 24-Pin-DIP | | | | |
| Schaltungsfamilie | | LSTTL | HC MOS | LSTTL | HC MOS | LSTTL | HC MOS | CMOS | HC MOS | CMOS | HC MOS | |
| Typ | | 74...139 ¹⁾ | | 74...155 ²⁾ | | 74...138 | | ..4515 ³⁾ | | ...4514 | | |
| Dekoderfunktion | | 2x2 Bit/1 aus 4 | | 2x2 Bit/1 aus 4 | | 3Bit/1 aus 8 | | 4 Bit/1 aus 16 mit Eingangslatch | | | | |
| Schalterfunktion | | 2 x 1zu4 | | | | 1 x 1zu8 | | 1 x 1zu16 | | | | |
| Betriebsspannung | | V | | 5 | | | | 5...15 | 5 | 5...15 | 5 | |
| Ausgänge | | Standard | | | | | | Standard ³⁾ | | | | |
| Strombelastbarkeit | I _H | mA | 0,4 | 4 | 0,4 | 4 | 0,4 | 4 | 0,4...3 | 4 | 0,4...3 | 4 |
| | I _L | mA | 8 | 4 | 8 | 4 | 8 | 4 | 0,4...3 | 4 | 0,4...3 | 4 |
| Preisansatz | | € | | 1,- | | | | 2,- | | | | |
| Hersteller | | Motorola, NSC, Philips, ST Microelectronics (www.st.com) | | | | | | | | | | |

¹⁾ Funktionsgleich und pincompatibel ist der CMOS-Baustein 4556.

²⁾ Verwendbar als 1-zu-8-Demultiplexer, wenn man Pin 1 und 14 zusammenschaltet.

³⁾ Der Baustein 4515 verfügt über invertierte Ausgänge, der Baustein 4514 über nichtinvertierte.



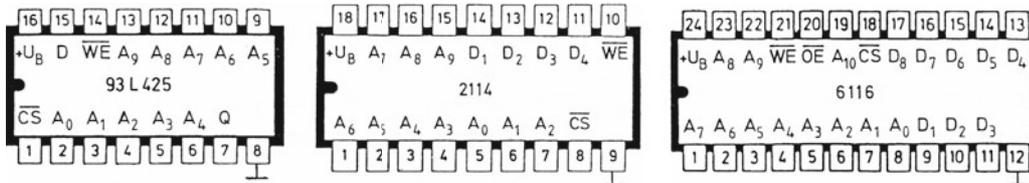
Statische RAMs (SRAMs)

| Gehäuse | | 16-Pin-DIP | 16-Pin-DIP | 18-Pin-DIP | 24-Pin-DIP |  28-Pin-DIP |
|---------------------------------|-----|------------------------|------------|----------------------|----------------------|---|
| Typ | | 74 S 289 ¹⁾ | 93 L 425 | ..2114 ²⁾ | ..6116 ²⁾ | ..6264 |
| Speicherkapazität | Bit | 64 | 1K | 4K | 16K | 64K |
| Organisation | | 64 x 1 | 1K x 1 | 1K x 4 | 2K x 8 | 8K x 8 |
| Zugriffszeit | ns | 35 | 30 | < 200 | | < 150 |
| Betriebsspannung U _B | V | 5 | | | | |
| Strombedarf ³⁾ | mA | 100 | 70 | 70 | 100 | 70 |
| Preisansatz | € | 3,- ... 10,- | | | | 7,- |
| Hersteller | | Philips | NSC | TI | Hitachi | NEC |

¹⁾ Siehe dazu Abschnitt 15.16, sehr kleine Speicherkapazität, heute relativ ungebräuchlich.

²⁾ Bei diesem und den folgenden Bausteinen sind zugehörige Datenein- und ausgänge aus Platzgründen jeweils auf denselben Gehäusepin geschaltet (gemeinsamer Input-Output-Anschluss). Das ist möglich, weil das Schreiben und Lesen, gesteuert durch den WE-Anschluss, zeitlich getrennt erfolgt.

³⁾ Größenordnung für aktiven Betrieb. Im Ruhebetrieb (Standby) ist der Strom geringer.

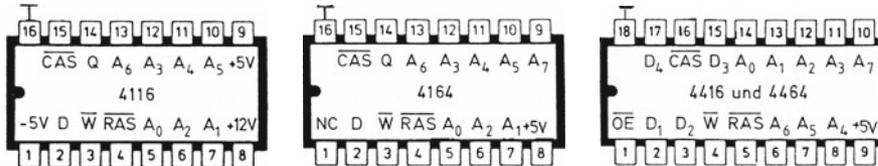


Kurzzeichen: CS = Chip Select, WE = Write Enable, OE = Output Enable (Steueranschlüsse,  Low aktiv)

Dynamische RAMs, (DRAMs), alle in MOS-Technologie mit Tristate-Ausgang

| Gehäuse | | 16-Pin-DIP | 18-Pin-DIP | 16-Pin-DIP | 18-Pin-DIP | 20-Pin-DIP |
|---------------------------------|-----|-------------------------|------------|------------------|------------|------------|
| Typ | | ..4116 ¹⁾ | .. 4164 | .. 4416 | .. 41256 | .. 4464 |
| Speicherkapazität | Bit | 16 K | 64 K | 64 K | 256 K | 256 K |
| Organisation | | 16 K x 1 | 64 K x 1 | 16 K x 4 | 256 K x 1 | 64 K x 4 |
| Zugriffszeit | ns | < 200 | | | | |
| Betriebsspannung U _B | V | -5, +5, +12 | 5 | | | |
| Strombedarf | mA | -0,2, 4, 35 | 40 | 55 | 70 | |
| Preisansatz | € | 2,- | | | 5,- | 10,- |
| Hersteller | | Mitsubishi, TI, Toshiba | | NEC, TI, Toshiba | | Toshiba |

¹⁾ Früher häufig benutzter Baustein, benötigt 3 verschiedene Betriebsspannungen, daher überholt.



Kurzzeichen: W = Write, RAS = Row Address Strobe, CAS = Column Address Strobe, OE = Output Enable.

Wie beim SRAM werden die Datenein- und ausgänge bei wortorganisierten Bausteinen doppelt genutzt. Das Gleiche gilt auch für die Adressenanschlüsse der Reihen- und Spalten (Multiplexadressierung), die mit den Steuersignalen RAS und CAS angewählt werden.

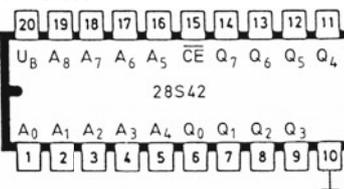
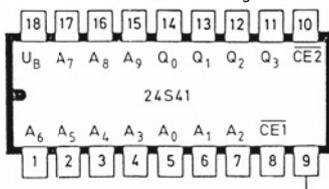
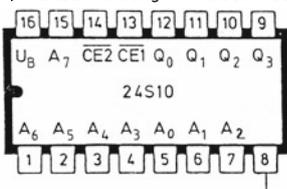
PROMs, alle in Bipolartechnik¹⁾

| Gehäuse | 16-Pin-DIP | | 18-Pin-DIP | 20-Pin-DIP | 24-Pin-DIP | | |
|---|-------------------------------------|--|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------------------|
| Typ | ..18SA030 ..18S030 ²⁾ | | ..24SA10 ..24S10 | ..24SA41 ..24S41 | ..28SA42 ..28S42 | ..28SA86 ..28S86 | ..28SA166 ..28S166 |
| Speicherkapazität | Bit | 256 | 1 K | 4 K | 4 K | 8 K | 16 K |
| Organisation | | 32 x 8 | 256 x 4 | 1 K x 4 | 512 x 8 | 1 K x 8 | 2 K x 8 |
| Zugriffszeit | ns | etwa 50 | | | | | |
| Betriebsspannung U _B | V | 5 | | | | | |
| Strombedarf | mA | 100 ... 200 | | | | | |
| Ausgang | | Version..SA.. mit OC (Open Coll.), Version ..S.. mit TS (Tristate) | | | | | |
| Strombelastbarkeit I _H /I _L | mA | 0,1/20 | 6/16 | 3/16 | 6/16 | 3/16 | 3/16 |
| Preisansatz | € | 3,- | 5,- | 7,- | | 10,- | |
| Hersteller | Texas Instruments (TI) (www.ti.com) | | | | | | |



¹⁾ Die aufgeführte SA- und S-Reihe wird auch von anderen Herstellern (AMD, NSC usw.) unter anderen Bezeichnungen angeboten. Größere Kapazitäten (bis zu 16MBit) gibt es als OTP-EPROMs (s. unten).

²⁾ Beschreibung im Abschnitt 15.17 unter der Bezeichnung 74S188 bzw. 74S288.



EPROMs, alle in MOS-Technologie mit Tristate-Ausgang ¹⁾

| Gehäuse | 24-Pin-DIP | | 28-Pin - DIP | | | | |
|------------------------------------|--|--|----------------------|--------|----------|---------|---------|
| Typ | ..2716 ²⁾ | | ..2732 ³⁾ | ..2764 | ..27128 | ..27256 | ..27512 |
| Speicherkapazität ⁴⁾ | Bit | 16 K | 32 K | 64 K | 128 K | 256 K | 512 K |
| Organisation | | 2 K x 8 | 4 K x 8 | 8K x 8 | 16 K x 8 | 32K x 8 | 64K x 8 |
| Zugriffszeit | ns | < 500 | | | | | |
| Betriebsspannung | V | 5 | | | | | |
| Strombedarf | mA | 100, Stand-By-Strom ist wesentlich geringer | | | | | |
| Programmierspannung U _P | V | 12 ... 25 je nach Programmierschrift, Achtung! | | | | | |
| Preisansatz | € | 3,-... 10,- | | | | | |
| Hersteller | AMD, Fujitsu, Hitachi, Intel, Mitsubishi, NEC, Toshiba, TI | | | | | | |

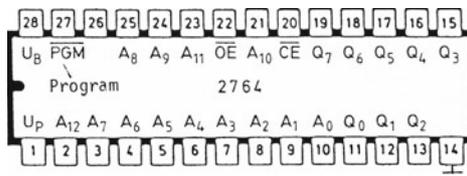
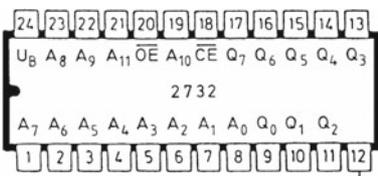


¹⁾ Alle EPROMs sind wortorganisiert mit Wörtern zu jeweils 8Bit = 1 Byte, heute bis zu 4 MByte.

²⁾ Anschlussschema wie beim 2732 mit folgender Ausnahme: Adresse A₁₁ entfällt, U_P an Pin 21.

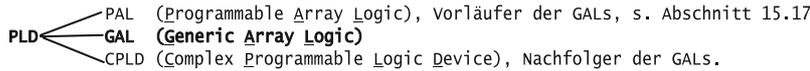
³⁾ Der OE-Anschluss dient gleichzeitig zur Aufnahme der Programmierspannung U_P.

⁴⁾ Ab 128 KBit werden EPROMs auch fensterlos hergestellt (Sparversion). Sie sind dann nicht löschar und können nur einmal programmiert werden (One Time Programmable = OTP): OTP-EPROM = PROM.



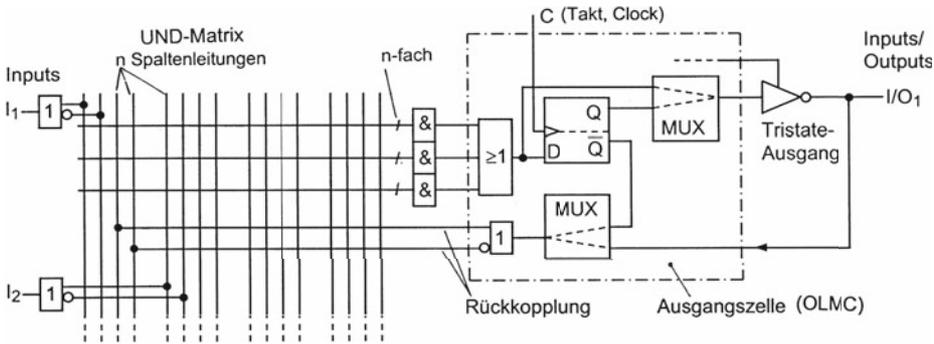
Programmierbare Logikbausteine (Programmable Logic Devices = PLDs)

Aus der großen Familie der PLDs werden hier die GALs vorgestellt mit einem Seitenblick auf PALs und CPLDs:



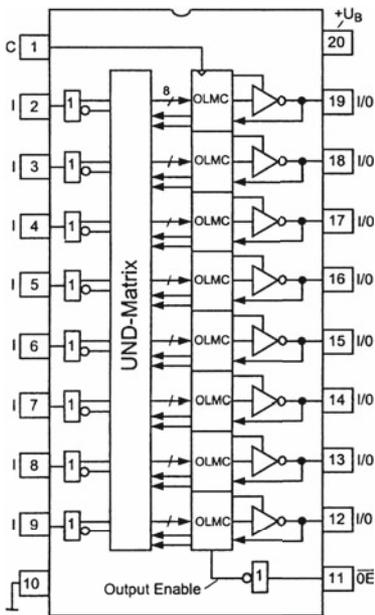
GALs enthalten wie die PALs als wesentlichen Bestandteil eine UND-Matrix, auf die mehrere Eingänge (Inputs) Zugriff haben. Auf die UND-Matrix mit ihren programmierbaren Leitungskreuzungen folgt eine Reihe von UND-Gattern. Darauf folgen Ausgangszellen mit jeweils einem ODER-Gatter und einem Flip-Flop, über das eine Rückkopplung zur UND-Matrix möglich ist.

Grundstruktur:



Die Ausgangszellen sind als sog. OLMCs (Output-Logic-Macro-Cells) in der Regel komplexer als im Bild. Sie können noch zusätzliche programmierbare Multiplexer (MUX) für die signalwegsteuerung enthalten, auf deren vollständige wiedergabe hier verzichtet wird. Die Polarität der Ausgänge - Aktiv High oder Aktiv Low - ist einstellbar. Im hochohmigen Zustand sind die Ausgänge über den Rückkopplungsweg auch als vollwertige Eingänge nutzbar, weshalb sie mit I/O bezeichnet werden. Alle Eingänge und Ausgänge sind TTL-kompatibel. Dank der internen Rückkopplung vom Flip-Flop aus lassen sich neben einer rein kombinatorischen Logik auch sequentielle Schaltungen wie Zähler und Schieberegister realisieren.

Beispiel: GAL 16 V 8



Bezeichnungsschema

- 16 - Zahl der möglichen Eingänge einschließlich der mitgenutzten Ausgänge (I/O)
- V - variable (programmierbare) Ausgangszellen
- 8 - Zahl der möglichen Ausgänge = Anzahl der Makrozellen (OLMC)

Folgende Ziffern und Buchstaben beziehen sich auf die Verzögerungszeit (Laufzeit), die Leistungsaufnahme, das Gehäuse und den zulässigen Temperaturbereich.

GALs werden in CMOS-Technik hergestellt. Die beim Programmiervorgang herzustellen Verbindungen bzw. Unterbrechungen an den Kreuzungspunkten der Zeilen- und Spaltenleitungen werden mit MOSFETs nach dem Floating-Gate-Prinzip erzeugt (s. Abschnitt 15.17). Diese sind elektrisch löschtbar wie bei EEPROMs, so dass das einmal eingeschriebene Programm nahezu beliebig oft geändert werden kann. Bei den neuesten GAL-Typen - seit 1997 - ist sogar eine Programmierung in der Schaltung möglich (In-System-Programming = ISP). Man führt dazu die entsprechenden Programmier-Pins auf der Leiterplatte heraus und kann so Schaltungsänderungen jederzeit durch eine Umprogrammierung vornehmen.

| | | | | | | |
|--------------------------------|---|-----------------|--------------------------------------|--------------|---------------------------|-----|
| Typenauswahl |  | | | | | |
| Gehäuseformen | DIP = Dual-In-Line-Package | | PLCC = Plastic-Leadless-Chip-Carrier | | | |
| Typenbezeichnung ¹⁾ | GAL 16V8 | GAL 20V8 | GAL 22V10 | ispGAL 22V10 | ispLSI 2032 ³⁾ | |
| Technologie | EECMOS (Electrically Erasable CMOS) | | | | | |
| Gehäuse ²⁾ | 20-Pin-DIP | 24-Pin-DIP | | 28-Pin-PLCC | 44-Pin-PLCC | |
| ISP-Fähigkeit | nein | | | ja | ja | |
| Anzahl der Eingänge | 16 | 20 | 22 | 22 | 34 | |
| Anzahl der Makrozellen | 8 | | 10 | 10 | 32 | |
| Betriebsspannung | V | 5 (4,75...5,25) | | | | |
| Betriebsstrom | mA | 45...90 | | 50...150 | 70...130 | |
| Verzögerungszeit | ns | 20 | 5 | 7 | 3 | |
| Max. Taktfrequenz | MHz | 30 | | 100 | 200 | |
| Preisansatz | € | 2,- | 3,- | 4,- | 5,- | 6,- |
| Hersteller | Lattice (www.latticesemi.com) | | | | | |

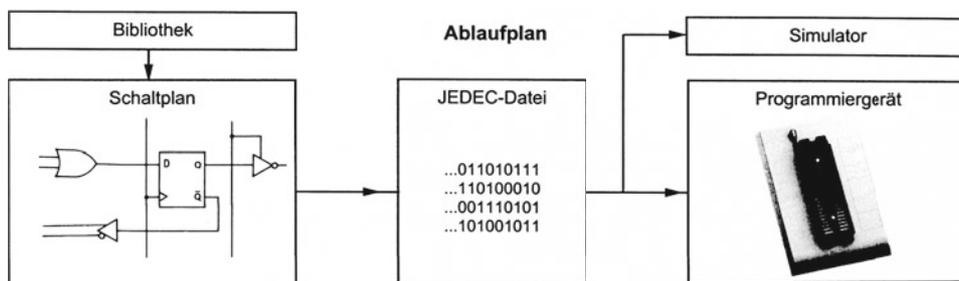
¹⁾ Es gibt Varianten, die sich hinsichtlich Verzögerungszeit und maximaler Taktfrequenz unterscheiden.

²⁾ Alternativ ist zu den DIP-Ausführungen auch eine PLCC-Version verfügbar.

³⁾ Dieser Baustein ist ein CPLD mit einer gegenüber einem GAL veränderten Architektur.

Simulieren, Programmieren und Löschen

Die Hersteller stellen dem Anwender für diese Aufgaben ein Programmpaket auf einer CD zur Verfügung (z.B. Synario von Lattice). Am Computer kann man damit anhand einer im Paket enthaltenen Bibliothek den Schaltplan für eine bestimmte Anwendung entwerfen. Der Computer setzt diesen anschließend in eine sog. JEDEC-Datei um. Diese ist im wesentlichen die bitweise Darstellung der UND-Matrix. Jedes Bit steht für einen Kreuzungspunkt der Zeilen- und Spaltenleitungen und bestimmt darüber, ob eine Verbindung hergestellt wird oder nicht. Einige weitere Bits sind reserviert für die Programmierung der Makrozellen (Ausgangszellen).



Es ist zu empfehlen, die entworfene Schaltung nach Erstellen der JEDEC-Datei auf ihre Funktion zu überprüfen. Dies geschieht mit Hilfe des im Programmpaket enthaltenen Simulators, der auf bestimmte Testsignale am Eingang die Ausgangssignale simuliert und auf dem Bildschirm als Zeitdiagramm darstellt.

Über ein Kabel an der Druckerschnittstelle des Computers wird danach die JEDEC-Datei an das Programmiergerät überspielt, das zuvor den aufgesteckten Baustein in einen Programmiermodus versetzen muss. Beim GAL 16V8 geschieht dies durch eine höhere Spannung (16,5V) an Pin 2. Über einige weitere Pins wird die Programmierung vorgenommen. Das Löschen geschieht entsprechend durch einen Erase-Befehl am Computer.

Bei den ISP-Ausführungen ist ein Programmiergerät nicht erforderlich, da eine geeignete Hardware auf dem Chip bereits integriert ist. Es genügt ein Verbindungskabel zur Druckerschnittstelle des Computers. Neben der hier vorgestellten Schaltplan-Eingabe ist auch die Eingabe mit einer Programmiersprache HDL (Hardware Description Language) möglich, z.B. mit ABEL (Advanced Boolean Expression Language).

B.16 DA- und AD-Umsetzer

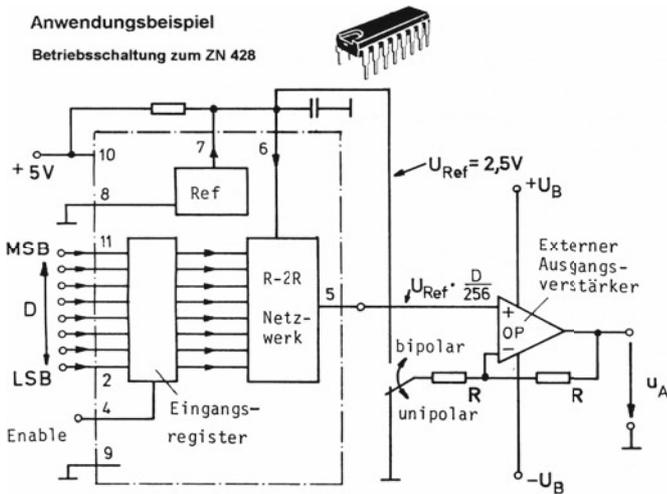
DA-Umsetzer

| Typ | | ZN 426 ¹⁾ | ZN 428 ¹⁾ | AD 7524 | AD 7528 ²⁾ | AD 7533 | AD 7545 | AD 767 ³⁾ |
|--------------------------|-----|----------------------|----------------------|---------------------------------|-----------------------|---------|-----------|----------------------|
| Gehäuse (DIP), Pinzahl | | 14 | 16 | 16 | 20 | 16 | 20 | 24 |
| Technologie | | bipolar | | CMOS | | | bipolar | |
| Betriebsspannung | V | 5 | | 5...15 | | | ±12/±15 | |
| Auflösung | Bit | 8 | | 8 | 10 | 12 | 12 | |
| Einschwingzeit | µs | 1 | 0,8 | 0,3 | 0,5 | 0,25 | 3 | |
| Ausgang | | Spannung | | Strom (s. Abschnitt 16.1) | | | Spannung | |
| Eingang (Kompatibilität) | | TTL, 5V - CMOS | | | | | | |
| Referenz | | Spannung intern | | Spannung extern erforderlich | | | Spg. int. | |
| Eingangsregister | | nein | ja | ja | ja | nein | ja | ja |
| Preisansatz | € | 4,- | 10,- | 10,- | 12,- | 10,- | 15,- | 20,- |
| Hersteller | | Plessey | | Analog Devices (www.analog.com) | | | | |

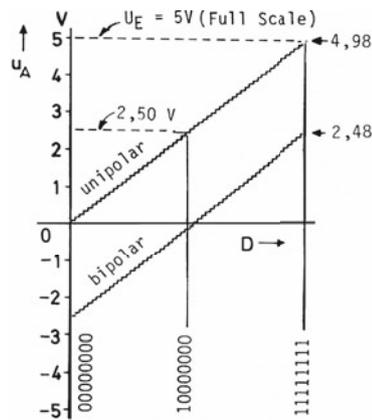
- 1) Diese Bausteine arbeiten mit einem R-2R-Leiternetzwerk mit Spannungsausgang (Inversbetrieb) nach Abschnitt 16.1, Bild 3b. Die Schalter sind hier jedoch mit Bipolartransistoren realisiert.
- 2) Zweikanalige Ausführung mit unabhängigen Eingangsregistern, häufig verwendet zur digitalen Steuerung von Verstärkern und Filtern.
- 3) Moderne Ein-Chip-Ausführung: Referenzquelle, Eingangsregister und Ausgangsverstärker integriert.

Anwendungsbeispiel

Betriebsschaltung zum ZN 428



Umsetzer-Kennlinien



Das Bild macht deutlich, wie man mit einem DA-Umsetzer auch einen Treppenspannungsgenerator bauen kann. Mit einem aufwärts zählenden Dualzähler am Eingang ergibt sich ein Treppenaufstieg und mit einem abwärts zählenden ein entsprechender Abstieg.

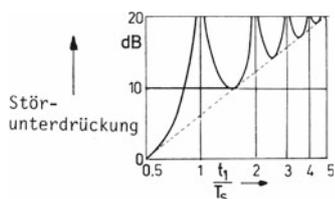
Je nach Schalterstellung am Ausgangsverstärker erhält man die normale unipolare Umsetzerkennlinie oder eine nullpunktversetzte bipolare Kennlinie. In der Stellung „unipolar“ wirkt der OP als nichtinvertierender Verstärker mit dem Verstärkungsfaktor 2. In der Stellung „bipolar“ wird noch die Referenzspannung mit negativem Vorzeichen hinzuaddiert bzw. subtrahiert.

Die Kodierung zur nullpunktversetzten Kennlinie bezeichnet man als offset-dual (offset-binär). Im Interesse einer genauen Nullpunkteinstellung wird man normalerweise den OP mit dem üblichen Nullpunktgleich versehen.

AD-Umsetzer 1)

| | | | | | | | | |
|----------------------------|-----|----------|-----------------------|-------------------|-------------------------|-------------------|------------------------|------------------------|
| Typ | | MC 10319 | AD 7820 ²⁾ | ZN 427 | ZN 432 | AD 574 | ICL 7106 ³⁾ | ICL 7109 ³⁾ |
| Gehäuse (DIP), Pinzahl | | 24 | 20 | 18 | 28 | 28 | 40 | 40 |
| Technologie | | bipolar | CMOS | bipolar | | hybrid | CMOS | |
| Verfahren | | Parallel | Halb-Parallel | Wägeverfahren | | | Zweirampen-Verfahren | |
| Betriebsspannung | V | ±5 | 5 | ±5 | ±5 | +5, ±12...15 | 9 | ±5 |
| Auflösung | Bit | 8 | 8 | 8 | 10 | 12 | s. unten | 12 |
| Umsetzdauer T _D | µs | 0,03 | 1,35 | 10 | 20 | 25 | 50 · 10 ³ | 30 · 10 ³ |
| Eingangsspannung | V | -2...+2 | 5 | 0...+5 -5...+5 | 0...+2,5 -2,5...+2,5 | 0...+5 -5...+5 | 0...0,2(2) | 0...±4 |
| Referenzquelle | | extern | intern | intern | | intern | intern | |
| Taktgenerator | | extern | | extern | | intern | intern | |
| Preisansatz | € | 40,- | 20,- | 15,- | 20,- | 50,- | 8,- | 10,- |
| Hersteller | | Motorola | Analog D. | Plessey | | Analog D. | Intersil, Maxim | |

- 1) Alle Bausteine mit Ausnahme des 7106 verfügen über ein Ausgangsregister.
- 2) Dieser Baustein arbeitet nach dem Kaskadenverfahren (Halb-Parallel, Half-Flash). Dabei werden in einem ersten Schritt die vier höchstwertigen Bits ermittelt und anschließend in einem zweiten Schritt die vier übrigen. Vorteil: Ersparnis an Komparatoren gegenüber dem reinen Parallelverfahren.
- 3) Gehört zur 71er Reihe von Intersil (heute Harris) bzw. Maxim, deren Bausteine mit wenigen externen Bauelementen vollständige Zweirampen-Umsetzer ergeben. Das zugrunde liegende Integrationsprinzip verfügt über den Vorteil, dass überlagerte höhere Störfrequenzen weitgehend ausgemittelt werden, wie das folgende Bild zeigt.

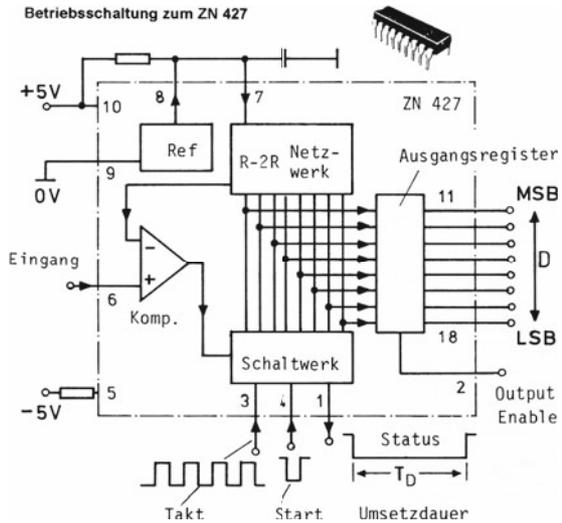


Eine vollständige Unterdrückung ergibt sich, wenn die Integrationszeit t_1 ein ganzzahliges Vielfaches der Störperiode T_s ist. Wählt man $t_1 = n \cdot 20\text{ms}$, so kann man z.B. einen lästigen Netzbrumm (50Hz = $\frac{1}{20\text{ms}}$) unterdrücken.

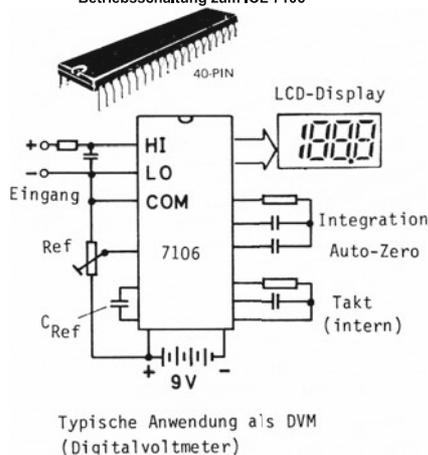
t_1 Integrationszeit, T_s Störperiodendauer

Anwendungsbeispiele

Betriebsschaltung zum ZN 427



Betriebsschaltung zum ICL 7106



B.17 Optosensoren und Optokoppler

Fototransistoren ¹⁾

| Bauform | | | | | | | | | | | |
|--|----------------------------------|-------------------------|---------|------------|-----------|--------|--------------------|--|--|--|--|
| Typ | BP103BII | BP103BIII ²⁾ | SFH 309 | BPX 81 III | BPW 14A/B | BPX 99 | | | | | |
| System | einfacher Transistor | | | | | | Darlington | | | | |
| Basisanschluss | nein | | | | | | ja | | | | |
| Kollektorstrom I_C ($E=1000 \text{ lx}$) ³⁾ | mA | 2,5..5 | 4..8 | 1..5 | 1,6..3,2 | 3/4,5 | > 100 | | | | |
| Dunkelstrom I_{CE0} | nA | < 100 | | < 200 | < 200 | < 100 | < 200 | | | | |
| Schaltzeiten t_r/t_f ⁴⁾ | μs | < 10 | | < 10 | < 10 | 1,7 | 80/60 | | | | |
| Grenzwerte | Spannung U_{CE0} | V | 35 | 35 | 32 | 32 | 32 | | | | |
| | Kollektorstrom | mA | 50 | 15 | 50 | 50 | 500 | | | | |
| | Verlustleistung P_{tot} (25°C) | mW | 210 | 165 | 100 | 250 | 330 | | | | |
| | Sperrschichttemperatur | °C | 125 | 100 | 90 | 150 | 120 | | | | |
| Wärmewiderstand R_{th} | k/mW | 0,35 | | 0,45 | 0,75 | 0,4 | 0,3 | | | | |
| Preisansatz | € | 1,- | | | | | 2,- | | | | |
| Hersteller | Infineon (www.infineon.de) | | | | | | Telefunken (Temic) | | | | |

¹⁾ Alle aufgeführten Fototransistoren sind Silizium-NPN-Transistoren mit einem Empfindlichkeitsmaximum bei einer Wellenlänge des Lichtes von etwa 800 nm.

²⁾ Vergleichbar ist der Telefunkentyp BPW 40, der jedoch wesentlich kürzere Schaltzeiten aufweist.

³⁾ Bezogen auf eine Normlichtquelle mit Farbtemperatur 2856 K.

⁴⁾ Mit t_r (rise-time) und t_f (fall-time) werden nur die Flankenzeiten erfasst. Hinzu treten beim Einschalten noch eine Verzögerungszeit t_d und beim Abschalten eine Speicherzeit t_s wie beim normalen Transistor (vgl. Abschnitt 10.4).

Gabel- und Reflexionslichtschranken ¹⁾

| Bauform | | | | | | | | | | |
|--|-------------------------------|------------|------------|------------|----------------------|----------|--|--|--|--|
| Ausgang ²⁾ | einfacher Transistor | | | Darlington | einfacher Transistor | | | | | |
| Optimaler Reflektorabstand | mm | - | 5 | | 13 | 1 | | | | |
| Kollektorhellstrom I_C bei $U_{CE} = 5V$, (I_F) ³⁾ | mA | > 0,5 (20) | > 0,8 (30) | > 2 (30) | > 0,16 (30) | > 1 (20) | | | | |
| Anstiegszeit für I_C (typisch) | μs | 10 | 8 | 50 | 8 | 50 | | | | |
| Kollektordunkelstrom I_{CE0} bei $I_F = 0$, $U_{CE} = 10V$ | nA | < 100 | < 100 | < 250 | < 100 | 100 | | | | |
| Durchbruchspannung $U_{CE(BR)}$ | V | > 30 | > 30 | > 15 | 30 | >30 | | | | |
| Preisansatz | € | 4,- | 10,- | | | 3,- | | | | |
| Hersteller | Honeywell (www.honeywell.com) | | | | | Siemens | | | | |

¹⁾ Eingangsseitig sind alle Lichtschranken mit einer GaAs-LED ausgerüstet. Die Flussspannung U_F ist durchweg kleiner als 1,5V. Die zulässige Sperrspannung bei Diodenumpolung beträgt 3V.

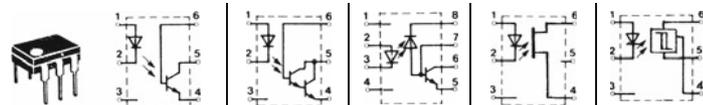
²⁾ Honeywell bietet auch Ausführungen mit Trigger-Ausgang an (Vgl. Anhang B3).

³⁾ In Klammern wird jeweils der zugehörige LED-Strom I_F angegeben.

⁴⁾ Katode der LED mit Transistoremitter verbunden, daher nur drei Anschlüsse.

Anmerkung: Ein preisgünstiger kleiner Reflextaster ist auch der Typ CNY 70 von Temic (Telefunken).

Optokoppler mit Transistor- oder Triggerausgang ¹⁾

| | |
|---|--|
| Bauform/Schaltung |  |
| Gehäuse | 6-Pin-DIP 8-Pin-DIP 6-Pin-DIP |
| Typ | 4N 28 CNY 17 I ³⁾ 4N 32 6N 135 H 11 F1 ⁴⁾ H 11 L1 ⁵⁾ |
| Stromverhältnis CTR I_C/I_F | % 20 40...80 500 10 - - |
| Dunkelstrom I_{CEO} ($U_{CE}=10V$) | nA < 100 < 50 < 100 - < 50 |
| Durchbruchspannung $U_{CE(Br)}$ | V > 30 > 70 > 30 > 20 > 30 > 16 |
| Sättigungsspannung U_{CEsat} | V 0,5 0,3 1 0,4 - 0,4 |
| Isolationsspannung U_{is} ²⁾ | V 1500 5000 2500 3000 2500 1500 |
| Schaltzeiten t_r/t_f | μs 5/5 1/50 1/1 15/15 <1 |
| Preisansatz | € 1,- 1,- 1,- 1,50 2,- |
| Hersteller | Motorola, Siemens GE TRW General Electric (GE) |

- 1) Mit Ausnahme des „schnellen“ Kopplers 6N 135 enthalten alle eine GaAs-LED mit einer Flussspannung $U_F < 1,5V$ bei $I_F < 50mA$. Der Typ 6N 135 ist mit einer GaAsP-Diode ausgerüstet mit $U_F \approx 1,7V$. Vgl. auch Optokoppler mit Fotowiderstand (Anhang B2), mit MOSFET (Anhang B7) sowie Abschn. 17.2.
- 2) Zulässige Gleichspannung zwischen Eingang und Ausgang.
- 3) Der Typ CNY 17 ist klassifiziert nach CTR-Werten: CNY 17 I (40...80), CNY 17 II (65...125), CNY 17 III (100...200), CNY 17 IV (160...320).
- 4) Ausgang mit symmetrisch aufgebautem FET als steuerbarer Widerstand: 100 Ω (hell)... 200M Ω (dunkel). Ausgangs-I-U-Kennlinien mit Widerstands- und Sättigungsbereich, $U_{Dssat} < 30mV$ (kleiner Linearbereich).
- 5) Optokoppler mit Fototrigger und Offen-Kollektor-Ausgang.

Optokoppler mit Thyristor- oder Triacausgang

| | | |
|-------------------------------|---|--------------------------------------|
| Schaltung/Bauform |  | |
| Typ | H 11C1 H 11C4 MOC 3021 ³⁾ MOC 3041 ³⁾ IL 420 IL 410 | |
| Mit Nullspannungsschalter | nein nein ja nein ja | |
| Grenzwerte | Isolationsspannung ¹⁾ | V 3500 2500 6000 |
| | Sperrspannung ²⁾ | V 200 400 440 (220~) 600 |
| | Hauptstrom (effektiv) | A 0,3 0,1 0,3 |
| | Steuerstrom I_F (LED) | mA 60 50 60 20 |
| | Sperrspannung (LED) | V 6 3 6 |
| Zündstrom I_F ⁴⁾ | mA < 20 < 15 < 5 | |
| Haltestrom | mA 0,5 0,1 0,2 < 1 | |
| Sperrstrom (Leckstrom) | μA < 10 < 100 < 100 < 100 | |
| Preisansatz | € 1,50 2,- 2,- 2,50 2,- | |
| Hersteller | General Electric (GE) Motorola Siemens | |

- 1) Zulässige Gleichspannung zwischen Eingang und Ausgang.
- 2) Spitzenwert über der Hauptstrecke.
- 3) Gebräuchliche Baureihe, in der es auch zündempfindlichere Versionen gibt: ...3022 bzw. ...3042.
- 4) Beim Thyristor ist der erforderliche Zündstrom abhängig vom Abschlusswiderstand R_G zwischen Gate und Katode. Üblicher Bereich: $R_G = 10...50k\Omega$.

B.18 Leistungstransistoren und Leistungsverstärker

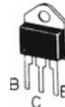
NF-Transistoren (auch für Schalteranwendungen)

| Bauform | |  1) |  1) |  | | | |
|--|----------------------------------|--|--|---|-------------|------------|--------|
| nnp-Typ | | BD 135/137/139 | BD 233/235/237 | BD 241A/B/C | BD 243A/B/C | 2N 3055 2) | |
| pnp-Typ (komplementär) | | BD 136/138/140 | BD 234/236/238 | BD 242A/B/C | BD 244A/B/C | MJ 2955 | |
| Grenzwerte | Kollektor-Emitter-Spg. U_{CE0} | V | 45/60/80 | 60/80/100 | 60/80/100 | 60 | |
| | Kollektor-Basis-Spg. U_{CB0} | V | 45/60/80 | 70/90/115 | 60/80/100 | 70 | |
| | Emitter-Basis-Spg. U_{EB0} | V | 5 | 5 | 5 | 7 | |
| | Kollektorstrom I_C | A | 1 | 2 | 3 | 6 | 15 |
| | Verlustleistung P_{tot} 3) | W | 8 | 15 | 25 | 40 | 75 |
| | Sperrschichttemperatur T_j | °C | 150 | 150 | 150 | 150 | 200 |
| Stromverstärkung B | | | 40..150 | > 20 | > 20 | > 20 | 20..70 |
| Wärmewiderstand R_{thjg} | | K/W | 10 | 5 | 3,5 | 2 | 1,5 |
| Wärmewiderstand R_{thu} (R_{thju}) | | K/W | 100 | 100 | 65 | - | - |
| Preisansatz | | € | - ,50 | 1,- | 1,- | 1,- | 2,- |
| Hersteller | | Motorola, Philips | | Motorola, SGS-Thomson | Motorola | | |

1) Der Kollektor ist mit der metallischen Montagefläche leitend verbunden.

2) Siehe auch Abschnitt 18.2. Ähnliche Typen im Plastikgehäuse: TIP 3055 (nnp) und TIP 2955 (pnp).

3) Bei Gehäusetemperatur $T_g \leq 70^\circ\text{C}$.



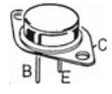
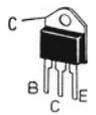
Darlington-Transistoren

| Bauform | |  1) |  1) |  | | | |
|--|----------------------------------|--|--|---|------------|-------------|-------|
| nnp-Typ | | BD 675/677/679 2) | BDX 53A/53B | TIPL 790 4) | MJ 3000 5) | TIPL 774 6) | |
| pnp-Typ (komplementär) | | BD 676/678/680 3) | BDX 54A/54B | - | MJ 2500 | - | |
| Grenzwerte | Kollektor-Emitter-Spg. U_{CE0} | V | 45/60/80 | 60/80 | 120 | 60 | 450 |
| | Kollektor-Basis-Spg. U_{CB0} | V | 45/60/80 | 60/80 | 150 | 60 | 550 |
| | Emitter-Basis-Spg. U_{EB0} | V | 5 | 5 | 8 | 5 | 8 |
| | Kollektorstrom I_C | A | 4 | 8 | 10 | 10 | 20 |
| | Verlustleistung P_{tot} 1) | W | 25 | 45 | 45 | 110 | 130 |
| | Sperrschichttemperatur T_j | °C | 150 | 150 | 150 | 200 | 200 |
| Stromverstärkung B | | | > 500 | > 1000 | > 100 | > 1000 | > 100 |
| Wärmewiderstand R_{thjg} | | K/W | 3,1 | 2 | 1,8 | 1,2 | 1 |
| Wärmewiderstand R_{thu} (R_{thju}) | | K/W | 100 | 70 | 70 | 35 | 32 |
| Preisansatz | | € | 1,- | 1,50 | 2,- | 3,- | 5,- |
| Hersteller | | Motorola (ON Semiconductor) | | TI | Motorola | TI | |

1) Bei Gehäusetemperatur $T_g \leq 70^\circ\text{C}$ 2) äquivalent zur Reihe MJE 800 3) äquivalent zur Reihe MJE 700

4) schneller schalter 5) als MJ 3001 und MJ 2501 für $U_{CE0} = 80\text{V}$ 6) Hochvolt- und Hochstromschalter

Leistungs-Schalttransistoren (alle npn)

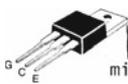
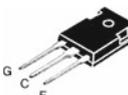
| Bauform | |  | | |  | |  | |
|---------------------------------------|---|---|--------|--------|--|-------------------|---|-----|
| Typ | | BUX 84 | BUT 11 | BUT 12 | BUX 48 | BU 208A | BU 508A | |
| Grenzwerte | Kollektor-Emitter-Spg. U_{CE0} | V | 400 | 400 | | 400 | 700 | |
| | Kollektor-Emitter-Spg. U_{CES} | V | 800 | 850 | | 850 | 1500 | |
| | Emitter-Basis-Spg. U_{EBO} | V | 6 | 6 | | 6 | 5 | |
| | Kollektorstrom I_C ¹⁾ | A | 2 | 5 | 8 | 15 | 5 | 8 |
| | Verlustleistung P_{tot} ¹⁾ | W | 32 | 60 | 80 | 80 | 30 | 80 |
| | Sperrschichttemperatur T_j | °C | 150 | 150 | | 175 | 115 | 150 |
| Stromverstärkung B (typisch) | | 20 | 15 | | 15 | 5 | | |
| Spannung U_{CESat} ²⁾ | V | 1 | 1,5 | | 0,8 | 0,5 | | |
| Spannung U_{BESat} ²⁾ | V | 0,8 | 1,5 | | 0,8 | 1 | | |
| Einschaltzeit t_{EIN} ³⁾ | µs | < 0,5 | < 1 | | < 1 | - | | |
| Speicherzeit t_s | µs | < 3,5 | < 4 | | < 5 | < 10 | | |
| Abfallzeit t_f | µs | 0,4 | < 0,8 | | < 0,8 | < 1 | | |
| Wärmewiderstand R_{thjG} | K/W | 2,5 | 1,25 | 1,0 | 1,2 | 1,6 | 1 | |
| Preisansatz | € | 1,50 | 1,- | 1,50 | 2,50 | 2,- | | |
| Hersteller | | Philips (www.philips.com) | | | SGS-Thomson | Motorola, Philips | | |

1) Bei Gehäusetemperatur $T_G \leq 70$ °C

2) Typische Werte (vom Grad der Übersteuerung abhängig)

3) zur Definition der Schaltzeiten vgl. Abschnitt 10.4.

IGBTs (n-Kanal)

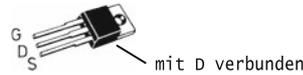
| Bauform | |  mit C verbunden | | |  mit C verbunden | | | |
|---|---|---|--------|--------|--|---------|--------|--------|
| Typ | | SGP... ³⁾ | | | IRG4... | | | |
| | | 04N60 | 06N60 | 15N60 | PC30W | PC40W | PC50W | |
| Grenzwerte | Koll.-Emitter-Spg. U_{CES} | V | 600 | | | 600 | | |
| | Kollektorstrom ¹⁾ | A | 9,5/5 | 12/7 | 31/15 | 23/12 | 40/20 | 55/27 |
| | Verlustleistung P_{tot} ¹⁾ | W | 50/20 | 68/27 | 139/55 | 100/42 | 160/65 | 200/78 |
| | Kristalltemperatur T_j | °C | 150 | | | 150 | | |
| Schwellenspannung U_{TH} | V | 3...5 | | | 3...6 | | | |
| Sättigungsspannung $U_{CE sat}$ | V | 2,3 | | | 2,3 | | | |
| Schaltzeiten $t_{d(on)}/t_r$ ²⁾ | ns | 22/15 | 25/18 | 32/23 | 24/17 | 25/23 | 31/43 | |
| Schaltzeiten $t_{d(off)}/t_f$ ²⁾ | ns | 230/70 | 220/55 | 230/45 | 150/100 | 170/125 | 210/62 | |
| Wärmewiderstand R_{thjG} | K/W | 2,5 | 1,85 | 0,9 | 1,2 | 0,77 | 0,64 | |
| Preisansatz | € | 1,- | 1,50 | 2,- | 4,50 | 9,- | 12,- | |
| Hersteller | | Infineon (www.infineon.de) | | | International Rectifier | | | |

1) Bei Gehäusetemperatur $T_G = 25$ °C/100°C

2) Zu den Bezeichnungen siehe Abschnitt 10.4

3) Bei der Baureihe SGP... handelt es sich um eine neue Generation von Dünnscheiben-IGBTs mit der Bezeichnung NPT (Non-punch-through). Sie zeichnen sich aus durch geringe Schaltverluste, Kurzschlussfestigkeit (10µs) und Parallelschaltfähigkeit.

Leistungs-MOSFETs (nur n-Kanal-Typen)



| | | | | | | | |
|---|---|-------|----------|-----------------------------------|---------|---------|------------------|
| Bauform | | | | | | | |
| Typ | | | BUZ 71A | IRF 510 | IRF 520 | IRF 530 | BUZ 73A BUZ 31 |
| Grenzwerte | Drain-Source-Spg. U_{DS} | V | 50 | 100 | | | 200 |
| | Gate-Source-Spg. U_{GS} | V | ±20 | | | | |
| | Drainstrom I_D ¹⁾ | A | 13/8 | 5,6/4,0 | 9,2/6,5 | 14/10 | 5,5/3,5 14,5/9,5 |
| | Verlustleistung P_{tot} ²⁾ | W | 40 | 43 | 60 | 88 | 40 95 |
| | Kristalltemperatur T_j | °C | 150 | 175 | | | 150 |
| Schwellenspannung U_{TH} | V | 2...4 | | | | | |
| Kanalwiderstand $R_{DS(on)}$ | Ω | <0,12 | <0,54 | <0,27 | <0,16 | <0,6 | <0,16 |
| Schaltzeit $t_{d(on)}/t_r$ ³⁾ | ns | 20/60 | 7/16 | 9/30 | 10/34 | 15/40 | 12/50 |
| Schaltzeit $t_{d(off)}/t_f$ ³⁾ | ns | 70/80 | 15/10 | 19/20 | 23/24 | 70/40 | 150/60 |
| Wärmewiderstand R_{thjG} | K/W | 3,1 | 3,5 | 2,5 | 1,7 | 3 | 1,3 |
| Wärmewiderstand R_{thU} | K/W | 75 | 62 | | | 75 | |
| Preisansatz | € | 1,- | 1,- | 1,50 | 3,- | 1,50 | 1,- |
| Hersteller | | | Infineon | Internat. Rectifier (www.irf.com) | | | Infineon |

- 1) Bei Gehäusetemperatur $T_G = 25^\circ\text{C}/100^\circ\text{C}$ 2) Bei Gehäusetemperatur $T_G = 25^\circ\text{C}$
 3) Zu den Bezeichnungen vgl. Abschnitt 10.4. Wie beim Bipolartransistor gibt es eine Verzögerungszeit $t_{d(on)}$ beim Einschalten, entsprechend $t_{d(off)}$ beim Ausschalten anstelle der großen Speicherzeit t_s .

MOSFET-Varianten

| | | | | | | | | |
|------------------------------|---|-------|---|--------|--------|------------------------------------|--------------------------|----|
| Schaltung/Bauform | | | | | | | | |
| Typ | | | IRC530 | IRC540 | IRC830 | RLP03N06CLE ³⁾ | RLP1N06CLE ³⁾ | |
| Funktion | | | SENSEFET mit Stromübersetzung ²⁾ | | | mit Strom- und Spannungsbegrenzung | | |
| | | | 1430:1 | 2700:1 | 1520:1 | | | |
| Grenzwerte | Drain-Source-Spg. U_{DS} | V | 100 | | | 500 | 60 | 55 |
| | Gate-Source-Spg. U_{GS} | V | ± 20 | | | | 5,5 | |
| | Drainstrom I_D ¹⁾ | A | 14 | 28 | 4,5 | 0,3...0,4 | 1,8...3 | |
| | Verlustleistung P_{tot} ¹⁾ | W | 88 | 150 | 75 | 30 | 36 | |
| Schwellenspannung U_{TH} | V | 2...4 | | | | 1...2,5 (Logic-Level-Eingang) | | |
| Kanalwiderstand $R_{DS(on)}$ | Ω | 0,16 | 0,077 | 1,5 | 6 | 0,75 | | |
| Preisansatz | € | 1,50 | 2,- | | | 1,50 | 2,- | |
| Hersteller | | | International Rectifier | | | Intersil (www.intersil.com) | | |

- 1) gültig für eine Gehäusetemperatur $T_G = 25^\circ\text{C}$ 2) Mittelwerte, Streubereich ± 5%
 3) Diese MOSFETs mit interner Strom- und Spannungsbegrenzung bieten Schutz bei einem äußeren Kurzschluss und beim Schalten induktiver Lasten. Sie sind Vorläufer der Smart-Power-MOSFETs, wie sie auf der übernächsten Seite beschrieben werden. Mit ihrer niedrigen Schwellenspannung können sie direkt von TTL-bzw. CMOS-Schaltungen angesteuert werden (Logic-Level-Eingang). Man spricht auch von Logic-Level-MOSFETs. Die Eingänge sind geschützt gegen elektrostatische Entladungen (ESD-Schutz, Electrostatic-Discharge).

IGBT- und MOSFET-Treiber

| Typ | TLP 250 | TC4427 | HV400 | IR2113 | HIP4080A |
|---|-----------------------|-----------|---------------------|----------------------------|---------------------|
| Gehäuse | 8-Pin-DIP | | | 14-Pin-DIP | 20-Pin-DIP |
| Betriebsspannung U_B (V_{CC}) | V 10...35 | 4,5...18 | 10...35 | 10...25 | 9,5...16 |
| Funktion (s. Schaltbilder) | einfacher Treiber | | | High- und Low-Side-Treiber | Vollbrücken-Treiber |
| Eingangsspannung für EIN/AUS | V 1,8/0 ²⁾ | >2,4/<0,8 | x+2/0 ³⁾ | >3/<2 ⁴⁾ | >2,7/<0,8 |
| Ausgangsstrom Source/Sink ¹⁾ | A 0,5/0,5 | 1,5/1,5 | 6/30 | 2/2 | 2,5/2,5 |
| Schaltzeit $t_{d(on)}/t_r$ | ns 150/- | 30/30 | 10/50 | 120/30 | 100/30 |
| Schaltzeit $t_{d(off)}/t_f$ | ns 150/- | 50/30 | 10/15 | 100/20 | 100/30 |
| zul. Offsetspannung (Isolation) | V 2500 | - | - | 600 | 80 |
| Preisansatz | € 2,- | 3,- | 3,- | 8,- | 10,- |
| Hersteller | Toshiba | Microchip | Intersil | Int. Rectifier | Intersil |

¹⁾ Möglicher Spitzenstrom beim Einschalten/Abschalten

²⁾ Spannung U_F ($I_F \approx 5...10\text{mA}/0$)

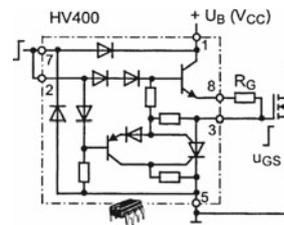
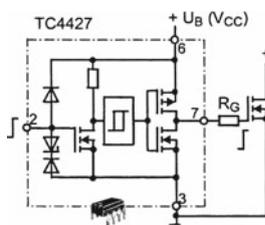
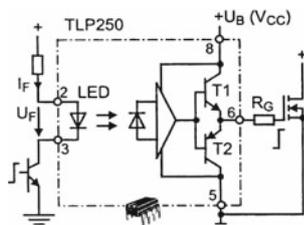
³⁾ x steht für die erforderliche Spannung u_{GS}

⁴⁾ gültig für U_B (V_{CC}) = 15V, V_{DD} = 5V

Anwendungen

Einfache Treiberschaltungen für MOSFETs und IGBTs

Alle hier gezeigten Schaltungen arbeiten nichtinvertierend ($\lceil \rightarrow \rceil$). Die Betriebsspannung U_B ist sorgfältig abzublenden. Allen Gates (MOSFETs und IGBTs) ist ein Dämpfungswiderstand $R_G = 5\Omega...20\Omega$ vorzuschalten, um parasitäres Schwingen während des Schaltens zu unterdrücken.



Besonderheiten:

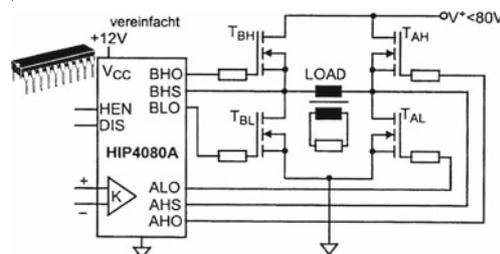
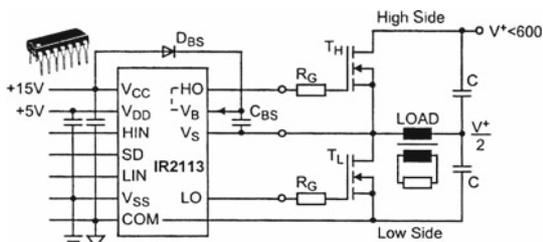
Galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang.
Zulässige Isolationsspannung 2500 V.

Aus der Baureihe TC442.., teils zwei Systeme pro Gehäuse, nichtinvertierend / invertierend.

Baustein für besonders schnelles Abschalten durch hohen Ableitstrom über internen Thyristor.

Die folgenden Brückenschaltungen enthalten auf ihrer „High-Side“ die Leistungs-MOSFETs T_H bzw. T_{BH} und T_{AH} , deren Sourcepotential im Schaltbetrieb zwischen Masse und V^+ springt. Die notwendige Gatespannung wird mit einer Bootstrapschaltung (D_{BS} und C_{BS}) gewonnen: C_{BS} wird über D_{BS} bei leitendem Transistor T_L geladen. Der einschaltende Transistor T_H zieht anschließend den „Fußpunkt“ des geladenen Kondensators C_{BS} hoch und beschafft sich so über $H0$ selbst das erforderliche hohe Gatepotential.

Ansteuerung von Brückenschaltungen (Halbbrücke und Vollbrücke)



über HIN und LIN werden T_H und T_L geschaltet.
SD = Shutdown: Kann T_H und T_L ständig sperren.

V_{DD} = Separate Betriebsspannung für Eingangsteil (Logik) mit zugehörigem Massepunkt (V_{SS}). COM = Hauptmasse.

Komparator K bestimmt den Leitweg

$T_{BH} \rightarrow T_{AL}$ oder $T_{AH} \rightarrow T_{BL}$.

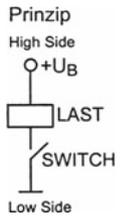
Für die Umschaltung ist eine Totzeit einstellbar.

HEN = High Enable

DIS = Disable

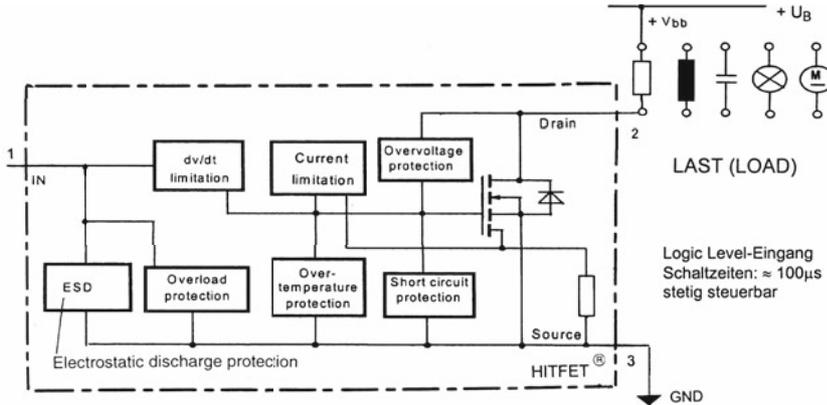
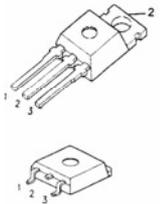
Intelligente Leistungsschalter (Smart Power Switches)

A) Lowside-Schalter

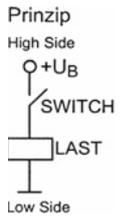


| Typ („HITFET“ von Infineon) | BTS117 | BTS133 | BTS141 | BTS149 |
|-------------------------------------|-------------|--------|--------|--------|
| Drain-Source-Spannung | V 60 (max.) | | | |
| Drainstrom (Nennwert) | A 3,5 | A 7 | A 12 | A 19 |
| Kanalwiderstand R _{DS(on)} | mΩ 100 | mΩ 50 | mΩ 30 | mΩ 18 |
| Preisansatz | € 1,50 | € 2,50 | € 3,- | € 4,- |

Blockbild und Bauformen



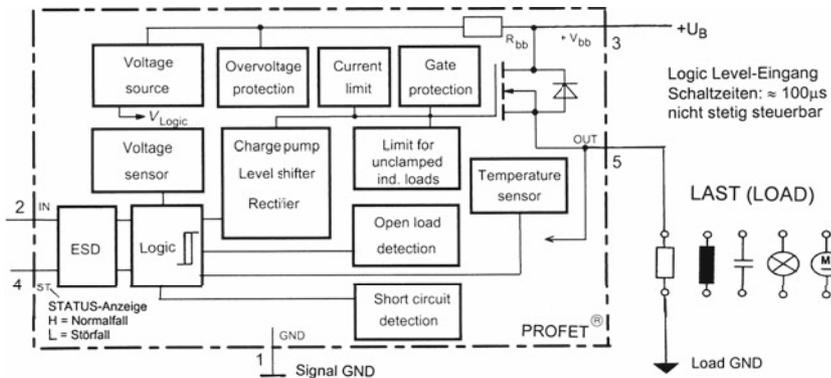
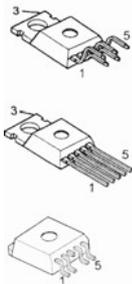
B) Highside-Schalter



| Typ („PROFET“ von Infineon) | BTS409 | BTS436 | BTS432 | BTS441 ¹⁾ |
|--|--------|--------|--------|----------------------|
| Betriebsspannung U _B (max.) | V 43 | | | |
| Laststrom (Nennwert) | A 2,3 | A 9,8 | A 11 | A 21 |
| Kanalwiderstand R _{DS(on)} | mΩ 200 | mΩ 38 | mΩ 38 | mΩ 20 |
| Preisansatz | € 1,50 | € 3,- | € 3,- | € 4,- |

¹⁾ ohne Statusanzeige ST

Blockbild und Bauformen



Anmerkung: Die Aufsteuerung des n-Kanal-MOSFETS als High-Side-Schalter erfordert ein gegenüber der Betriebsspannung überhöhtes Gatepotential. Die High-Side-Treiber auf dem vorigen Blatt erzeugen dieses mit Hilfe einer Bootstrapschaltung, hier geschieht dies mit einer integrierten Ladungspumpe (charge pump). Bei Verwendung eines p-Kanal-MOSFETS als High-Side-Schalter wäre ein solcher Aufwand nicht nötig.

Leistungs-Operationsverstärker 1)

| | | | | | | | |
|------------------------------------|-------------------------------------|-----------------|------------|------------|------------------------|------------|----|
| Bauform | | | | | | | |
| Typ | | L272 M 2) | L165 | OPA 547 3) | LM 675 | LM 12 | |
| Betriebsspannung U _B | V | ±2 ... ±14 | ±6 ... ±18 | ±4 ... ±30 | ±10 ... ±30 | ±5 ... ±40 | |
| Grenzwerte | Differenzspannung U _o | ±U _B | | | | | |
| | Ausgangsstrom I _a | A | 1 | 3,5 | 0,5 | 3 | 10 |
| | Verlustleistung P _{tot} 4) | W | 1 | 20 | 20 | 15 | 35 |
| Eingangsruhestrom I _o | µA | < 2,5 | < 1 | < 0,2 | < 2 | < 1 | |
| Offsetspannung U _{os} | mV | < 60 | < 10 | < 5 | < 5 | < 15 | |
| Eingangswiderstand r _D | MΩ | 1 | 0,5 | 10 | - | - | |
| Leerlaufverstärkung v _o | dB | 70 | 80 | 110 | 90 | | |
| Slew Rate SR | V/µs | 1 | 8 | 6 | 8 | 9 | |
| Preisansatz | € | 2,- | 4,- | 10,- | 6,- | 30,- | |
| Hersteller | | SGS-Thomson | | Burr Brown | NSC (www.national.com) | | |

1) Alle OPs besitzen thermischen Überlastschutz und sind auch abgesehen vom L272 M kurzschlussfest.

2) Doppel-Operationsverstärker für hohen Ausgangsstrom 3) OP besitzt einstellbare Strombegrenzung.

4) Gültig für Gehäusetemperatur T_G ≤ 80°C. Erforderlicher Kühlkörper: $R_{thk} = \frac{T_G - T_U}{P_{tot}} - R_{thGK}$

NF-Leistungsverstärker

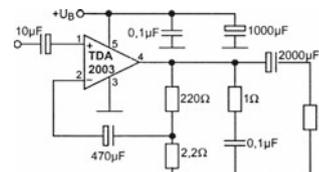
| | | | | | | | |
|-------------------------|-----|----------------------------------|----------|-----------|-------------------------------|-------------|-------------|
| Bauform | | | | | | | |
| Gehäusebezeichnung | | Minidip | Findip | Pentawatt | Multiwatt | | |
| Typ | | TBA 820 M | TBA 800 | TBA 810 S | TDA 2003 2) | TDA 2006 3) | TDA 2004 4) |
| Betriebsspannung | V | 3 ... 16 | 5 ... 30 | 4 ... 20 | 8 ... 18 | ±6 ... ±15 | 8 ... 18 |
| Betriebsruhestrom | mA | 5 | 10 | 12 | 50 | | 70 |
| Spannungsverstärkung 1) | dB | ≈ 40 | | | | | |
| Eingangswiderstand | kΩ | 5000 | | | 100 | 5000 | 200 |
| Opt. Lastwiderstand | Ω | 4 ... 16 | 8 ... 16 | 4 | 2 ... 4 | 4 ... 8 | 2 ... 4 |
| Ausgangsleistung (max.) | W | 2 | 5 | 7 | 8 | 10 | 2 x 10 |
| obere Grenzfrequenz | kHz | 20 | | | 15 | 50 | 15 |
| Klirrfaktor (typisch) | % | 0,5 | | | 0,2 | | 0,3 |
| Zul. Ausgangsstrom | A | 1,5 | 1,5 | 2,5 | 3,5 | 3 | 2 x 3,5 |
| Interne Schutzschaltung | | nein | nein | thermisch | Kurzschluss- und Thermoschutz | | |
| Preisansatz | € | 1,- | 1,50 | | 1,50 | 2,- | 3,- |
| Hersteller | | ST Microelectronics (www.st.com) | | | | | |

1) Die Spannungsverstärkung wird üblicherweise durch Gegenkopplung auf etwa 40 dB (100) eingestellt.

2) Siehe Schaltungsbeispiel nach Thomson (ST Microelectronics). ▶

3) Durch zweifache Betriebsspannung entfällt Koppelkelko am Ausgang.

4) Zweifacher Klasse-B-Verstärker für Stereoübertragungen.



B.19 Thyristoren und Triacs

Leistungsthyristoren

| Bauform | |  mit A verbunden | | |  isoliert | |
|----------------------------|-------------------------------|---|----------|-------------------|---|---------|
| Typ | | TIC 106M | TIC 126M | BT 152/600R /800R | BTW 69/600 /800 | |
| Zündstrom I_G | mA | < 0,2 | < 20 | < 30 | < 80 | |
| Zündspannung U_G | V | < 1,2 | < 1,5 | < 1,5 | < 1 | |
| Haltestrom I_H | mA | < 5 | < 40 | < 60 | < 150 | |
| Freiwerdzeit | μ S | 7,7 | 11 | < 70 | - | |
| Grenzwerte | Sperrspannung $U_{AK}^{1)}$ | V | | 600 | 600/800 | 600/800 |
| | Anodenstrommittelwert $^{2)}$ | A | 3,2 | 7,5 | 13 | 32 |
| | Anodenstromspitzenwert | A | 30 | 100 | 200 | 600 |
| | Spannungssteilheit S_U | V/ μ S | 10 | 100 | 200 | 1000 |
| | Kristalltemperatur T_j | $^{\circ}$ C | 110 | | 125 | 125 |
| Wärmewiderstand R_{thjG} | K/W | 3,5 | 2,4 | 1,1 | 0,9 | |
| Wärmewiderstand R_{thjU} | K/W | 62,5 | | 60 | 50 | |
| Preisansatz | € | -,50 | 1,- | 2,- | 6,- | |
| Hersteller | | POWER INNOVATIONS | | Philips | ST $^{3)}$ | |

$^{1)}$ zulässiger Spitzenwert, nicht dauernd zulässig.

$^{2)}$ Bei Gehäusetemperatur $T_G \leq 70^{\circ}$ C.

$^{3)}$ ST Microelectronics, früher SGS-Thomson (www.st.com)

Triacs

| Bauform | |  | |  mit H2 verbunden | | | | |
|----------------------------|----------------------------------|--|----------|--|----------|----------|----------|-----------|
| Typ $^{1)}$ | | TICP 206M | TIC 201M | TIC 206M | TIC 216M | TIC 225M | TIC 236M | |
| Zündstrom I_G $^{2)}$ | mA | 2(10) | 5 (25) | 5(10) | | 10(30) | 50 | |
| Zündspannung U_G | V | <2,5 | | <2 | <2,2 | <2 | | |
| Haltestrom I_H | mA | < 10 | | <15 | <30 | <20 | <40 | |
| Grenzwerte | Sperrspannung | V | | | | | | \pm 600 |
| | Stromeffektivwert | A | 1,5 | 2,5 | 4 | 6 | 8 | 12 |
| | Stromspitzenwert | A | 10 | 14 | 30 | 60 | 70 | 100 |
| | Spannungssteilheit S_U $^{3)}$ | V/ μ S | - | 50/2 | 50/2 | 50/5 | 50/5 | 400/2 |
| | Kristalltemperatur T_j | $^{\circ}$ C | 125 | | | | | |
| Wärmewiderstand R_{thjG} | K/W | - | 7,5 | 7,8 | 2,5 | 2,5 | 2 | |
| Wärmewiderstand R_{thjU} | K/W | - | 62 | 62 | | 62 | | |
| Preisansatz | € | -,60 | 1,- | | 1,50 | 2,- | | |
| Hersteller | | POWER INNOVATIONS (www.powinv.com) | | | | | | |

$^{1)}$ Es gibt Varianten mit unterschiedlicher Sperrspannung. $^{2)}$ Klammerwert bezieht sich auf Zündart III+.

$^{3)}$ Der kleinere Wert hinter dem Schrägstrich ist die zulässige Kommutierungssteilheit.

Anmerkung: Einige Hersteller bieten auch Sonderausführungen an:

1. Quadracs (Fa. Teccor) - Triac mit integriertem Diac am Gateanschluss.
2. Alternistoren (Fa. Thomson) - Triac mit hoher zulässiger Kommutierungssteilheit.
3. Logik-Triacs (Fa. Teccor) - Triac mit hoher und gleicher Zündempfindlichkeit bei allen Zündarten.

Halbleiter-Relais (Solid State Relays)¹⁾

| | | | | | | | |
|--------------------------------------|---------------------------------|---|---|--|-------------|---------|------|
| Bauform | |  |  |  | | | |
| Gehäusebezeichnung | | DIP | SIP | Standard | | | |
| Typ | | DP 2610 | SP 2210 | TD 2410 | D 2410 | D 2425 | |
| Leistungsstufe | | Thyristoren | | Triac | Thyristoren | | |
| Grenzwerte | Isolationsspannung | kV~ | 3,5 | | 4 | | |
| | Schaltspannung (effektiv) | v~ | 280 | | 280 | | |
| | Spitzensperrspannung | V | 450 | | 600 | | |
| | Spannungsteilheit ²⁾ | V/μs | 600/600 | | 100/5 | 500/500 | |
| | Laststrom (effektiv) | A~ | 1 | 3 | 10 | 10 | 25 |
| Leckstrom (Sperrstrom) ³⁾ | | mA~ | 0,01 | | 8 | 10 | |
| Eingang | Steuerspannung ⁴⁾ | V | 3 ... 7 | 1 ... 1,5 | 3 ... 32 | | |
| | Steuerstrom | mA | 5 ... 20 | | 2 ... 20 | | |
| | Strombegrenzung | | nicht vorhanden | | | | |
| Kühlkörper erforderlich | | | nein | ja | ja | ja | |
| RC-Beschaltung (intern) | | | nein | | ja | ja | |
| Preisansatz | | € | 10,- | | 12,- | 15,- | 20,- |
| Hersteller | | Crydom (www.crydom.com) | | | | | |

¹⁾ Alle hier aufgeführten Typen sind als Nullspannungsschalter ausgeführt, vgl. auch Anhang B17.

²⁾ zulässige Spannungsteilheit für Sperrzustand/zulässige Spannungsteilheit bei Kommutierung.

³⁾ Der Leckstrom wird im wesentlichen bestimmt durch die RC-Schutzbeschaltung.

⁴⁾ Gleichspannung. Ausführungen für Steuerwechselspannung werden ebenfalls angeboten.

Integrierte Zündbausteine

| | | | | | | | |
|-------------------------------|--|---|---|---|---|---|----------|
| Bauform | |  |  |  |  |  | |
| Typ | | CA 3059 | TDA 1023 | U 217 B | TEA 1007 | UAA 145 | |
| Funktion/Betriebsart | | Nullspannungsschalter ¹⁾ | | | Phasenanschnittsteuerung ²⁾ | | |
| | | Ein-Aus-Schalter | Schwingungspaketsteuerung/ Ein-Aus-Schalter | | | | |
| Hauptanwendung | | Temperaturregelung mit Triac | | | Drehzahlsteuerung mit Triac mit Thyristor | | |
| Betriebsspannung | | 230V~ oder + 14 V | 230V~ oder +12V | 230V~ oder -9V | 230V~ oder -15V | 230V~ und ±15V | |
| Stromaufnahme | | mA | 10 | 10 | 2 | 3 | +30/ -15 |
| Zündart (Triac) ³⁾ | | I ⁺ , III ⁺ | | I ⁻ , III ⁻ | | - | |
| Impulsamplitude | | mA | 50 | 100 ... 400 | 100 | 150 | 20 |
| Impulsdauer | | μs | 150 | 100..200 | 200..400 | 10..60 | 100..500 |
| Preisansatz | | € | 2,- | 3,- | 1,50 | 2,- | 8,- |
| Hersteller | | Harris | Philips | Temic → Vishay (www.vishay.com) | | | |

¹⁾ siehe Abschnitt 19.6 ²⁾ siehe Abschnitt 19.2 ³⁾ siehe Abschnitt 19.5

B.20 Spannungs- und Stromversorgung

Linear-Spannungsregler (Standard-Ausführungen) ¹⁾

Besondere Merkmale •

| | | | | | | | | |
|--------------------------------------|---|---|---|---|--|---|-----|-------|
| Bauform |  |  |  |  |  |  | | |
| Typ | 78XX ³⁾ | 79XX ³⁾ | 317 | 337 | L200 | TL783 | | |
| Reglerart (Längsregler) | positiv | negativ | positiv | negativ | positiv | positiv | | |
| Grenzmerkmale | Betriebsspannung U_B | V | 35 | -35 | 40 | -40 | 40 | 125 • |
| | Strombelastung | A | 1 | | 1,5 | | 2 | 1 |
| | Kristalltemperatur | °C | 150 | | 150 | | 150 | 150 |
| Ausgangsspannung U_a | V | XX ³⁾ | | einstellbar • | | | | |
| Mindestspannungsabfall ²⁾ | V | 2 | | 2 | | 2 | 10 | |
| Wärmewiderstand R_{thJC} | K/W | 5 | | 5 | | 3 | 4 | |
| Wärmewiderstand R_{thJU} | K/W | 65 | | 65 | | 50 | 62 | |
| Preisansatz | € | -,50 • | 1,- | 1,- | 1,50 | 2,- | 5,- | |
| Hersteller | Motorola, NSC, SGS-Thomson, TI, Unirode | | | | SGS-Thomson | | TI | |

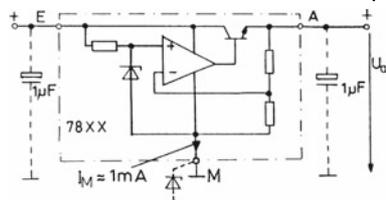
1) Alle Bausteine sind kurzschlussfest und besitzen eine thermische Überlastsicherung. Im Interesse eines stabilen Regelverhaltens ist eine Grundlast von wenigen mA erforderlich.

2) Notwendige Längsspannung zwischen Eingang und Ausgang (Dropout voltage).

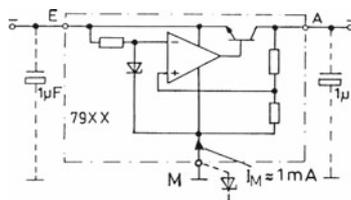
3) XX = 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18, 20, 24V ± 4% (bei A-Versionen auf ±1% getrimmt)

Schaltungstechnik

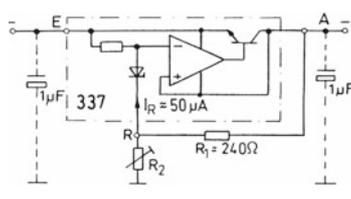
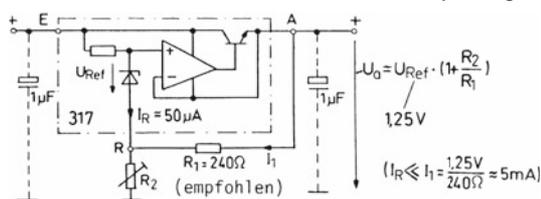
Festspannungsregler 78XX und 79XX



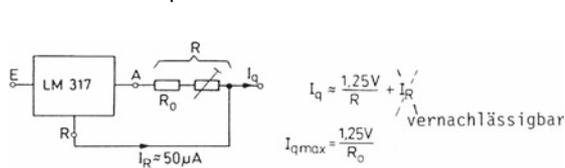
Aufstockung der Spannung durch Z-Diode möglich (gestrichelt)



Einstellbare Spannungsregler 317 und 337

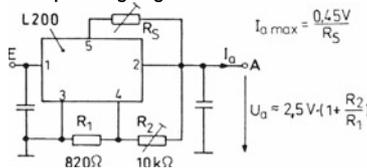


Einstellbare Stromquelle mit LM 317



Spannungsregler als Stromregler geschaltet

Einstellbarer Spannungsregler L200



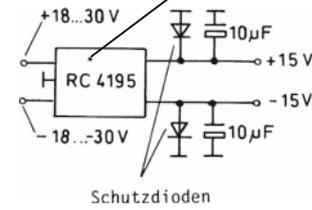
R_s dient der Strombegrenzung

Linear-Spannungsregler für kleine Lastströme (< 100mA)

Besondere Merkmale •

| | | | | | | | | |
|--------------------------------------|------------------------|---|---|---|---|-----------------------|-----------------------|----------|
| Bauform | |  |  |  |  | | | |
| Typ | | 723 ²⁾ | 78 LXX ³⁾ | LM 317L ⁴⁾ | TL 431 ⁶⁾ | MAX 663 ⁷⁾ | RC 4195 ⁸⁾ | |
| Reglerart | | Längsregler | | | Parallelregler | Längsregler | | |
| Grenzwerte | Betriebsspannung U_B | V | 40 | 30 | 40 | 37 | 17 | ± 30 |
| | Strombelastung | mA | 150 | 100 | 100 | 100 | 40 | je 100 |
| | Verlustleistung | mW | 600 | intern begrenzt ⁵⁾ | | 600 | 600 | 500 |
| Ausgangsspannung | | V | 2...37 • | 5/10/15 | 1,2...37 • | 2,5...36 | 1,3...15 | ± 15 |
| Mindestspannungsabfall ¹⁾ | | V | 3 | 2 | 2 | - | 1,5 | <3 |
| TK-Wert TK_U | | $10^{-6}/K$ | <150 • | - | <300 | 50 • | 100 • | - |
| Strombegrenzung | | | extern | intern | intern | nein | extern | intern |
| Ruhestrom | | mA | 3 | 4 | 3 | - | 0,01 • | 2 |
| Preisansatz | | € | -0,50 | -0,70 • | -0,70 | 1,- | 4,- | 3,- |
| Hersteller | | Motorola, NSC, TI (www.ti.com) | | | | MAXIM | Raytheon | |

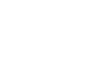
- 1) Notwendige Längsspannung zwischen Eingang und Ausgang (Dropout voltage)
- 2) Zum Baustein 723 siehe Abschnitt 11.13, auch als SMD-Version erhältlich
- 3) Festspannungsregler, L = Low-Current-Version
- 4) Als einstellbarer Regler sehr verbreitet, L = Low-Current-Version
- 5) thermische Überlastabschaltung integriert
- 6) Einstellbare Z-Diode hoher Stabilität, siehe Abschnitt 11.13
- 7) Für Batteriegeräte mit besonders kleinem Ruhestrom
- 8) Doppelspannungsregler mit \pm Ausgang, einstellbar als RC 4194.



Anmerkung: Zu den Typen 78 LXX und MAX 663 gibt es Komplementärtypen für negative Spannungen mit den Bezeichnungen 79 LXX und MAX 664. Äquivalent zu MAX 663 und MAX 664: ICL 7663 u. ICL 7664.

LOW-DROP-Spannungsregler (LDOs) ¹⁾

Besondere Merkmale •

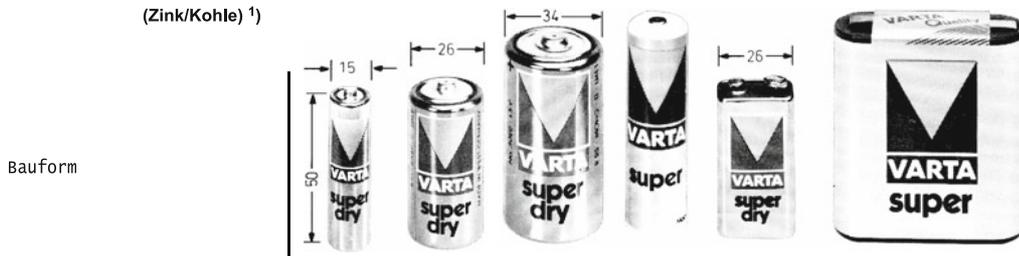
| | | | | | | | | |
|--------------------------------------|------------------------|---|---|--|---|---|---|-------------|
| Bauform | |  |  |  |  |  |  | |
| Typ | | MAX 667 | LP 2951 | LM 2930 | LM 2940 | LM 2941 | LT 1084/85 | |
| Grenzwerte | Betriebsspannung U_B | V | 17 | 30 | 26 | 40 | 30 | |
| | Strombelastung | A | 0,25 • | 0,1 | 0,15 | 1 | 5/3 • | |
| | Verlustleistung | mW | 600 | intern begrenzt | | | | |
| Ausgangsspannung | | V | 1,3...15 | 1,3...29 • | 5/8 | 5/12/15 | 5...20 | 1,2...29 • |
| Mindestspannungsabfall ²⁾ | | V | 0,3 • | 0,4 • | < 0,5 ³⁾ | | • | 1,3 |
| Strombegrenzung | | | nein | nein | ja | | | ja |
| Ruhestrom | | mA | 0,02 • | 0,08 | 3 | 15 | | 10 |
| Preisansatz | | € | 5,- | 2,- | 2,- | 3,- | | 10,- |
| Hersteller | | MAXIM | National Semiconductor (NSC) | | | | | Lin. Techn. |

- 1) Neue Reglergeneration, die mit relativ niedriger Längsspannung zwischen Eingang und Ausgang auskommt, besonders interessant für batteriebetriebene Stromversorgungen.
- 2) Mindestens erforderliche Längsspannung zwischen Eingang und Ausgang (Drop out voltage).
- 3) Werte sind stromabhängig.

Primärzellen und -batterien

Typ Leclanché – System Zink/Braunstein, sauer

(Zink/Kohle) ¹⁾

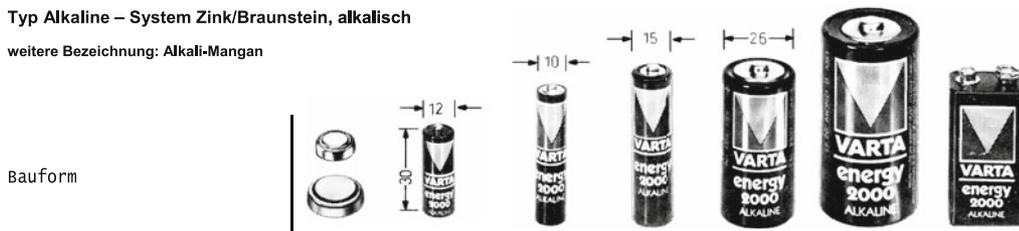


| | | | | | | | |
|--------------------------|----------|---|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Bauform | | Mignon | Baby | Mono | Duplex | Block | Normal |
| Handelsbezeichnung | | Mignon | Baby | Mono | Duplex | Block | Normal |
| Bezeichnung nach US-NORM | | AA | C | D | - | - | - |
| Nennspannung | V | 1,5 | | | 3 | 9 | 4,5 |
| Innenwiderstand | Ω | 0,3...0,6 | 0,3...0,5 | 0,2...0,3 | 0,7...1,1 | 10...20 | 0,8...1,2 |
| Kapazität | Ah | 0,7...1 | 2,7...3 | 5...7 | 0,9 | 0,3...0,4 | 1,5...2 |
| Preisansatz | € | 1,- | | 1,50 | 1,- | 1,50 | |
| Hersteller | | Varta, ferner: Duracell, Maxell, Panasonic, Ucar u.a. | | | | | |

¹⁾ Als Abwandlung der zink/kohle-Batterie ist die zink/chlorid-Batterie zu sehen mit etwas höherer Kapazität.

Typ Alkaline – System Zink/Braunstein, alkalisch

weitere Bezeichnung: Alkali-Mangan



| | | | | | | | | |
|--------------------------|----------|---|-----------|-----------|------------|-----------|-------------|-----------|
| Bauform | | Knopf | Lady | Micro | Mignon | Baby | Mono | Block |
| Handelsbezeichnung | | Knopf | Lady | Micro | Mignon | Baby | Mono | Block |
| Bezeichnung nach US-NORM | | - | N | AAA | AA | C | D | - |
| Nennspannung | V | 1,5 | | | | | | 9 |
| Innenwiderstand | Ω | 1...10 | 0,2...0,4 | 0,2...0,3 | 0,15...0,2 | 0,1...0,2 | 0,05...0,15 | 2...3 |
| Kapazität | Ah | 0,03...0,3 | 0,6 | 0,9 | 1,5...2 | 4...6 | 7...12 | 0,4...0,5 |
| Preisansatz | € | 1,50 | | 1,- | | 2,- | | 3,- |
| Hersteller | | Varta, ferner: Duracell, Maxell, Panasonic u.a. | | | | | | |

Die Systeme zink/silberoxid und zink/quecksilberoxid findet man häufig in Knopfzellen für Uhren und Fotogeräte, das System zink/luft in Knopfzellen für Hörgeräte.

Als Gerätebatterien für allgemeine Anwendungen werden in zunehmendem Maße Lithiumbatterien eingesetzt mit einer Nennspannung von 3V (auch 1,5V, 3,6V, 6V und 9V). Das Typenspektrum umfasst sowohl Ausführungen mit großem Innenwiderstand wie auch mit sehr niedrigem Innenwiderstand, d.h. für geringe wie auch für hohe Strombelastungen. Die gemeinsamen Eigenschaften sind:

- hohe Energiedichte
- geringe Selbstentladung (< 1% pro Jahr)
- weiter Temperaturbereich (-40°C bis + 60°C)



Verbrauchte Primärbatterien sollte man den öffentlichen Sammelstellen zur Entsorgung übergeben. Nach der neuen Gesetzesverordnung vom 1.10.1998 ist dies für alle Batterien zwingend vorgeschrieben.

Sekundärzellen und -batterien

Blei-Akkus

Bauform



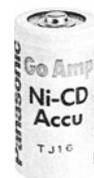
| | | | | | | | |
|-------------------------------|----|-------|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Abmessungen HxD bzw. HxBxL | mm | 60x34 | 72x44 | 50x24x97 | 102x48x70 | 60x34x177 | 94x65x151 |
| Nennspannung | V | 2 | | 6 | | 12 | |
| Innenwiderstand | mΩ | 10 | 5 | 60 | 25 | 70 | 40 |
| Kapazität ¹⁾ | Ah | 2,5 | 5 | 1,2 | 3,7 | 2,0 | 5,8 |
| Entladestrom max. | A | 20 | 40 | 3 | 12 | 6 | 20 |
| Ladestrom max. ²⁾ | A | 0,5 | 1 | 0,5 | 1,6 | 0,9 | 2,6 |
| Preisansatz | € | 5,- | 7,- | 10,- | 15,- | 20,- | 30,- |
| Hersteller | | Gates | | Panasonic | | | |

¹⁾ gültig für 10-stündige Entladung (mit Strom I_{10}) bei 25°C. Für größere Entladeströme ergibt sich eine kleinere Kapazität, ebenso bei niedrigeren Temperaturen.

²⁾ gültig für Laden mit konstanter Spannung (2,4V/Zelle) und Strombegrenzung

Nickel-Cadmium-Akkus

Bauform



| | | | | | | | |
|-------------------------|-----|-----------------------|---------|----------|-------------------------------|--------|-------|
| Abmessungen | mm | 15x6 | 26x14x6 | 46x27x16 | 44x10 | 50x15 | 50x26 |
| Bezeichnung | | Knopf | | Block | Micro | Mignon | Baby |
| Nennspannung | V | 1,2 | | 9 | 1,2 | | |
| Innenwiderstand | mΩ | 1400 | 600 | 3000 | 20 | 15 | 10 |
| Kapazität ¹⁾ | mAh | 65 | 110 | 110 | 180 | 500 | 1800 |
| Entladestrom max. | mA | 120 | 250 | 200 | 350 | 1000 | 3500 |
| Ladestrom ²⁾ | mA | 6 | 10 | 10 | 18 | 50 | 180 |
| Preisansatz | € | 2,50 | 4,- | 7,- | 2,- | 3,- | 6,- |
| Hersteller | | varta (www.varta.com) | | | Panasonic (www.panasonic.com) | | |

¹⁾ gültig für 5-stündige Entladung, d.h. mit einem Strom $I_5 = 0,2C$ A (in der Praxis 0,2C genannt)

²⁾ gültig für Standard-Laden über 15 Stunden mit konstantem Strom (I_{10}) und Zeitabschaltung

Seit 1993 haben einige Hersteller zum NiCd-Akku ein vergleichbares Programm an NiMH-Akkus aufgebaut. Diese enthalten kein Cadmium und haben bei gleicher Baugröße wegen der höheren Energiedichte mehr als die doppelte Kapazität. Die Fa. GP Battery bietet hochstrom- und schnellladefähige Monozellen mit Kapazitäten von 9000 mAh an. Im allgemeinen ist die Hochstromfähigkeit jedoch geringer als beim NiCd-Akku.

Die Fa. SAFT stellt Flachzellen („prismatische“ Zellen) in Lithium-Ionen-Technik her mit Kapazitäten bis zu 6000 mAh und einer Nennspannung von 3,6 V, die auffallend leicht sind. Sie enthalten aus Sicherheitsgründen eine elektronische Schutzschaltung gegen Überladen, Überstrom und Tiefentladen. Ströme bis zu 2C A (abgekürzt 2C) sollen zulässig sein (Stromangabe nach Abschnitt 20.4).

Auf dem Vormarsch sind Rundzellen (Micro, Mignon, Baby, Mono) nach dem RAM-System (Rechargeable Alkali Mangan) mit Nennspannungen von 1,5 V. RAM-Zellen vom Mono-Format haben Kapazitäten von 7000 mAh, können aber nur impulsweise hohe Ströme liefern. Ein besonderer Vorteil ist ihre geringe Selbstentladung.

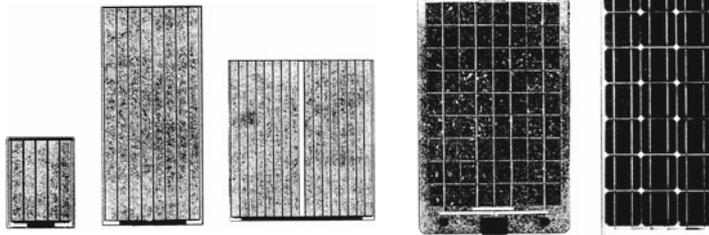
Solarmodule

Empfohlene Zellenzahl für Akkuladung (Faustregel)

$$n = \frac{U_{A \max} + 0,6V}{0,4V}$$

Sperrdiode
 Zellenspannung bei schwacher Beleuchtung

Bauformen



| Typ | Sunceram II ¹⁾ | | | MSX 18 ²⁾ | M 40 ²⁾ | |
|-----------------------------|---------------------------|---------|---------|----------------------|--------------------|------------|
| Technologie | amorph | | | polykristallin | monokristallin | |
| Zellenzahl n | 5 | 8 | 16 | 36 | 33 | |
| Abmessungen (B x H) | mm | 24 x 33 | 37 x 82 | 74 x 82 | 420 x 500 | 330 x 1220 |
| Leerlaufspannung | V | 3,45 | 5,5 | 11 | 21 | 19,5 |
| Kurzschlussstrom | A | 0,017 | 0,044 | 0,044 | 1,2 | 3 |
| Max. Leistung ³⁾ | W | 0,035 | 0,15 | 0,3 | 18,5 | 40 |
| Preisansatz | € | 4,- | 6,- | 10,- | 200,- | 300,- |
| Hersteller | Panasonic | | | Solarex | Siemens | |

¹⁾ Amorphes Silizium (a-Si) auf Glassubstrat

²⁾ witterungsfeste Ausführung

³⁾ Leistungsmaximum entsprechend dem „Maximum Power Point“ (MPP) bei 100mW/cm² (Einstrahlung).

Schaltwandler (Kondensatorwandler)

| Bauformen | | | | | | | |
|---------------------------------|--------------------------------|--|----------|-----------------------|-------------------------|--------------------------------------|--------|
| Typ | ICL 7660 ¹⁾ | ICL 7662 | MAX 660 | LT 1054 ²⁾ | MAX 680 ³⁾ | LT 1026 | |
| Funktion | Inverter oder (und) Verdoppler | | | | Verdoppler und Inverter | | |
| Betriebsspannung U _B | V | 1,5...10 | 4,5...20 | 1,5...5,5 | 3,5...15 | 2...6 | 4...10 |
| Eigenverbrauch | mA | 0,1 | 0,3 | 0,3/1 | 2,5 | 1 | 7 |
| Strombelastbarkeit | mA | 30 | 20 | 100 | | 10 | |
| Schaltfrequenz | kHz | 10 | 10 | 10/45 | 25 | 8 | 50 |
| Ausgangsspannung U _a | V | -U _B oder (und) 2U _B | | | | 2U _B und -2U _B | |
| Preisansatz | € | 1,- | 1,50 | 5,- | | 4,- | |
| Hersteller | Maxim (www.maxim-ic.com) | | | Linear T. | MAXIM | Linear T. | |

¹⁾ Eigenverbrauch kann reduziert werden, wenn durch C_{ext} niedrigere Schaltfrequenz eingestellt wird (siehe Abschnitt 20.7). Nachteil: Größere welligkeit (Ripple) oder größere Elkos (z.B. 100µF statt 10µF). Eine Alternative ist der Baustein LTC 1044 von Linear Technology bzw. der MAX 1044 von Maxim. Für die Verdopplerfunktion gibt es neu (ab 2000) die SMD-Bausteine LM 2765/2766/2767 von National für 11/50/200kHz als Schaltfrequenz.

²⁾ In der Inverterschaltung ist Spannungsregelung möglich.

³⁾ Der MAX 680 benötigt 4 Kondensatoren. Bei Variante MAX 681 im 14-Pin-DIP sind diese integriert.

Schaltreglerbausteine für kleine Lastströme (< 500mA) ¹⁾

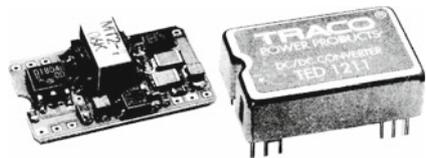
| | | | | | | |
|---------------------|-----|---|---|-----------------------|---------|--------------------|
| Bauform | |  |  | | | |
| Typ | | μ A 78S40 ²⁾ | MC 34063 ³⁾ | LT 1073 ⁴⁾ | LT 1173 | MAX 630 MAX 634 |
| Wandlerart | | universell | | auf / ab | abwärts | aufwärts invers |
| Betriebsspannung | V | 2,5...40 | | 1...12 | 3...30 | 2...16, 5 |
| Eigenverbrauch | mA | 2,5 | | 0,1 | | 0,1 |
| Schaltstrom max. | A | 1,5 | | 1 | | 0,3 |
| Strombelastbarkeit | mA | 500 | | 100 | 300 | 80 |
| Schaltfrequenz max. | kHz | 100 | | 22 | | 75 |
| Preisansatz | € | 2,- | 1,50 | 5,- | 3,50 | |
| Hersteller | | Motorola | | Linear Technology | | Maxim |

¹⁾ Alle Bausteine arbeiten nach dem Impuls-Aussetzverfahren mit lastabhängiger Schaltfrequenz (PFM).

²⁾ Ältester aber noch aktueller Reglerbaustein, enthält frei verfügbaren OP. Sonst wie MC 34063.

³⁾ Siehe Beschreibung und Anwendungsbeispiele im Abschnitt 20.8 und folgenden Abschnitten.

⁴⁾ Reglerfamilie für feste Spannungen (5 oder 12V) und einstellbar. Hauptsächlich für Batterieanwendungen (niedriger Eigenverbrauch!). Außerdem mit einem „LOW-Batterie-Komparator“ als Störmelder ausgestattet (gilt auch für die folgenden Typen).

Fertiger DC/DC-Wandler (Moderne Ausführung in SMD-Technik)

Die Industrie stellt für viele Standard-Anwendungen DC/DC-Wandler als fertige Bausteine zur Verfügung, häufig als „OEM-Ausführung“ für den Einbau in Geräte. OEM = Original Equipment Manufacturer.

Schaltreglerbausteine für größere Lastströme (> 500mA) ¹⁾

| | | | | | | |
|--------------------|-----|---|---|---|--|--------------|
| Bauform | |  |  |  |  | |
| Typ | | LM 3524 ²⁾ | UC 3842/3843 ²⁾³⁾ | LM 2575/2576 ⁴⁾ | LT 1074 ⁵⁾ | LT 1070/1071 |
| Wandlerart | | universell | universell | abwärts | abwärts | aufwärts |
| Betriebsspannung | V | 8...40 | 16...30/9...30 | 7...35/40 | 8...60 | 3...40(60) |
| Eigenverbrauch | mA | 10 | 12 | 10 | 7 | 6 |
| Schaltstrom max. | A | 0,1 | 1 | 2/5 | 7 | 5/2,5 |
| Strombelastbarkeit | A | 0,1 | 1 | 1/3 | 5 | 4/2 |
| Schaltfrequenz | kHz | 20...100 | 10...500 | 50 | 100 | 40 |
| Preisansatz | € | 1,- | 1,- | 5,-/7,- | 10,- | 12,-/11,- |
| Hersteller | | NSC | TI | National (NSC) | Linear Technology (LT) | |

¹⁾ Alle Bausteine arbeiten mit Impulsbreitenmodulation (PWM), Prinzip siehe Abschnitt 20.11.

²⁾ Dieser Baustein ist konzipiert für die Steuerung eines externen Leistungstransistors.

³⁾ Dieser Baustein arbeitet mit unterlageter Stromregelung, wodurch der vom internen Oszillator gestartete Stromimpuls beendet wird (current mode control). Er besitzt einen Gegentaktausgang.

⁴⁾ Schaltungsfamilie „Simple Switcher“ für Spannungen von 5V, 12V oder 15V sowie einstellbar.

⁵⁾ Dieser Baustein eignet sich auch als invertierender Wandler. Die Spannung ist einstellbar.

Kurz erklärt

Ausfall (failure)

Unzulässige Abweichung im Verhalten eines Bauelementes während des Betriebes

Ausfallrate λ (failure rate)

Definition: $\lambda = \frac{\Delta N}{N \cdot \Delta t}$

ΔN = Anzahl der Ausfälle

N = Gesamtzahl der Bauelemente

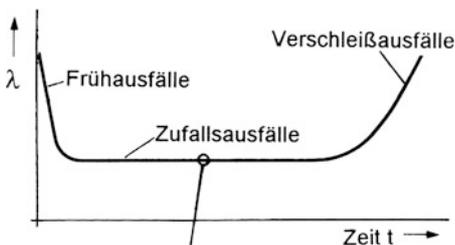
Δt = Betriebszeit

Einheit 1 fit = 10^{-9} 1/h (failure in time)

Beispiel: $\Delta N = 2$, $N = 1000$, $\Delta t = 4000$ h

$$\lambda = \frac{2}{1000} \cdot \frac{1}{4000 \text{ h}} = 5 \cdot 10^{-7} \frac{1}{\text{h}} = 500 \text{ fit}$$

Die meisten Bauelemente zeigen ein Ausfallverhalten gemäß der folgenden „Badewannen-Kurve“:



Richtwerte:

| | |
|--------|--------------|
| 30 fit | ICs |
| 5 fit | Transistoren |
| 1 fit | Widerstände |

Die λ -Werte werden anhand einer großen Zahl N gleichartiger Bauelemente ermittelt. Sie sind stark abhängig von der Beanspruchung. Eine Erhöhung der Temperatur und der Betriebsspannung erhöht die Ausfallrate. Ein Derating im Sinne einer Belastungsminderung setzt die Ausfallrate herab.

Gesamtausfallrate λ_{ges}

Mittlere Ausfallrate einer Baugruppe mit n Bauelementen:

$$\lambda_{\text{ges}} = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \dots + \lambda_n$$

Mittlerer Ausfallabstand

$$t_m = \frac{1}{\lambda_{\text{ges}}} = \text{MTBF}$$

MTBF = Mean Time Between Failures

Bei reparierbaren Baugruppen (Geräten) ist der mittlere Ausfallabstand die mittlere Zeit zwischen zwei Reparaturfällen, ansonsten die zu erwartende Lebensdauer des Gerätes.

Qualitätssicherung

Es ist die Aufgabe der Qualitätssicherung, die Ausfallrate eines Produktes soweit wie möglich zu senken und damit die Zuverlässigkeit über eine längere Zeit zu garantieren. Eine wesentliche Maßnahme ist das Burn-in (Einbrennen, künstliche Voralterung), um Frühphasenfälle vorwegzunehmen.

ISO 9000

Weltweit anerkannte Norm zur Qualitätssicherung mit Vorschriften für ein umfangreiches Qualitätsmanagement. In Europa für den Bereich Elektronik federführend vertreten durch

CENELEC = Comité Européen de Normalisation Electronique,

insbesondere

CECC = CENELEC Electronic Components Committee.

Anhang C: SPICE – eine Einführung mit Beispielen

Wenn eine elektronische Schaltung entwickelt werden soll, wird im ersten Entwurf von vereinfachten Bauelementen ausgegangen. Ist die Schaltung schließlich entworfen, so muss kontrolliert werden, ob die Vereinfachungen zulässig waren. Das ist möglich mit dem Aufbau einer Versuchsschaltung. Handelt es sich um eine Schaltung mit wenigen Bauelementen, so ist dies schnell geschehen. Bei integrierten Schaltungen jedoch ist diese Vorgehensweise nicht mehr möglich. Schon in den siebziger Jahren waren die Komponenten, die auf einer integrierten Schaltung zusammengebracht werden sollten, viel kleiner als diskrete Bauelemente. Physikalische Effekte, wie Streukapazitäten und Schalt draht- bzw. Leiterbahninduktivitäten, haben im diskreten Aufbau ein ganz anderes Gewicht als in integrierter Form. Was bei einer herkömmlichen Schaltung wie einem diskret aufgebauten Verstärker vernachlässigbar ist, wird für eine integrierte Schaltung sehr wichtig. Es kann nicht erwartet werden, dass ein Versuchsaufbau zu einer integrierten Schaltung, ausgeführt mit diskreten Bauelementen, sich genauso verhält wie die spätere integrierte Version. Die Schaltung muss daher entweder korrekt als integrierte Schaltung aufgebaut werden oder mit Hilfe eines Computerprogramms sorgfältig simuliert werden. Dies war der Grund, warum mit dem Aufkommen der integrierten Schaltungen die Simulation elektronischer Schaltkreise eine immer wichtigere Rolle spielte. Das dazu nötige Simulationsprogramm benutzt mathematische Modelle zur Beschreibung der Bauelemente, und die üblichen Messungen wie die Bestimmung des Zeitverhaltens oder des Frequenzganges werden durch numerische Methoden ersetzt. Unter mehreren Programmen zur Schaltungsanalyse hat sich „SPICE“ (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis = Simulationsprogramm mit Betonung integrierter Schaltungen) als De-facto-Standard herausgestellt.

Die Geschichte von SPICE reicht zurück bis in die Mitte der sechziger Jahre. IBM entwickelte seinerzeit das Programm ECAP. Es war die Grundlage für die Entwicklung des Programms CANCER, das Ende der sechziger Jahre an der University of California in Berkeley (USA) entstand. Mit CANCER als Basis wurde in den frühen siebziger Jahren SPICE an der Universität von Berkeley aus der Taufe gehoben. Mitte der siebziger Jahre gab es dann mit der Veröffentlichung von SPICE2 die erste Weiterentwicklung des Simulators. Die Algorithmen von SPICE2 waren mittlerweile so robust und leistungsstark geworden, dass das Programm schon bald zum Industriestandard avancierte. Zum Erfolg von SPICE2 hat sicherlich auch die Tatsache beigetragen, dass jeder Interessent das Programm praktisch kostenlos von der University of California beziehen konnte (Public Domain). Im Laufe der Jahre ist das Programm in Berkeley ständig weiterentwickelt worden, die aktuelle Version ist SPICE3F5. Daneben haben sich auch Firmen gefunden, die auf der Basis von SPICE2 eigene Weiterentwicklungen anbieten. Oft handelt es sich bei diesen Weiterentwicklungen um Ergänzungen an der Schnittstelle zum Benutzer, beispielsweise solche zur bequemen Schaltungseingabe oder zur verbesserten graphischen Auswertung der Simulationsergebnisse. Auch beim Berkeley-SPICE gab es wichtige Weiterentwicklungen. So verfügt es seit seiner Version 3 über eine komfortable graphische Ausgabe des Simulationsergebnisses. Auch SPICE3 ist als Public Domain-Software erhältlich und wird von engagierten Programmierern auf den PC portiert. Die Variante WinSpice von Mike Smith wird im Folgenden benutzt und kann aus dem Internet als Freeware bzw. Shareware für nichtkommerzielle Zwecke kostenlos über die Adresse <http://www.winspice.co.uk/> heruntergeladen werden. Der Nutzer dieses Buches findet WinSpice auch auf der CD, die dem Buch beiliegt (siehe Anhang D, Punkt „Shareware“). Das installierte Programmpaket einschließlich User Manual hat einen Umfang von 5,4 MB.

Grundsätzliches

Die Bearbeitung einer Simulationsaufgabe beginnt mit der Aufstellung der Netzliste. Darunter versteht man im ursprünglichen Sinn nur die Schaltungsbeschreibung mit einer Auflistung der Bauelemente und deren Positionierung innerhalb der Schaltung. Hinzu kommen müssen aber auch Steueranweisungen für die Durchführung der Simulation und die Ausgabe der Ergebnisse. Diese Anweisungen schließt man zweckmäßig in die Netzliste mit ein.

Wie die ausgeführten Beispiele zeigen, beginnt eine Netzliste immer mit einer Titelzeile und endet mit dem Befehl „END“. Die dazwischen liegenden Anweisungen kann man in drei Gruppen einteilen:

1. Elementanweisung

Einfache Bauelemente werden in der Liste durch eine Zeile repräsentiert, die nicht mit einem Punkt („.“) beginnt, sondern unmittelbar mit dem Namen des jeweiligen Bauelementes. Dieser besteht aus einem Kennbuchstaben an erster Stelle, gefolgt von Zahlen oder auch Buchstaben zur eindeutigen Kennzeichnung. Die Kennbuchstaben sind zum Beispiel R für den Widerstand, C für die Kapazität und L für die Induktivität. Entsprechend behandelt man auch aktive Zweipole, also Spannungs- und Stromquellen mit den Kennbuchstaben V und I. Dem Namen folgt bei den genannten Bauelementen die Angabe zweier Knoten, zwischen denen sie sich befinden, und schließlich die Angabe ihres Wertes. Diese kann man in der bei Programmiersprachen üblichen Notation eingeben (z.B. 1, 1., 1.0, 1E2, 1.25E-3). Meistens verwendet man Skalierungsfaktoren, die unmittelbar auf die vorangehende Zahl folgen müssen. Auf die Angabe der Einheit dagegen verzichtet man, weil diese durch den Kennbuchstaben dem Simulator bereits bekannt ist. Man schreibt also 0.4k für 0,4 k Ω bzw. 400 für 400 Ω , wie das nebenstehende Beispiel zeigt. Folgende Skalierungsfaktoren sind gebräuchlich:

$$\begin{aligned} T &= 10^{12} & G &= 10^9 & MEG &= 10^6 & K &= 10^3 \\ M &= 10^{-3} & MIL &= 25,4 \cdot 10^{-6} & & & & \text{(selten)} \\ U &= 10^{-6} & N &= 10^{-9} & P &= 10^{-12} & F &= 10^{-15}. \end{aligned}$$

In der Netzliste – im Folgenden stets in der Schriftart Courier – schreibt man diese Faktoren in der Regel klein, da SPICE ohnehin nicht zwischen Groß- und Kleinschreibung unterscheidet.

2. Modellanweisung

Nichtlineare Bauelemente wie Schalter, Dioden und Transistoren können nicht durch einen einfachen Wert beschrieben werden, sondern nur durch ein Ersatzbild (Modell) mit teilweise vielen Parametern. Diese werden mit einer Modellanweisung erfasst, die mit dem Befehl „MODEL“ beginnt, gefolgt von einem Modellnamen und der Angabe des Typs sowie einer Liste der jeweiligen Parameter (siehe Beispiel C.12 mit dem Modell eines Schalters).

3. Steueranweisung

Steueranweisungen beginnen in der Netzliste mit dem Befehl „CONTROL“ und enden stets mit „ENDC“. Sie bestimmen die Art der durchzuführenden Analyse, z. B. Ermittlung eines Arbeitspunktes oder einer Übertragungskennlinie mit einem „Sweep“ wie im nebenstehenden Beispiel. Die wichtigsten Steueranweisungen werden zusammen mit den zugehörigen Quellen im Blatt C.2 erklärt. Zur Ergebnisausgabe in Form einer Tabelle oder eines Graphen dienen die Befehle „PRINT“ und „PLOT“.

Bevor man eine Netzliste beginnt, ordnet man jedem Schaltungsknoten eine eindeutige Knotenbezeichnung zu. Dazu sind positive ganze Zahlen und Zeichenketten erlaubt. Einer der Knoten (Masse) muss die Zahl 0 erhalten. Er dient SPICE als Bezugsknoten. Jeder Schaltungsknoten muss eine Gleichstromverbindung nach Masse haben, und an jedem Knoten müssen mindestens zwei Elemente angeschlossen sein. Widerstände mit den Werten 0 und ∞ sind nicht erlaubt. Stattdessen verwendet man beispielsweise die Ersatzwerte 1 $\mu\Omega$ und 1 G Ω .

Die Angaben in einer Zeile werden durch ein oder mehrere Leerzeichen separiert. Eine Zeile kann in der nächsten fortgesetzt werden, wenn das erste Zeichen der neuen Zeile mit „+“ beginnt. Setzt man vor die Zeile ein „*“, so wird die ganze Zeile als Kommentarzeile ignoriert.

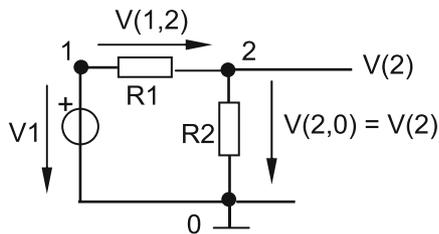
Das Erstellen der Netzliste entspricht dem Aufbau einer Versuchsschaltung, die leicht überprüft und auch wieder geändert werden kann. Der Simulator stellt dazu einen virtuellen Messplatz mit Generatoren, Oszilloskop und einer Reihe anderer Messgeräte zur Verfügung.

C.1 Gleichspannungsanalyse

Gegeben sei ein Spannungsteiler an der Spannungsquelle V1. Bestimmen Sie zunächst die „Knotenspannung“ V(2) und die Spannung V(1,2) mittels Arbeitspunktanalyse (OP-Analyse) zu $V_1 = 1V$. Ermitteln Sie ferner die Abhängigkeit der Spannungen V(2) und V(1,2) von der Spannung V1 für den Bereich von 0V bis 10V.

Schaltbild und Netzliste

$R_1 = 400\Omega$
 $R_2 = 600\Omega$



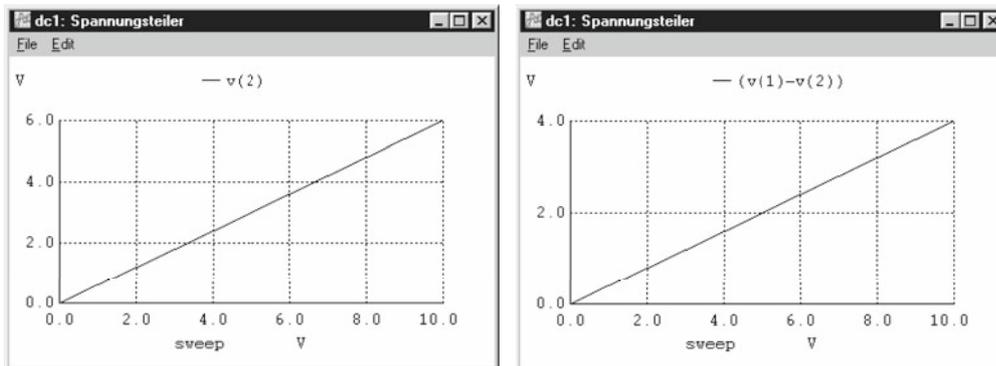
V1 bezeichnet die Quelle **und** die Quellenspannung.

```
Spannungsteiler
v1 1 0 dc 1
r1 1 2 400
r2 2 0 600
.control
op          (operating point analysis)
print v(2) v(1,2)
dc v1 0 10 2      (sweep)
plot v(2)
plot v(1,2)
.endc
.end
```

Kommentar zur Netzliste

Nach der obligaten Titelzeile wird die Spannung V1 zwischen Knoten 1 und Knoten 0 für die Arbeitspunktanalyse auf 1V gesetzt. Es folgen die beiden Anweisungen zu den Widerständen: R1 zwischen Knoten 1 und 2 mit 400Ω und R2 zwischen Knoten 2 und 0 mit 600Ω .

Nach der Eingabe „control“ folgen die Steueranweisung für die OP-Analyse und der Printbefehl für die zu bestimmenden Spannungen V(2) und V(1,2). Der anschließende „Sweep-Befehl“ lässt die Spannung V1 von 0V nach 10V in Schritten von 2V ansteigen. Danach folgen die Befehle für das Plotten der Spannungen V(2) und V(1,2), gefolgt von je einer Endeanweisung für den Control-Teil sowie für das gesamte Programm. Die beiden folgenden Bilder zeigen die Plots. Zur OP-Analyse wurden ausgedruckt: $V(2) = 0,6V$, $V(1,2) = V(1) - V(2) = 0,4V$.



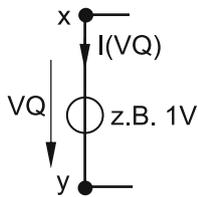
Anmerkung: Schreibt man einen Plot-Befehl in der Form `plot v(2) v(1,2)`, so werden beide Kennlinien – durch Farben unterscheidbar – in *einem* Diagramm abgebildet. Mit dem Befehl `plot v(1)` bzw. `plot v(1,0)` lässt sich auch v1 darstellen. Ersetzt man den Befehl „plot“ durch „print“, so werden entsprechende Tabellen gedruckt.

Praktische Durchführung

- Öffnen Sie einen Editor und tragen Sie die Netzliste (Schriftsatz in Courier) ein.
- Speichern Sie die Netzliste unter ihrem Titel, z. B. Spannungsteiler.cir, als „Circuit-Datei“ ab, zweckmäßig in einem neuen Ordner.
- Öffnen Sie das zuvor installierte Programm WinSpice, das sich mit einem Fenster meldet.
- Drücken Sie die Schaltfläche „File → Open“ und suchen Sie die Circuit-Datei im neuen Ordner.
- Mit einem Doppelklick auf das Dateisymbol starten Sie die Simulation und erhalten das Ergebnis.

C.2 Wichtige Quellen und Analysearten

Gleichspannungsquelle Gleichspannungsanalyse (DC Analysis)



Quellenanweisung: `vq x y dc 1`

VQ zwischen Knoten x und Knoten y mit 1V.

Steueranweisungen

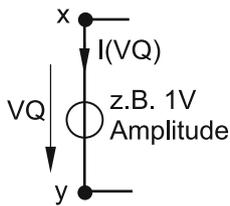
1. OP-Analyse: `op` (operating point analysis)

Alle Ruhewerte werden ermittelt und auf Printbefehl gedruckt.

2. Kennlinienanalyse (DC Sweep): `dc vq 0 10 2`

VQ läuft von 0V bis 10V in Schritten von 2V.

Wechselspannungsquelle Kleinsignalanalyse (AC-Analyse, AC Analysis)



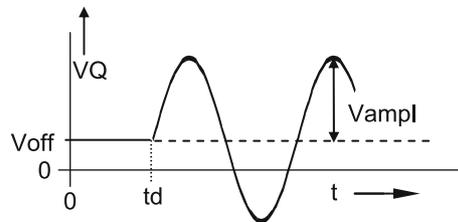
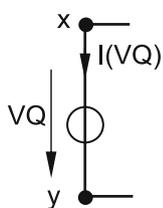
Quellenanweisung: `vq x y dc 0 ac 1`

Der DC-Wert bestimmt den Arbeitspunkt. Die AC-Amplitude, hier angesetzt mit 1V, ist beliebig.

Steueranweisung: `ac dec 100 10 100k`

Die Frequenz läuft mit 100 Schritten/Dekade von 10 Hz bis 100 kHz. Mit `lin` statt `dec` wird die Frequenzachse linear geteilt bei insgesamt 100 Schritten.

Sinusquelle mit Offset Analyse im Zeitbereich (Transient Analysis)



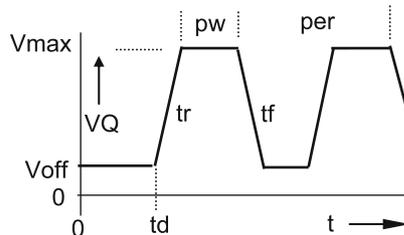
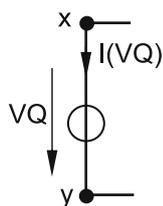
| | |
|-------|----------------|
| Voff | Offsetspannung |
| Vampl | Amplitude |
| f | Frequenz |
| td | delay time |

Quellenanweisung: `vq x y sin(voff v ampl f td)`

Steueranweisung: `tran tstep tstop tstart tmax`

Die Analyse beginnt stets bei $t = 0$ und endet bei $tstop$. Das Ergebnis wird mit der Schrittweite $tstep$ ausgegeben, ebenfalls beginnend bei $t = 0$ bzw. bei $tstart$, falls angegeben (optional). Mit $tmax$ wird die maximale Schrittweite für die Berechnung vorgegeben (optional).

Pulsquelle mit Offset Analyse im Zeitbereich (Transient Analysis)



| | |
|------|----------------|
| Voff | Offsetspannung |
| Vmax | Höchstspannung |
| td | delay time |
| tr | rise time |
| tf | fall time |
| pw | pulse width |
| per | period |

Quellenanweisung: `vq x y pulse(voff vmax td tr tf pw per)`

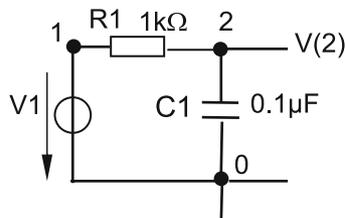
Steueranweisung: `tran tstep tstop tstart tmax` (wie oben)

Mit der Bezeichnung IQ statt VQ werden die Quellen zu Stromquellen mit einem positiven Stromfluss von x nach y im Sinne des eingetragenen Stromzählpfeiles. Dieser dient bei der Spannungsquelle zur Bestimmung des Quellenstromes.

C.3 Kleinsignalanalyse (AC Sweep)

In Anlehnung an Abschn. 4.5 soll der Frequenzgang der Ausgangsspannung und des zugehörigen Phasenwinkels beim RC-Tiefpass bestimmt werden.

Schaltbild und Netzliste



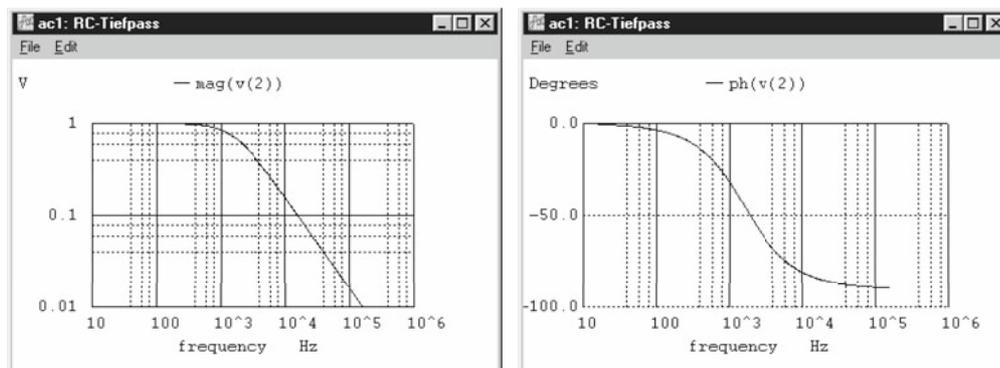
```
RC-Tiefpass
v1 1 0 dc 0 ac 1
r1 1 2 1k
c1 2 0 0.1u
.control
ac dec 100 15.9 159k
plot v(2) loglog
set units=degrees
plot ph(v(2))
plot db(v(2))
.endc
.end
```

Kommentar

Die Netzliste beginnt mit der Titelzeile, gefolgt von der Anweisung zur Quelle V1. Mit der Vorgabe `dc . . .` wird der Simulator angewiesen, den entsprechenden Arbeitspunkt zu suchen, an dem die im Control-Teil verlangten Analysen durchzuführen sind. In einer nichtlinearen Schaltung wird dazu eine Linearisierung der Kennlinie vorgenommen. Die Kleinsignalanalyse kann daher auch in nichtlinearen Schaltungen mit beliebiger Amplitude durchgeführt werden. Zweckmäßig arbeitet man mit der Amplitude 1V (`ac 1`), weil dann die berechnete Ausgangsspannung auch unmittelbar den Amplitudenfaktor (Übertragungsfaktor) angibt.

Im Control-Teil wird eine dekadische Frequenzaufteilung verlangt mit 100 Punkten / Dekade, beginnend bei 15,9 Hz und endend bei 159 kHz. Die Aufzeichnung (Plot) der Spannung `V(2)` soll doppeltlogarithmisch („loglog“) erfolgen. Mit dem Befehl „`set units=degrees`“ wird verlangt, dass der zugehörige Phasenwinkel in Grad berechnet wird. Lässt man diese Zeile weg, so erfolgt eine Ausgabe im Bogenmaß. Der dritte Plot-Befehl veranlasst eine Darstellung der Ausgangsspannung im dB-Maß mit dem Bezugswert $U_0 = 1V$ nach Anhang A.12.

Die beiden ersten Plots werden im Folgenden dargestellt. Mit `mag(v(2))` wird der Betrag (magnitude) der Spannung `V(2)` bezeichnet, also hier die Amplitude.



Sofern nur ein schmaler Frequenzbereich untersucht werden soll, ist eine lineare Aufteilung der Achsen sinnvoll. Für eine Analyse in der Umgebung der Grenzfrequenz (1590 Hz), braucht man lediglich die zwei betreffenden Zeilen in der Netzliste wie folgt umzuschreiben:

```
ac lin 100 1k 2k und plot v(2) .
```

Man kann auch in einen bestimmten Bereich des Plots „hineinzoomen“, indem man die betreffende Stelle mit der linken Maustaste anklickt und mit gedrückter Maustaste ein Rechteck aufzieht. Der gezoomte Bereich erscheint, sobald man die Maustaste loslässt.

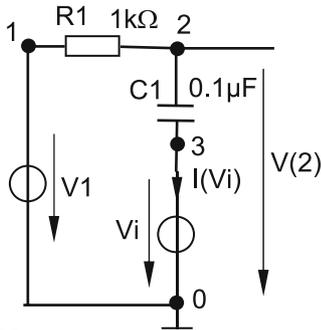
Anmerkung: Lässt man die DC-Vorgabe in der Netzliste weg, so wird die Simulation für `dc 0` ausgeführt, aber eine Warnmeldung ausgegeben: „Warning: v1 has no value, DC 0 assumed.“

C.4 Analyse des Stromes im RC-Tiefpass

Der schon von C.3 her bekannte RC-Tiefpass werde an der sinusförmigen Wechselspannung V1 mit einer konstanten Amplitude von 1V betrieben.

- Bestimmen Sie den Frequenzgang des Stromes durch R1 und C1 für den Frequenzbereich von 15,9 Hz bis 159 kHz.
- Bestimmen Sie den Zeitverlauf des Stromes für 1,6 kHz = const., wenn die Eingangsspannung zum Zeitpunkt $t = 0$ im Nulldurchgang einsetzt.

Schaltbild und Netzlisten



```

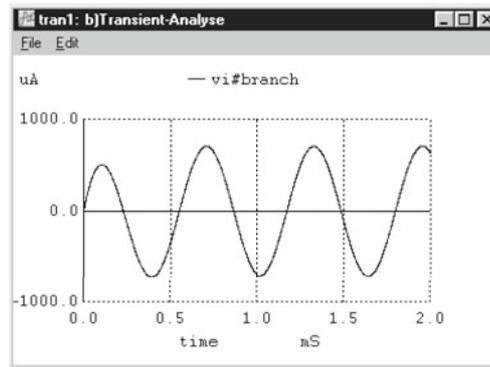
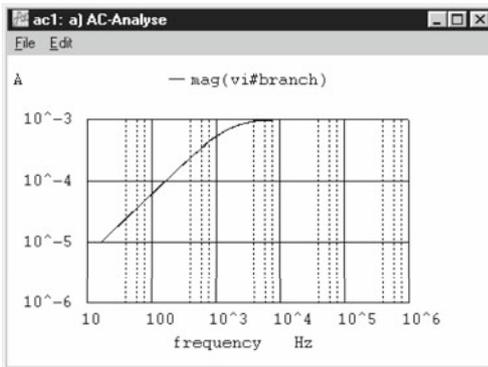
a) AC-Analyse
v1 1 0 dc 0 ac 1
r1 1 2 1k
c1 2 3 0.1u
vi 3 0 dc 0
.control
ac dec 100 15.9 159k
plot i(vi) loglog
.endc
.end

b) Transient-Analyse
v1 1 0 sin(0 1 1.6k 0)
+ dc 0
r1 1 2 1k
c1 2 3 0.1u
vi 3 0 dc 0
.control
tran 0.6u 2m 0
plot i(vi)
.endc
.end

```

Kommentar

- Um den Strom zu erfassen, setzt man in die betreffende Leitung eine „Nullspannungsquelle“ ein. Im Schaltbild ist dies die Spannungsquelle Vi, deren Strom $i(Vi)$ bestimmt werden kann. Die Netzliste wird analog zum Beispiel C.3 aufgebaut. Das Ergebnis zeigt das linke Bild.
- Zur Ermittlung des Stromverlaufs über der Zeit wird für V1 eine Sinusquelle nach C.2 eingesetzt und eine Transient-Analyse durchgeführt. Die entsprechenden Anweisungen dazu ergeben sich aus C.2. Da zur Frequenz $f = 1,6$ kHz eine Periodendauer von etwa 0,6 ms gehört, wird die Zeit $tstep$ auf 0,6 μ s angesetzt und $tstop$ auf 2 ms. Der Plot ist im rechten Bild.



Wünscht man im rechten Bild zum Vergleich auch den Verlauf der Spannung V1, so kann man den Plot-Befehl wie folgt ändern: `plot i(vi) v(1)/1000`. Die darzustellende Spannung hat dann die Amplitude 1mV, der Strom etwa 1mA. Das bedeutet gleiche Größenordnung für die Beträge. Wegen der verschiedenen Einheiten erfolgt die Ausgabe dann in „units“.

Anmerkungen: Im vorliegenden Beispiel ist die Nullspannungsquelle als „Strommesser“ nicht unbedingt erforderlich, weil man nach C.2 auch $i(V1)$ bestimmen kann. Wegen $i(V1) = -i(Vi)$ ergibt sich dann im Zeitverlauf des Stromes eine Phasenumkehr. Für die Betragsdarstellung im linken Bild ist dies ohne Bedeutung.

Man kann die obigen Simulationen auch mit *einer* Netzliste durchführen, wenn man wie in C.10 mit einer kombinierten Spannungsquelle und verschachtelten Steueranweisungen arbeitet.

C.5 Laden und Entladen eines Kondensators

In Anlehnung an Abschn. 4.2 werde das Laden und Entladen über einen Vorwiderstand untersucht. Dazu diene ein Schaltungsaufbau nach C.4 mit V1 als Rechteck-Pulsquelle und Vi als Nullspannungsquelle zur Darstellung des Stromes.

Schaltung:
R1 = 1k Ω , C1 = 1 μ F

Pulsquelle:
Impulshöhe 10V, Impulsbreite 7ms, Periode 14ms.

Netzliste mit Kommentar

```
Transient-Analyse
v1 1 0 dc 0 pulse
+(0 10 0 1u 1u 7m 14m)
r1 1 2 1k
c1 2 3 1u ic=0
vi 3 0 dc 0
.control
tran 10u 14m 5u uic
plot v(2,3)
plot i(vi)
.endc
.end
```

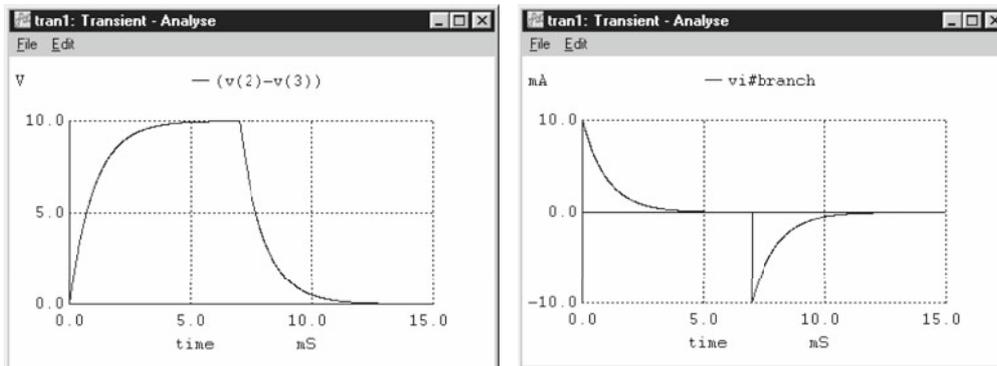
Der Simulator verlangt einen DC-Wert für die Quellenspannung v1, zu dem eine Arbeitspunktanalyse wie in C.1 ausgeführt werden kann. Für die Transient-Analyse ist dieser DC-Wert ohne Bedeutung.

Die Werte der Pulsquelle sind nach C.2 mit sehr kurzen Flankenzeiten $tr = tf = 1\mu$ s gesetzt. Ein Nullsetzen sollte man vermeiden.

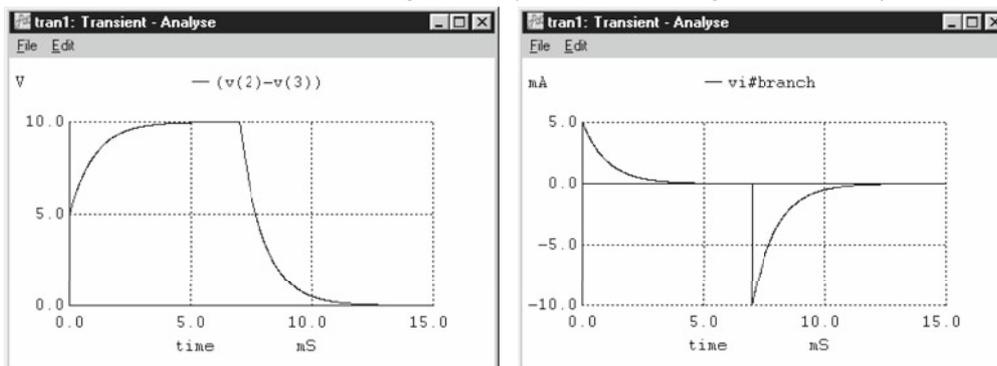
IC (Initial Condition) = 0 bedeutet einen Kondensator ohne Vorladung. Der Zusatz UIC (Use Initial Condition) im Transient-Befehl ist erforderlich für $IC \neq 0$, d.h. für die Berücksichtigung einer möglichen Vorladung.

Im Transient-Befehl wird die Ausgabe des Ergebnisses um 5 μ s verzögert, damit das Setzen einer Anfangsspannung am Kondensator vor der Aufzeichnung abgeschlossen ist.

Laden und Entladen ohne Vorladung (IC = 0)



Laden und Entladen mit Vorladung auf 5V (IC = 5, Änderung der Netzliste)

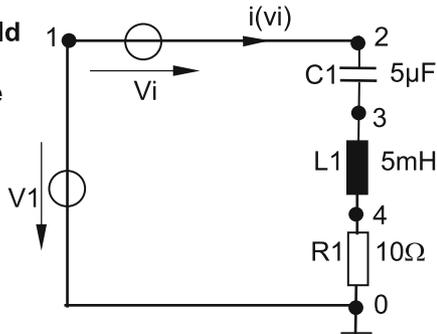


Anmerkung: Für die Untersuchung von nichtperiodischen Vorgängen, bei denen die Anregungsfunktion wie im obigen Beispiel durch Geradenstücke dargestellt werden kann, eignet sich besonders die in C.11 beschriebene PWL-Quelle (Piece-Wise Linear Source).

C.6 Reihenschwingkreis

Zu dem im Abschn. 5.7 behandelten Reihenschwingkreis ist der Frequenzgang des Scheinwiderstandes Z doppeltlogarithmisch darzustellen im Bereich von 10Hz bis 100kHz, außerdem mit linearer Achsenteilung im Bereich von 0Hz bis 2500Hz bei gleichzeitiger Beschränkung auf den Wertebereich unter 100Ω. Ferner stelle man die Ortskurve des komplexen Widerstandes Z dar sowie den Frequenzgang des Phasenwinkels.

Schaltbild und Netzliste

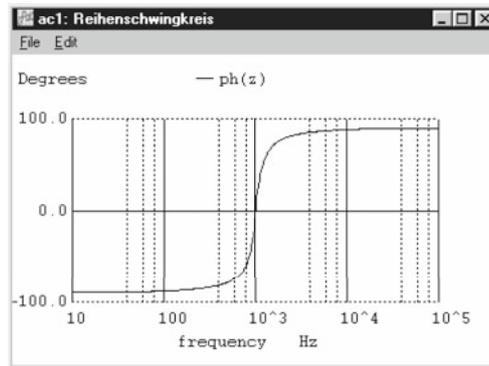
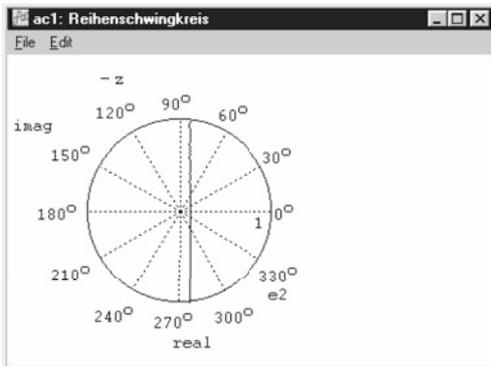
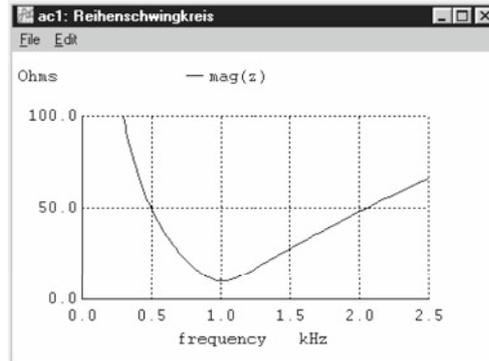
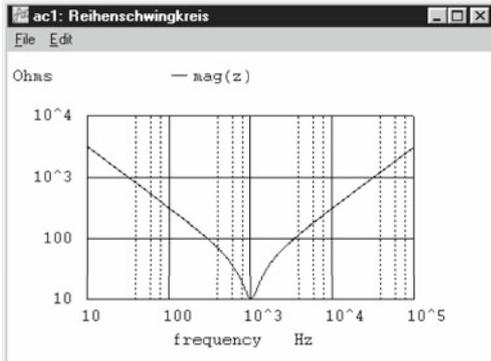


```
Reihenschwingkreis
v1 1 0 dc 0 ac 1
vi 1 2 dc 0 (Nullspannungsquelle)
c1 2 3 5u
l1 3 4 5m
r1 4 0 10
.control
ac dec 100 10 100k
let z= v(1)/i(vi)
plot mag(z) loglog
plot mag(z) linear xlimit
+ 0 2500 ylimit 0 100
plot z polar xlimit 0 100
set units=degrees
plot ph(z)
.endc
.end
```

Die Schaltung enthält eine Nullspannungsquelle ($V_i = 0$) zur Erfassung des Stromes $i(v_i)$.

Kommentar

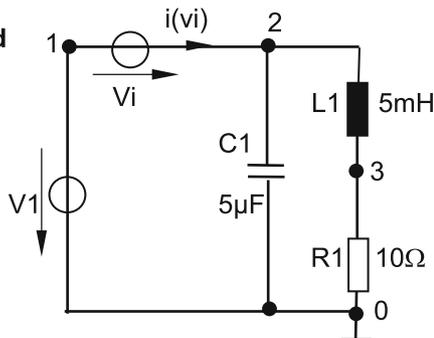
Mit dem Befehl `let z = v(1) / i(vi)` wird der komplexe Widerstand gebildet, hier einfach z genannt, als Quotient aus der komplexen Spannung $v(1)$ und dem komplexen Strom $i(v_i)$. Sein Betrag (magnitude) wird mit `mag(z)` bezeichnet. Die lineare und die polare Darstellung werden begrenzt durch `xlimit` und `ylimit` auf den Achsen.



C.7 Parallelschwingkreis

Zu dem im Abschn. 5.7 behandelten Parallelschwingkreis ist der Frequenzgang des Scheinwiderstandes Z doppeltlogarithmisch darzustellen im Bereich von 10Hz bis 100kHz, außerdem mit linearer Achsenteilung im Bereich von 0Hz bis 2500Hz bei gleichzeitiger Beschränkung auf den Wertebereich unter 150 Ω . Ferner stelle man die Ortskurve des komplexen Widerstandes Z dar sowie den Frequenzgang des Phasenwinkels.

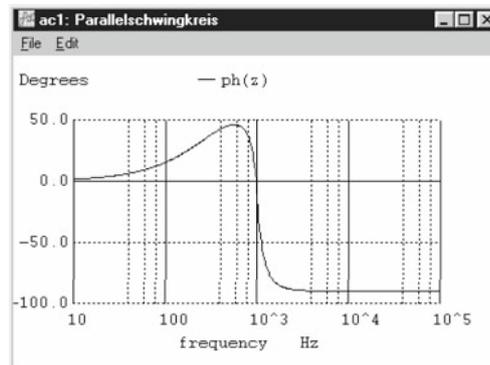
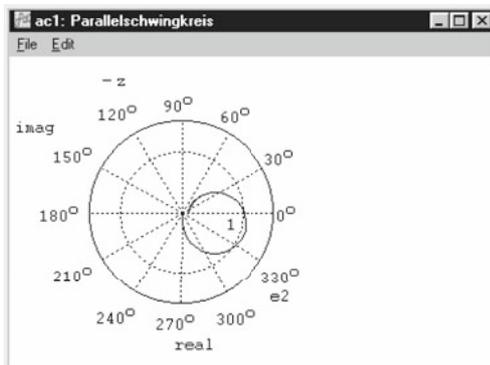
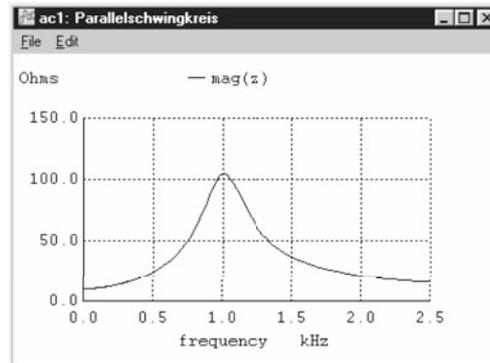
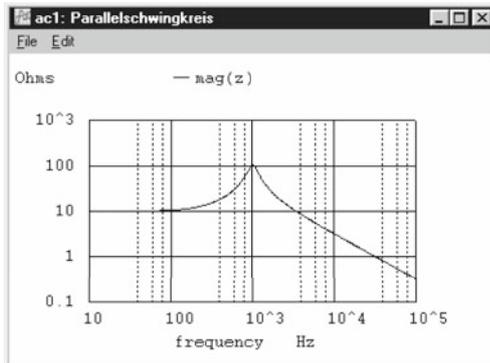
Schaltbild und Netzliste



```
Parallelschwingkreis
v1 1 0 dc 0 ac 1
vi 1 2 dc 0 (Nullspannungsquelle)
c1 2 0 5u
l1 2 3 5m
r1 3 0 10
.control
ac dec 100 10 100k
let z = v(1)/i(vi)
plot mag(z) loglog
plot mag(z) linear xlimit
+ 0 2500 ylimit 0 150
plot z polar xlimit 0 150
set units=degrees
plot ph(z)
.endc
.end
```

Kommentar

Die Bilder zeigen das typische Verhalten eines Parallelschwingkreises mit einem Widerstand in Reihe zur Induktivität. Im Frequenzbereich weit unterhalb der Resonanz zeigen sich wesentliche Unterschiede zu einem Parallelschwingkreis mit Parallelwiderstand (vgl. Anhang A.10). Leider macht die Ortskurve nur eine qualitative Aussage, da eine Frequenzteilung fehlt.



C.8 RC-Spannungsteiler

In Anlehnung an Abschn. 4.6 werde das Übertragungsverhalten des folgenden RC-Teilers mit der dort angegebenen Rechteckquelle am Eingang untersucht. Dazu sind nacheinander die Parametereinstellungen von a) bis d) vorzunehmen.

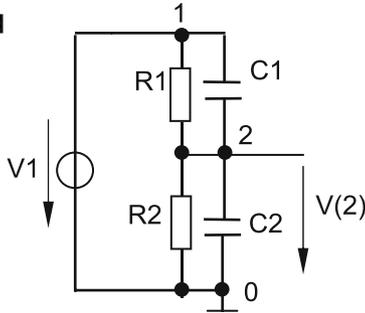
Parametereinstellungen

| a) | b) | c) | d) |
|----------------|----------------|----------------|----------------|
| R1 1k Ω | R1 1k Ω | R1 1k Ω | R1 1G Ω |
| C1 25nF | C1 50nF | C1 50nF | C1 50nF |
| R2 1k Ω | R2 1k Ω | R2 1k Ω | R2 1k Ω |
| C2 50nF | C2 50nF | C2 25nF | C2 0 |

Netzliste

```
RC-Spannungsteiler
v1 1 0 dc 0
+pulse(0 2 0 1u 1u 1m 1.5m)
r1 1 2 1k
c1 1 2 25n
r2 2 0 1k
c2 2 0 50n
.control
tran 0.01m 3m 0 0.01m
plot v(2)
alter c1=50n
tran 0.01m 3m 0 0.01m
plot v(2)
alter c2=25n
tran 0.01m 3m 0 0.01m
plot v(2)
alter r1=1g
alter c2=0
tran 0.01m 3m 0 0.01m
plot v(2)
.endc
.end
```

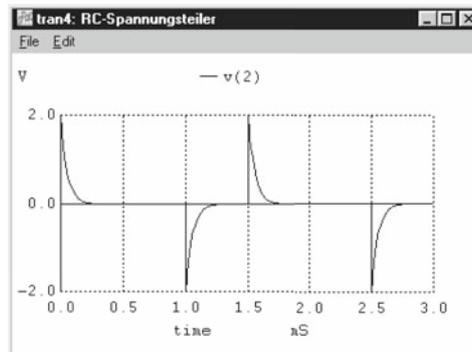
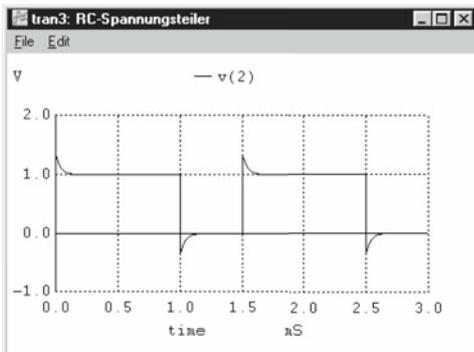
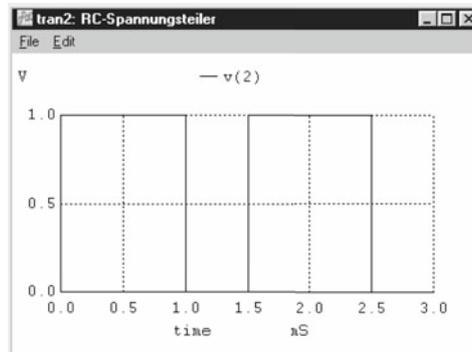
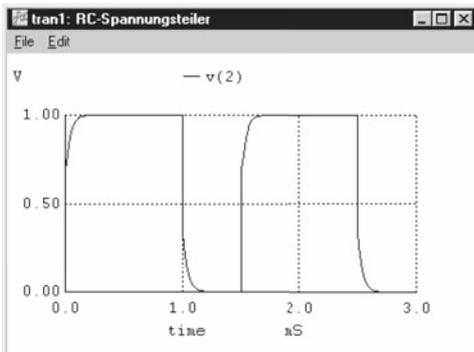
Schaltbild



Achtung! Nach jeder Änderung eines oder mehrerer Parameter gelten die nicht geänderten Werte aus dem vorherigen Lauf weiter.

Kommentar

Mit den Einstellungen a) bis c) wird das Verhalten des unterkompensierten, des kompensierten und des überkompensierten Teilers dargestellt [Ü]. Einstellung d) ergibt ein Differenzierglied.



C.9 RC-Allpass

In Anlehnung an Abschn. 4.5 ist zu zeigen, dass bei festen Widerständen $R1 = R2$ und festen Kapazitäten $C1 = C2$ der Amplitudenfaktor stets $A = 1$ ist, unabhängig von der Frequenz. Man nehme dazu die folgenden Wertepaare für $R1/R2$ und stelle auch den zugehörigen Frequenzgang der Phasendrehung dar.

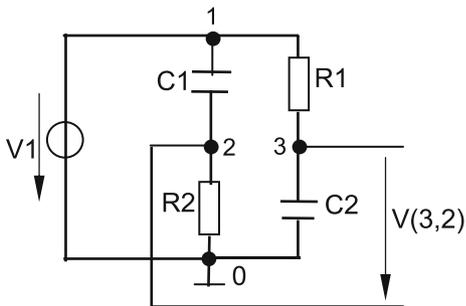
Parameter

| | | |
|-----------------|----------------|------------------|
| a) | b) | c) |
| R1 10k Ω | R1 1k Ω | R1 0,1k Ω |
| R2 10k Ω | R2 1k Ω | R2 0,1k Ω |

Netzliste

```
RC-Allpass
v1 1 0 dc 0 ac 1
r1 1 3 10k
C1 1 2 0.1u
r2 2 0 10k
c2 3 0 0.1u
.control
ac dec 100 10 1meg
alter r1= 1k
alter r2= 1k
ac dec 100 10 1meg
alter r1= 0.1k
alter r2= 0.1k
ac dec 100 10 1meg
plot mag(ac1.v(3)-ac1.v(2))
+ mag(ac2.v(3)-ac2.v(2))
+ mag(ac3.v(3)-ac3.v(2))
set units=degrees
plot ph(ac1.v(3)-ac1.v(2))
+ ph(ac2.v(3)-ac2.v(2))
+ ph(ac3.v(3)-ac3.v(2))
.endc
.end
```

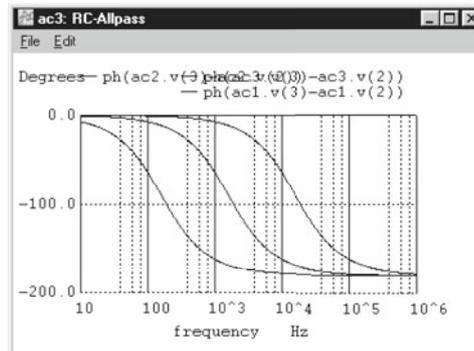
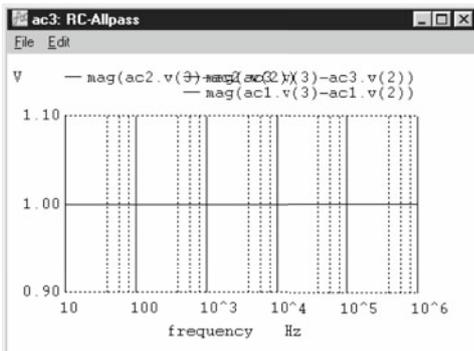
Schaltbild



Kommentar

Wegen der zweimaligen Änderung der Widerstände mit dem Befehl „alter“ werden insgesamt drei Simulationsläufe $ac1$, $ac2$ und $ac3$ ausgeführt. Diese Zählung nimmt der Simulator automatisch vor. Die interessierende Spannung $V(3,2)$ ist als Differenz aus den Spannungen $V(3)$ und $V(2)$ mit der Anweisung $mag((v(3) - v(2)))$ zu bilden. Sie hat für alle Fälle erwartungsgemäß den konstanten Betrag (magnitude) 1V bei einer Eingangsamplitude von ebenfalls 1V.

Der gewünschte Phasenwinkel wird entsprechend mit dem Vorsatz „ph“ formuliert. Da die Ergebnisse wie bei der Ausgangsspannung zweckmäßig gemeinsam in *einem* Diagramm dargestellt werden, fordert man im Plotbefehl diese mit $ac1.. ac2.. ac3..$ hintereinander an. Im Unterschied dazu wird in C.8 für jede Parametereinstellung ein eigener Plotbefehl formuliert und entsprechend auch ein eigener Plot erzeugt, was einfacher ist (siehe Anmerkung).



Anmerkung: Wenn nur *ein* Simulationslauf (ohne Parameteränderung) vorgesehen ist, genügt die einfache Form der Plotbefehle: `plot v(3,2)` und `plot ph(v(3,2))`.

C.10 LC-Tiefpass

In Anlehnung an Abschn. 5.8 werden das Übertragungsverhalten eines LC-Tiefpasses in Abhängigkeit von der Frequenz und das Einschwingverhalten untersucht. Folgende Parametereinstellungen werden betrachtet:

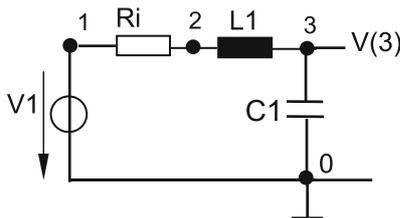
Parameter

| a) | b) | c) |
|----------|----------|----------|
| Ri 63,2Ω | Ri 31,6Ω | Ri 15,8Ω |
| L1 5mH | L1 5mH | L1 5mH |
| C1 5μF | C1 5μF | C1 5μF |

Netzliste

```
LC-Tiefpass
v1 1 0 dc 0 ac 1
+ pulse(0 1 0 1u 1u 2m 4m)
ri 1 2 63.2
l1 2 3 5m
c1 3 0 5u
.control
ac dec 100 100 10k
tran 1u 2m 0 1u
alter ri=31.6
ac dec 100 100 10k
tran 1u 2m 0 1u
alter ri=15.8
ac dec 100 100 10k
tran 1u 2m 0 1u
plot mag(ac1.v(3)) mag(ac2.v(3))
+mag(ac3.v(3)) loglog
plot tran1.v(3) tran2.v(3) tran3.v(3)
.endc
.end
```

Schaltbild



Kommentar

Der als Tiefpass genutzte Reihenschwingkreis hat nach Abschn. 5.7 den Kennwiderstand $Z_0 = 31,6\Omega$. Seine Resonanzfrequenz beträgt 1kHz. Mit den drei ausgewählten Widerständen Ri ergeben sich die Güteverhältnisse $Q = 0,5, 1$ und 2 . Das zu untersuchende Übertragungsverhalten erfordert eine AC-Analyse und das Einschwingverhalten eine Transient-Analyse. Diese werden hier im Unterschied zu C.4 mit einer kombinierten Netzliste durchgeführt:

Die Quelle V1 enthält sowohl eine Wechselspannungsquelle als auch eine Pulsquelle. Die Anweisungen zu den Analysen werden jeweils hintereinander gesetzt, ebenso die Plotbefehle. Auf dem Bildschirm sind die Ergebnisse durch Farben unterscheidbar.

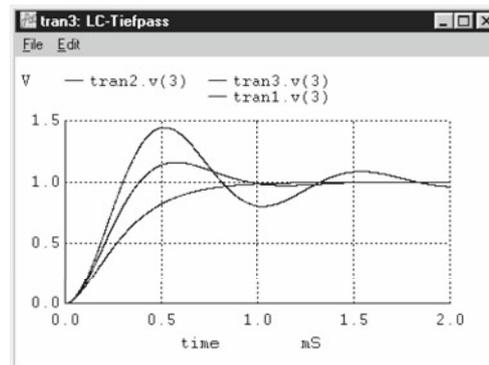
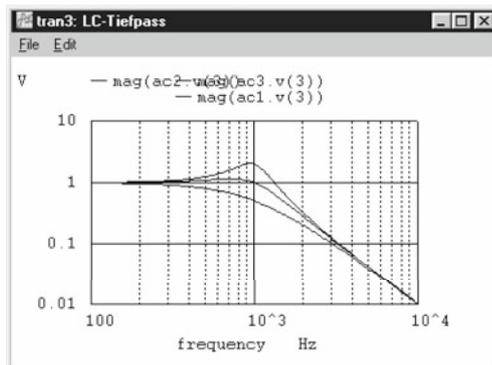
Grundsätzlich ließe sich auch noch eine DC-Analyse einfügen, beispielsweise wie in C.1 mit dem Sweep-Befehl

```
dc v1 0 10 1
```

und dem Plot-Befehl

```
plot dc1.v(3) dc2.v(3) dc3.v(3) .
```

Das Ergebnis allerdings wäre hier trivial, da stets $V(3) = V1$.

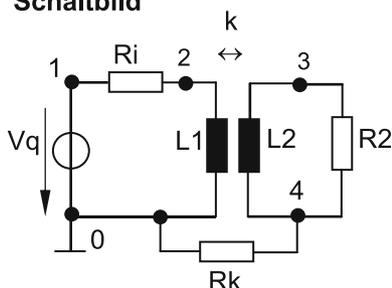


Anmerkung: Bei mehreren gleichartigen Simulationsläufen nacheinander werden diese vom Simulator mit dc1.. dc2.. dc3.. bzw. ac1.. ac2.. ac3.. bzw. tran1.. tran2.. tran3.. benannt und sind auch so im Ausgabebefehl anzusprechen. Bei nur *einem* Simulationslauf gilt sinngemäß auch die Anmerkung in C.9.

C.11 Impulsübertrager

In Anlehnung an Abschn. 6.4 soll das Übertragungsverhalten des dort beschriebenen Impulsübertragers untersucht werden. Der Generator mit Innenwiderstand $R_i = 50\Omega$ erzeuge die angegebene Quellenspannung V_q . Der Übertrager habe die Induktivitäten $L_1 = 2,5\text{mH}$ und $L_2 = 5\text{mH}$ bei einem Kopplungsfaktor $k = 1$ und werde mit $R_2 = 100\Omega$ belastet.

Schaltbild



Netzliste

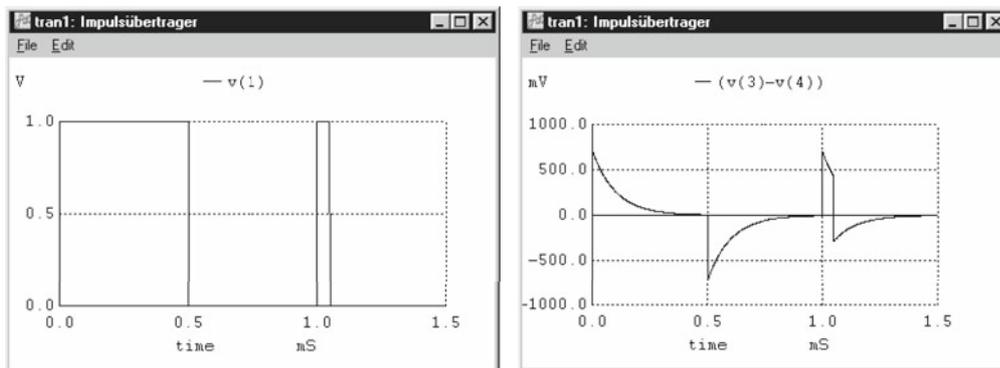
```
Impulsübertrager
vq 1 0 dc 0 pwl(0 0 1u 1 0.5m 1 0.501m 0
+1m 0 1.001m 1 1.05m 1 1.051m 0)
ri 1 2 50
l1 2 0 2.5m
l2 3 4 5m
k 11 12 1      (Kopplungsfaktor)
r2 3 4 100
rk 4 0 1t      (1 Teraohm)
.control
tran 1u 1.5m
plot v(1,0)
plot v(3,4)
.endc
.end
```

Kommentar

Für die Erzeugung der Spannung V_q mit einem „langen“ und einem „kurzen“ Impuls wird im Beispiel eine PWL-Quelle verwendet. Das Kürzel PWL steht für „Piece-Wise Linear“ und bedeutet, dass ein beliebiger Zeitverlauf durch Geradenstücke angenähert wird, die an ihrem Anfang und Ende durch je einen Zeitwert und den zugehörigen Spannungswert bestimmt werden: $0\mu\text{s } 0\text{V}$ $1\mu\text{s } 1\text{V}$ $0,5\text{ms } 1\text{V}$ $0,501\text{ms } 0\text{V}$ $1\text{ms } 0\text{V}$ $1,001\text{ms } 1\text{V}$ usw. Der so erzeugte Zeitverlauf wird mit Plot 1 (links) dargestellt. Der rechte Plot zeigt den dazu erwarteten Verlauf der Ausgangsspannung als Ergebnis der in der Netzliste geforderten Transientenanalyse.

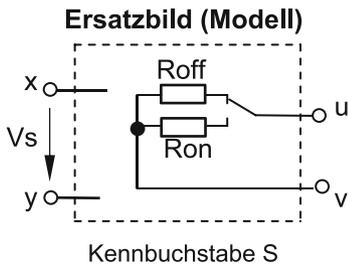
Der Kopplungsfaktor wird mit $k = 1$ für den Idealfall eines streuungsfreien Übertragers angesetzt. Bei einem Übertrager mit Streuung ist er kleiner als eins (siehe Abschn. 6.1 und 6.2).

Der sehr hochohmige Hilfswiderstand R_k hat praktisch keine Bedeutung, erfüllt aber die Bedingung, dass jeder Schaltungspunkt eine Gleichstromverbindung nach Masse haben muss.



Anmerkung: Durch die Einführung einer Nullspannungsquelle V_1 auf der Primärseite und V_2 auf der Sekundärseite lassen sich auch der Eingangsstrom $i(V_1)$ und der Ausgangsstrom $i(V_2)$ darstellen. Den Magnetisierungsstrom erhält man dann mit dem Befehl: `Plot i(V1) - i(V2)/0.71` mit 0.71 als Übersetzungsverhältnis \ddot{u} .

C.12 Spannungsgesteuerter Schalter (VSWITCH)



Entsprechend nebenstehendem Ersatzbild versteht man unter einem spannungsgesteuerten Schalter einen Vierpol, über dessen Eingangsspannung V_s der Ausgang von einem hochohmigen Widerstand R_{off} auf einen niederohmigen Wert R_{on} umgeschaltet wird. Mit den frei wählbaren Schwellwerten V_{on} und V_{off} gilt:

$V_s > V_{on} \rightarrow R_{on}$ und $V_s < V_{off} \rightarrow R_{off}$.

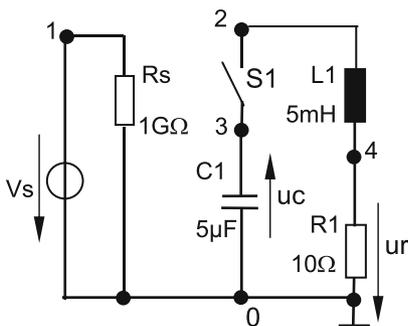
Es muss sein: $V_{on} > V_{off}$ und $R_{off} / R_{on} < 10^{12}$. Der ideale Schalter mit $R_{on} = 0$ und $R_{off} = \infty$ ist nicht simulierbar.

In der Netzliste schreibt man:

```
S.. u v x y name (willkürlicher Modellname)
.model name sw( Ron Roff Von Voff )
```

Beispiel: Der freie Schwingkreis nach Abschn. 5.7 mit geladenem Kondensator werde über einen spannungsgesteuerten Schalter zur Zeit $t = 0$ eingeschaltet. Der Zeitverlauf der Spannung u_c am Kondensator und der Spannung u_r am Widerstand ist aufzuzeichnen. Als Quelle für V_s verwende man eine Pulsquelle mit ausreichend großer Periode.

Schaltbild und Netzliste

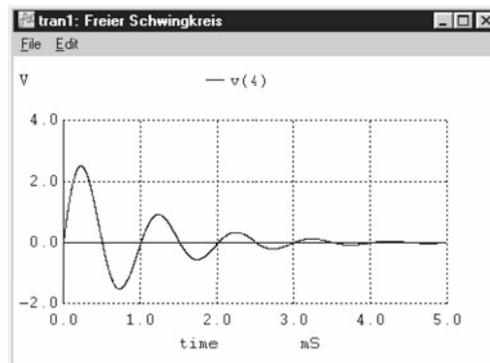
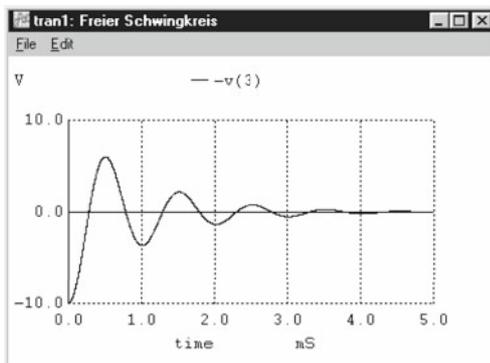


```
Freier Schwingkreis
vs 1 0 dc 0 pulse(0 1 0 1u 1u 6m 12m)
rs 1 0 1g
c1 0 3 5u ic=-10
s1 3 2 1 0 schalter
.model schalter sw(ron=10m
+roff=10meg von=0.5 voff=0.4)
l1 2 4 5m
r1 4 0 10
.control
tran 1u 5m 1u uic
plot v(0,3)
plot v(4,0)
.endc
.end
```

Kommentar

Mit dem sehr hochohmigen Widerstand R_s wird der Grundsatz erfüllt, dass an jedem Knoten mindestens zwei Schaltelemente angeschlossen sein sollen. Da aber die Spannungsquelle V_s selbst eine Gleichstromverbindung nach Masse herstellt, könnte ausnahmsweise auf R_s verzichtet werden.

Im Transient-Befehl wird mit der Angabe $t_{start} = 1\mu$ der Plot um $1\mu s$ verzögert. Ohne diese Verzögerung erscheint zu Beginn ein Spannungssprung in der Spannung u_c , hervorgerufen durch das Setzen der Anfangsbedingung $IC = -10$.



C.13 Diode

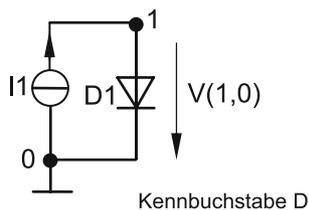
SPICE bildet das nichtlineare, frequenzabhängige und temperaturabhängige Verhalten einer Diode durch ein Ersatzschaltbild (Modell) nach. Dazu gehört eine umfangreiche mathematische Beschreibung mit über 20 Parametern. Der Anwender kann sich jedoch je nach Problemstellung auf wenige bekannte Parameter beschränken. Alle anderen werden von SPICE durch sog. defaults ergänzt. Das sind Ersatzwerte, die SPICE bei fehlenden Parameterwerten automatisch hinzufügt, um in jedem Fall ein angenähertes Analyseergebnis zu erzielen. Für zwei bekannte Diodentypen werden im Folgenden einige Modellparameter angegeben:

| Typ | IS | N | RS | Cj0 oder CjO | BV |
|----------|-------|------|---------------|--------------|----------|
| 1N4001 | 14 nA | 1,98 | 34m Ω | 26pF | 75V |
| 1N4148 | 2,7nA | 1,84 | 0,57 Ω | 4pF | 100V |
| Defaults | 10 fA | 1 | 0 | 0 | ∞ |

IS = Sperr sättigungsstrom (I_{R0}), N = Korrekturfaktor (m), auch als Emissionskoeffizient bezeichnet, RS = Bahnwiderstand, Cj0 = Sperrschichtkapazität, BV = Durchbruchspannung. In Klammern sind die bisher verwendeten Bezeichnungen angegeben (vgl. Abschn. 3.1).

Beispiel: Die I-U-Kennlinie der Diode 1N4001 ist durch eine DC-Analyse zu ermitteln, wobei die Spannung über dem Strom im Bereich 0 bis 1A aufzutragen ist.

Schaltbild und Netzliste

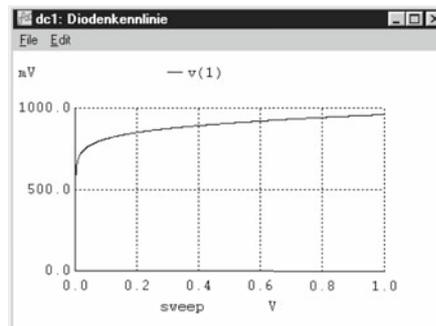


```
Diodenkennlinie
il 0 1 dc 0      (Stromrichtung 0 → 1)
d1 1 0 1n4001
.model 1n4001 d(is=14n n=1.98 rs=34m)
.control
dc il 0 1 1m    (0 bis 1A, Schrittweite 1mA)
plot v(1,0)
.endc
.end
```

Erklärung

Entsprechend der Aufgabenstellung wird die Analyse mit einer Stromquelle durchgeführt, deren Position mit der zweiten Zeile in der Netzliste festgelegt wird. Die folgende fettgedruckte Zeile beschreibt die Position der Diode, wobei die Reihenfolge 1 0 die Durchlassrichtung bezeichnet. Die folgende Zeile enthält die Modellbeschreibung mit einer Beschränkung auf drei Parameter, die für die statische Kennlinie maßgebend sind.

In nebenstehender Darstellung fällt auf, dass offenbar aufgrund eines Programmfehlers die x-Achse mit V statt mit A beschriftet ist. Man kann diesen Mangel dadurch beheben, dass man über dem Plot-Befehl die zusätzliche Zeile einfügt: **settype current sweep**



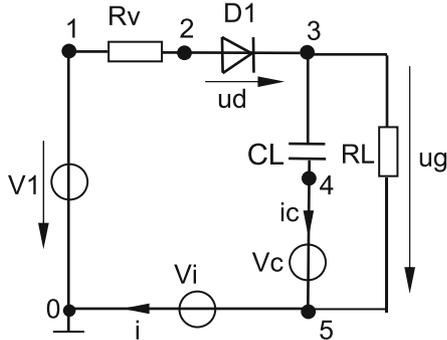
Kommentar

Um das Verhalten der Diode im schnellen Schaltbetrieb bzw. bei Anwendungen im Hochfrequenzbereich richtig darzustellen, ist die obige Parameterliste noch zu vervollständigen [3-4]. Für überschlägige Untersuchungen im NF-Bereich dagegen kann man auf die Klammer mit den Parameterwerten ganz verzichten und arbeitet dann mit einer Ersatzdiode entsprechend den Default-Werten, die eine etwas kleinere Flussspannung hat als die Diode 1N 4001. Die Flussspannung wird nahezu null (ideale Diode), wenn man den Parameter N auf sehr kleine Werte ≤ 0.001 setzt, was für Gedankenexperimente nützlich ist, siehe auch C.23. Mit einer passenden Festlegung des Parameters BV kann man auch Z-Dioden simulieren, siehe C.21.

C.14 Einweggleichrichter

In Anlehnung an Abschn. 4.7 werde ein Einweggleichrichter mit Ladekondensator untersucht. Dabei soll eine Wechselspannungsquelle mit der Frequenz $f = 50\text{Hz}$ und der Amplitude $V_{\text{ampl}} = 10\text{V}$ zum Zeitpunkt ihres positiven Spannungsmaximums ($t_d = -5\text{ms}$) aufgeschaltet werden. Man bestimme den Zeitverlauf der Ausgangsspannung $u_g = V(3,5)$, der Diodenspannung $u_d = V(2,3)$, des Diodenstromes i sowie des Kondensatorstromes i_c .

Schaltbild und Netzliste

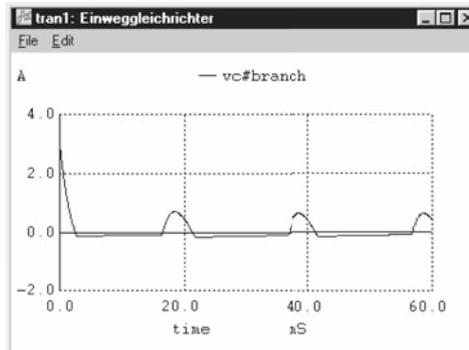
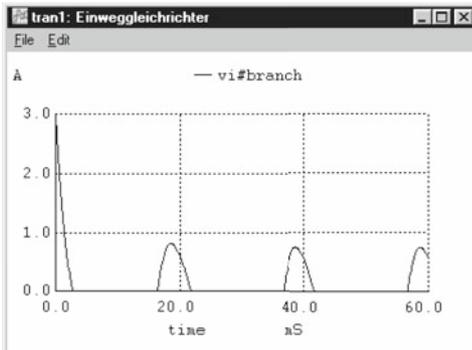
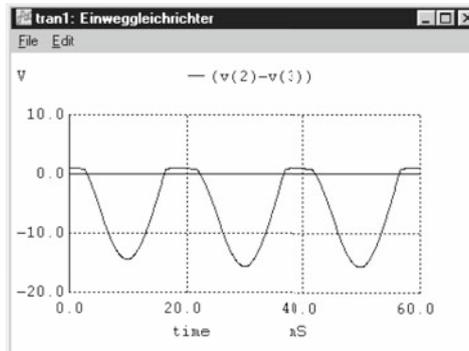
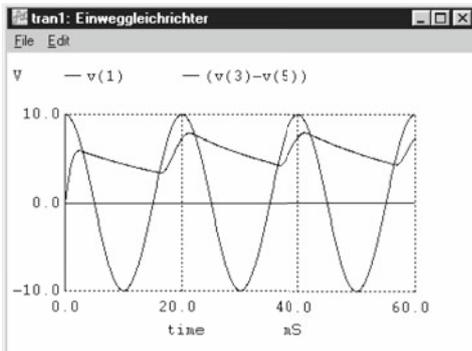


Daten: $R_v = 3\Omega$, $D1 = 1N4001$
 $CL = 500\mu\text{F}$, $RL = 50\Omega$

```
Einweggleichrichter
v1 1 0 dc 0 sin(0 10 50 -5m)
rv 1 2 3
d1 2 3 1n4001
.model 1n4001 d(is=14n n=1.98
+rs=34m cj0=26p bv=75)
cl 3 4 500u ic=0 (ohne Vorladung)
rl 3 5 50
vc 4 5 dc 0 (Nullspannungsquelle)
vi 5 0 dc 0 (Nullspannungsquelle)
.control
tran 0.1m 60m uic
plot v(1,0) v(3,5)
plot v(2,3)
plot i(vi)
plot i(vc)
.endc
.end
```

Kommentar

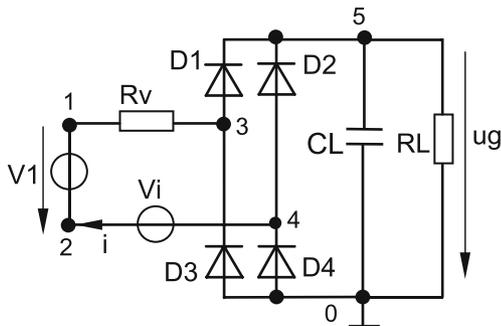
Das Schalten im Spannungsmaximum zum Zeitpunkt $t_d = -5\text{ms}$ stellt einen „Worst-Case“ dar in Bezug auf den Einschaltstrom. Offenbar stellen sich aber nach etwa zwei Perioden bereits stationäre Verhältnisse ein.



C.15 Brückengleichrichter

Anstelle der im Beispiel C.14 eingesetzten Einwegschtaltung werde eine Brückenschaltung unter sonst gleichen Bedingungen eingesetzt. Zu untersuchen sind die Spannung u_g und der Wechselstrom i im Intervall $t = 60\text{ms}$ bis $t = 100\text{ms}$, wenn zum Zeitpunkt $t = 0$ die Wechselspannung $V1$ eingeschaltet wird. Für den Strom i ist eine Fourier-Analyse durchzuführen.

Schaltbild und Netzliste



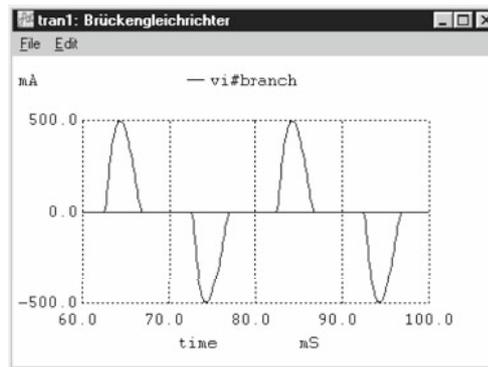
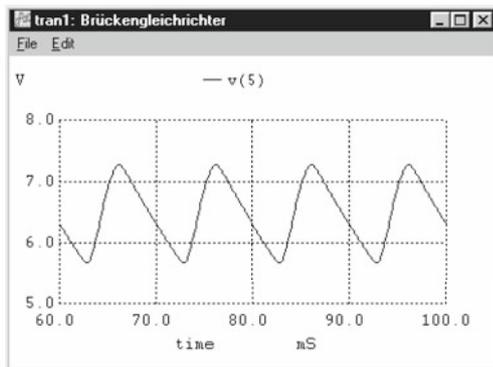
```

Brückengleichrichter
v1 1 2 dc 0 sin(0 10 50 0)
rv 1 3 3
d1 3 5 1n4001
d2 4 5 1n4001
d3 0 3 1n4001
d4 0 4 1n4001
.model 1n4001 d(is=14n n=1.98
+rs=34m cj0=26p bv=75)
cl 5 0 500u
rl 5 0 50
vi 4 2 dc 0 (Nullspannungsquelle)
.control
tran 0.1m 100m 60m 0.1m
plot v(5)
print mean (v(5))
plot i(vi)
four 50 i(vi) (Ausdruck automatisch)
.endc
.end
    
```

Daten: $R_v = 3\Omega$, $D1\dots D4 = 1N4001$
 $CL = 500\mu\text{F}$, $RL = 50\Omega$

Kommentar

Die Spannung $u_g = V(5)$ schwingt um ihren Mittelwert $U_{g0} = \text{mean}(V(5)) = 6,48\text{V}$, der ausgedruckt wird. Mit Hilfe der Zoom-Funktion nach C.3 lassen sich aus dem Plot auch die Werte $U_{g\text{max}} \approx 7,27\text{V}$ und $U_{g\text{min}} \approx 5,67\text{V}$ ablesen, wonach $\Delta U \approx 1,6\text{V}$ ist. Der Wechselstrom hat den erwarteten Zeitverlauf. Seine Fourieranalyse wird unten auszugsweise wiedergegeben. Dazu müssen in der Steueranweisung neben dem Befehlswort „four“ nur die Grundfrequenz (50Hz) und die betreffende Größe (Strom oder Spannung) angegeben werden.



Fourieranalyse: SPICE zieht dazu die letzte Periode von 80ms bis 100ms heran und ermittelt daraus neben der DC- Komponente die ersten 9 Harmonischen aus dem Gesamtspektrum.

Im vorliegenden Fall existieren nur ungeradzahlige Harmonische. Tatsächlich druckt aber SPICE auch sehr kleine Werte für geradzahlige Harmonische aus, die aufgrund numerischer Fehler zustande kommen.

| Harmonic | Frequency | magnitude | phase (deg) |
|----------|-----------|-----------|-------------|
| 0 | 0 | - | - |
| 1 | 50 | 0,2489 | +9,86 |
| 2 | 100 | - | - |
| 3 | 150 | 0,1774 | -149 |
| 4 | 200 | - | - |
| 5 | 250 | 0,0799 | +56,3 |

C.16 Sperrschichtfeldeffekttransistoren (JFETS)

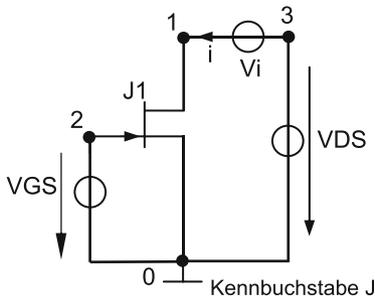
SPICE verwendet für den JFET wie für die Halbleiterdiode ein Modell mit vielen Parametern. Die wichtigsten sind vom **Kapitel 9** dieses Buches her bekannt und werden in der folgenden Tabelle mit den üblichen Bezeichnungen für den Typ BF 245X zusammengestellt. Es handelt sich um einen n-Kanal-FET (NJF).

| Typ | VTO | BETA | LAMBDA | RD | RS | CGS | CGD |
|----------|-------|--------------------------|----------|----|----|------|------|
| BF 245X | - 6 V | 0.55 mA / V ² | 0.01 1/V | 1Ω | 1Ω | 3 pF | 3 pF |
| Defaults | - 2 V | 0.1 mA / V ² | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

VTO = Up (Abschnürspannung), BETA = I_0 / U_p^2 , LAMBDA = λ (I_0 und λ nach Abschn. 9.3), RD, RS Bahnwiderstände, CGS, CGD Sperrschichtkapazitäten.

- Beispiel:** 1. Die Übertragungskennlinien $I_D = f(U_{GS})$ des BF 245X sind für $U_{DS} = 5V, 10V, 15V$ und $20V$ darzustellen.
 2. Die Ausgangskennlinien $I_D = f(U_{DS})$ des BF245X sind für $U_{GS} = 0V, -1V, -2V, -3V, -4V$ und $-5V$ darzustellen.

Schaltbild und Netzliste

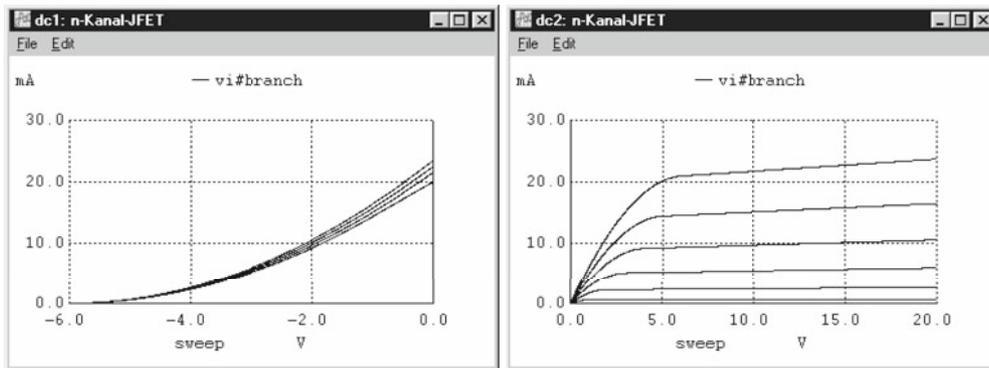


```
n-Kanal-JFET
vgs 2 0 dc 0
vds 3 0 dc 0
vi 3 1 dc 0 (Nullspannungsquelle)
j1 1 2 0 bf245X
.model bf245X njf(vto=-6 beta=0.55m
+lambda=0.01 rd=1 rs=1)
.control
dc vgs -6 0 10m vds 5 20 5
plot i(vi)
dc vds 0 20 10m vgs -5 0 1
plot i(vi)
.endc
.end
```

Kommentar

In die Netzliste werden zunächst die beiden erforderlichen Spannungsquellen mit einer beliebigen Ruhespannung (hier dc 0) eingeführt, außerdem die Nullspannungsquelle Vi zur „Messung“ des Stromes. Die folgenden fettgedruckten Zeilen beschreiben den JFET mit seiner Position in der Schaltung und seinem Modell. Die Anschlüsse müssen in der Reihenfolge D - G - S eingetragen werden. Der Name BF..... ist im Grunde beliebig.

Jede Kennlinienschar erfordert eine Steueranweisung mit einem zweifachen DC-Sweep vor dem jeweiligen Plot-Befehl. Der zweite Sweep dient dabei der Parametrierung.



Anmerkung: Mit einem p-Kanal-JFET als J1 schreibt man vor der Parameterklammer pjf statt njf, vto ist weiterhin negativ einzugeben. In den Sweep-Befehlen muss vgs mit positiven Werten, vds mit negativen Werten eingetragen werden.

C.17 Bipolartransistoren

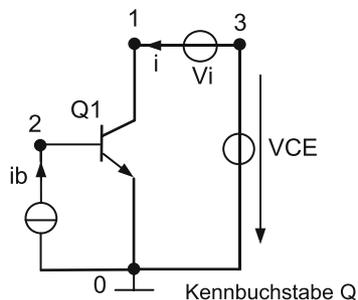
SPICE verwendet für den Bipolartransistor ein Modell mit besonders vielen Parametern. Die wichtigsten sind vom Kap. 10 dieses Buches her bekannt und werden in der folgenden Tabelle mit den üblichen Bezeichnungen für den BC 107X als typische Werte zusammengestellt. Es handelt sich um einen npn -Transistor.

| Typ | IS | BF | VAF | RB | RC | CJC | CJE |
|----------|--------|-----|-------|-----|----|-----|------|
| BC 107X | 50 fA | 250 | 100 V | 50Ω | 5Ω | 5pF | 10pF |
| Defaults | 0.1 fA | 100 | ∞ | 0 | 0 | 0 | 0 |

IS = C (Sperr sättigungsstrom nach Modelltheorie), BF = B (Stromverstärkung), VAF = Uy (Early-Spannung), RB,RC Bahnwiderstände, CJC,CJE Sperrschichtkapazitäten

- Beispiel:** 1. Die Stromübertragungskennlinie $I_C = f(I_B)$ des BC107X ist für $U_{CE} = 5V$ und $10V$ darzustellen.
2. Die Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$ des BC107X sind für $I_B = 1\mu A, 2\mu A, 3\mu A$ und $4\mu A$ darzustellen.

Schaltbild und Netzliste



```

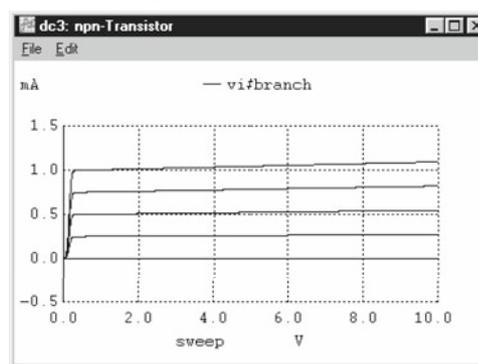
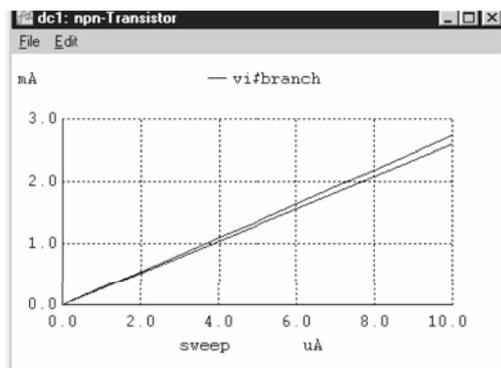
nnp-Transistor
ib 0 2 dc 0
vce 3 0 dc 0
vi 3 1 dc 0          (Nullspannungsquelle)
q1 1 2 0 bc107X      (Reihenfolge C B E)
.model bc107X npn(is=50f bf=250
+vaf=100 rb=50 rc=5)
.control
dc ib 0 10u 0.1u vce 5 10 5
settype current sweep
plot i(vi)
dc vce 0 10 10m ib 1u 4u 1u
plot i(vi)
.endc
.end

```

Kommentar

Schaltbild und Netzliste sind ähnlich aufgebaut wie im Beispiel C.16. Da aber hier nicht die Spannung VBE als Steuergröße betrachtet wird sondern der Strom IB, muss eingangsseitig eine Stromquelle eingesetzt werden. Um dabei den im Beispiel C.13 beschriebenen Ausgabefehler zu vermeiden, wird der Zwischenbefehl **settype current sweep** eingefügt.

Die Eingangskennlinie des Transistors lässt sich hier wie die einfache Diodenkennlinie in C.13 als Spannung $V(2,0)$ über dem Strom I_B aufzeichnen. Dazu setzt man in der Netzliste unter den ersten Plot-Befehl **plot i(vi)** den zusätzlichen Befehl: **plot v(2,0)**.

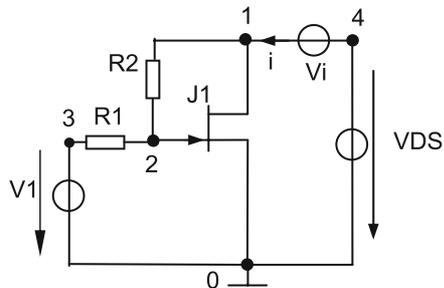


Anmerkung: Mit einem pnp-Transistor als Q1 schreibt man vor der Parameterklammer pnp, in den Sweepbefehlen müssen für i_b und v_{ce} negative Werte eingetragen werden, $i(v_i)$ wird negativ, ebenso $v(2,0)$.

C.18 JFET als Stellwiderstand

In Anlehnung an Abschn. 9.2 werde ein n-Kanal-JFET vom Typ BF 245X aus C.16 als steuerbarer Widerstand untersucht. Zu der angegebenen Schaltung soll die Strom-Spannungs-Kennlinie $i = f(V_{DS})$ bestimmt werden, wenn die Steuerspannung V_1 Werte im Bereich von $-10V$ bis $-2V$ annimmt. Die Betrachtung werde für den Strom i auf einen Bereich von $-10mA$ bis $+10mA$ und für die Spannung V_{DS} auf den Bereich von $-2V$ bis $+2V$ beschränkt. Untersucht werden die Schaltungsvarianten a) und b).

Schaltbild und Netzliste



- a) $R_1 = R_2 = 220k\Omega$,
 b) $R_1 = 1m\Omega$, $R_2 = 1G\Omega$.

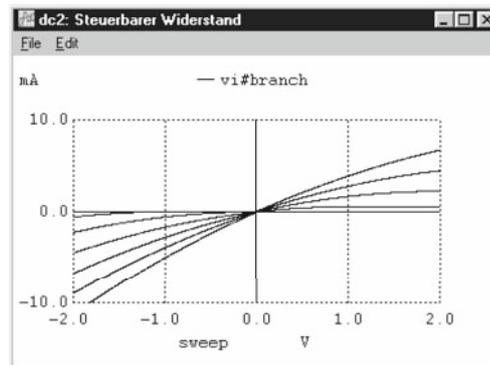
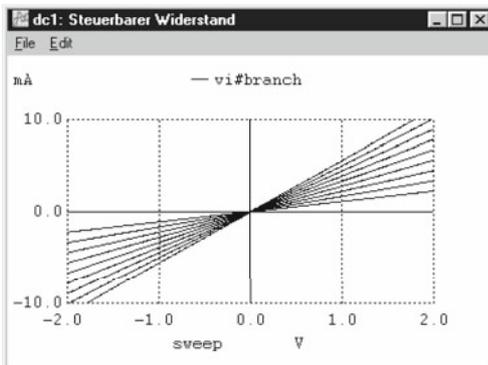
```

Steuerbarer Widerstand
v1 3 0 dc 0
vds 4 0 dc 0
vi 4 1 dc 0      (Nullspannungsquelle)
r1 3 2 220k
r2 2 1 220k
j1 1 2 0 bf245x
.model bf245x njf(vto=-6
+beta=0.55m lambda=0.01)
.control
dc vds -2 2 10m v1 -10 -2 1
plot i(vi) ylimit -10m 10m
alter r1=1m
alter r2=1g
dc vds -2 2 10m v1 -10 -2 1
plot i(vi) ylimit -10m 10m
.endc
.end
  
```

Kommentar

Das linke Bild zeigt eine Kennlinienschar zur Variante a) von nahezu linearem Verlauf mit der Steuerspannung V_1 als Parameter mit den Werten $-10V$ bis $-2V$. Entsprechend dem Befehl `ylimit -10m 10m` wird die Darstellung auf $\pm 10mA$ begrenzt.

Das rechte Bild zeigt das entsprechende Ergebnis der Variante b) mit $R_1 \approx 0$ und $R_2 \approx \infty$. Es handelt sich um die Kennlinien des unbeschalteten FETs in Nullpunktnähe. Im ersten Quadranten sind nur die Kennlinien für $V_1 = -5V, -4V, -3V$ und $-2V$ zu sehen. Die anderen fallen wegen der Sperrung des FETs auf die x-Achse. V_1 wird nicht auf Werte über $-2V$ ansteigen lassen, weil sonst bei negativer Spannung V_{DS} die Gate-Drain-Diode leitend wird, verbunden mit einem steilen Anstieg des Gate-Stromes und des Drain-Stromes.



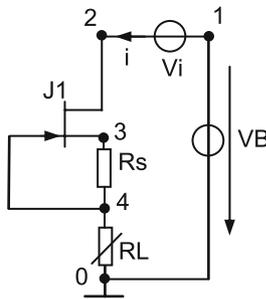
Anmerkung: Ersetzt man in der Schaltung den n-Kanal-FET durch einen p-Kanal-FET, so lässt sich auch dessen Verhalten als steuerbarer Widerstand untersuchen. Sinnvollerweise wird der Name **BF...** geändert, und in der Netzliste wird vor die Parameterklammer **pjf** statt **njf** gesetzt. Bei einem genau komplementären Typ ändert sich in der Klammer nichts, auch nicht das Vorzeichen von v_{to} . Lediglich die Zeilen mit dem Sweep-Befehl müssen wie folgt umgeschrieben werden: `dc vds -2 2 10m v1 10 2 -1`.

C.19 Konstantstromschaltung mit JFET

Ein JFET, mit dem festen Widerstand R_s als „Strom-Zweipol“ wirkend, sei wie im Abschn. 9.3 einem variablen Lastwiderstand R_L vorgeschaltet. Die Betriebsspannung V_B sei ebenfalls variabel.

- Bestimmen Sie die Kennlinie $i = f(V_B)$ für $R_L = 0$ und zeichnen Sie in das Kennlinienfeld die Lastgerade (Widerstandsgerade) für $V_B = 20\text{V}$ und $R_L = 3\text{k}\Omega$.
- Zeichnen Sie die Funktionen $i = f(V_B)$ für die folgenden 6 Widerstandswerte:
 $R_L = 500\Omega, 1000\Omega, 1500\Omega, 2000\Omega, 2500\Omega$ und 3000Ω .

Schaltbild und Netzliste



$R_s = 500\Omega = \text{const.}$,
 R_L variabel von 0Ω bis $3\text{k}\Omega$,
 V_B variabel von 0V bis 20V .

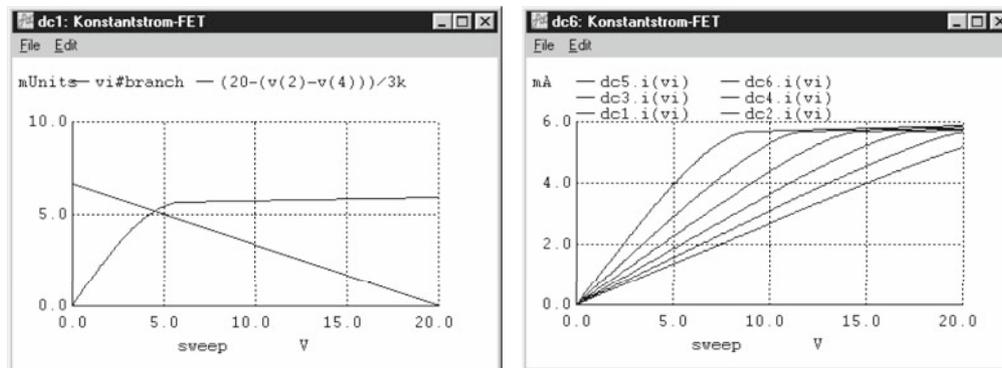
```
Konstantstrom-FET
vb 1 0 dc 0
vi 1 2 dc 0          (Nullspannungsquelle)
rs 3 4 500
rl 4 0 1m           (da RL = 0 nicht zulässig)
j1 2 4 3 bf245x
.model bf245x njf(vto=-6 beta=0.55m
+lambda=0.01)
.control
dc vb 0 20 0.1
plot i(vi) (20-v(2,4))/3k
destroy all
let a=0              (Anfang der Programmschleife)
while a<=5
alter rl=500+a*500
dc vb 0 20 0.1
let a=a+1
end                  (Ende der Programmschleife)
plot dc1.i(vi) dc2.i(vi) dc3.i(vi)
+dc4.i(vi) dc5.i(vi) dc6.i(vi)
.endc
.end
```

Kommentar

Im linken Bild wird die I-U-Kennlinie des Strom-Zweipols in Verbindung mit der verlangten Widerstandsgeraden dargestellt. Die Letztere ergibt sich mit dem Befehl `plot (20-v(2,4))/3k`. Der Schnittpunkt liefert in bekannter Weise den Arbeitspunkt.

Im rechten Bild werden die I-U-Kennlinien für die Gesamtschaltung dargestellt mit 6 Werten zum Parameter R_L . Wegen der Vielzahl der Werte wird hier mit einer Programmschleife, der sog. „While-Schleife“ gearbeitet. Dabei wird eine Laufvariable z.B. mit $a = 0$ angesetzt (`let a=0`) und bei jedem Durchlauf der Schleife um 1 erhöht (`let a = a+1`). Der Simulator erhöht dann entsprechend den Parameterwert (`alter rl=500+a*500`). Die Laufvariable wird solange verändert, bis die angegebene Grenze erreicht ist (`while a<=5`).

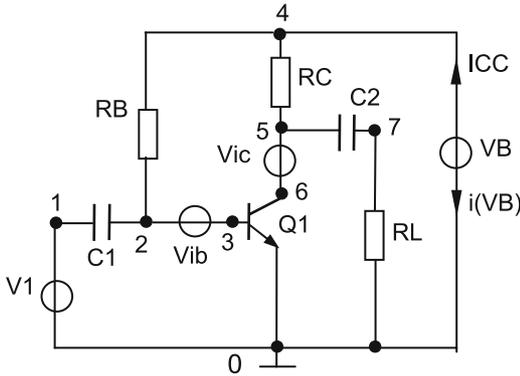
Mit dem vorangestellten Befehl `destroy all` wird der Simulator angewiesen, alle vorangegangenen Läufe zu „vergessen“ und im Folgenden mit der Zählung bei 1 zu beginnen.



C.20 Emitterschaltung als Kleinsignalverstärker

In Anlehnung an Abschn. 10.6 soll bei einer Emitterschaltung der sich einstellende Arbeitspunkt durch eine „OP- Analyse“ bestimmt werden. Außerdem ist der Zeitverlauf der Spannungen und Ströme am Transistor darzustellen, wenn mit einer Amplitude von 10mV bei $f = 1\text{kHz}$ sinusförmig angesteuert wird. Für die Ausgangsspannung ist der Klirrfaktor im Rahmen einer Fourieranalyse zu bestimmen.

Schaltbild und Netzliste



```

Kleinsignalverstärker
c1 1 2 100u
rb 2 4 1.4meg
rc 4 5 3.5k
c2 5 7 10u
rl 7 0 1meg
q1 6 3 0 bc107X
.model bc107X npn(is=50f bf=250
+vaf=100)
v1 1 0 dc 0 sin(0 10m 1k 0)
vb 4 0 dc 4.5
vib 2 3 dc 0 (Nullspannungsquelle)
vic 5 6 dc 0 (Nullspannungsquelle)
.control
op (operating point analysis)
print v(3) v(6) v(4,5) i(vib)
+i(vic) i(vb)*(-1) (ICC= -i(vb))
tran 2u 4m 0 2u
plot v(3)
plot v(6) v(7)
plot i(vib)
plot i(vic)
four 1k v(7) (Fourieranalyse)
.endc
.end

```

Daten

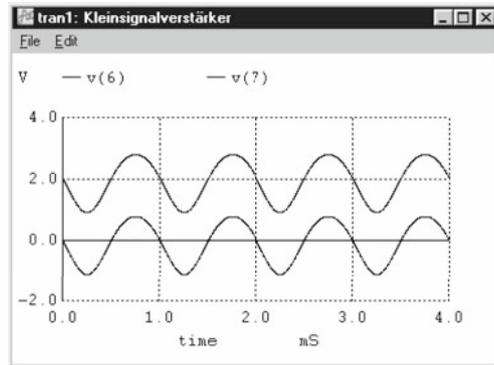
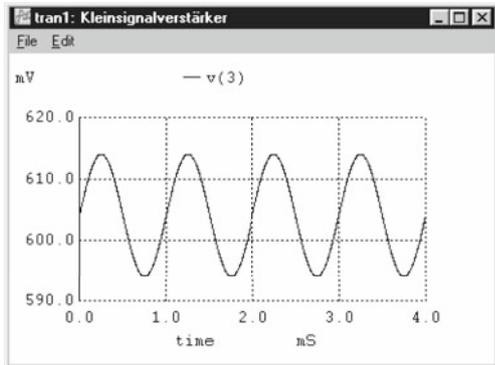
$R_B = 1,4\text{M}\Omega$, $R_C = 3,5\text{k}\Omega$, $R_L = 1\text{M}\Omega$
 $C_1 = 100\mu\text{F}$, $C_2 = 10\mu\text{F}$, $V_B = 4,5\text{V}$, BC 107X

Ergebnisse der OP- und Fourieranalyse

$V(3) = 0,604\text{V}$, $V(6) = 2,03\text{V}$, $V(4,5) = 2,47\text{V}$
 $I_B = 2,78\mu\text{A}$, $I_C = 0,705\text{mA}$, $I_{CC} = 0,708\text{mA}$.
THD (Total Harmonic Distortion) = 9,15 %.

Kommentar

Die OP-Analyse (Operating Point Analysis) wird mit dem Befehl `op` gestartet, und die Ergebnisse werden gemäß dem Print-Befehl ausgegeben.
Die Transient-Analyse zeigt auf dem linken Bild die sinusförmige Eingangsspannung unmittelbar an der Basis, die um den berechneten Ruhewert $V(3) = 0,604\text{V}$ schwingt. Im rechten Bild ist oben die deutlich verzerrte Ausgangsspannung am Kollektor mit dem Ruhewert $V(6) = 2,03\text{V}$ zu sehen und darunter die Signalspannung am Ausgang (Punkt 7). Dieser wird wegen der bekannten Gleichstrombedingung mit dem hochohmigen Widerstand R_L abgeschlossen.
Die ebenfalls simulierten Zeitverläufe des Basis- und Kollektorstromes werden aus Platzgründen nicht wiedergegeben. Der Klirrfaktor (THD) geht aus der Fourieranalyse hervor und wird zusammen damit ausgedruckt (Vgl. C.15).

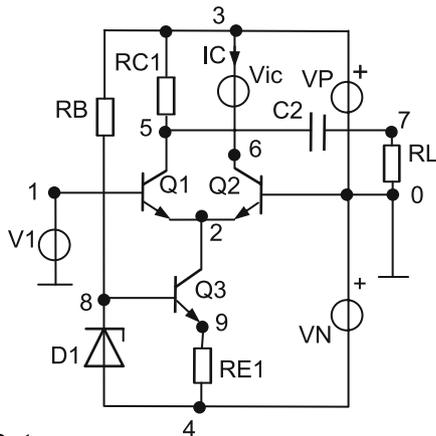


C.21 Differenzverstärker als Kleinsignalverstärker

In Anlehnung an die Abschn. 10.13 und 10.12 sollen die Eigenschaften eines Differenzverstärkers als Kleinsignalverstärker untersucht werden. Ermitteln Sie:

1. Die Ruhepotentiale der Knoten 2, 5, 8 und 9 sowie den Strom I_C bei $V_1 = 0$.
2. Eingangs- und Ausgangswiderstand, Spannungsverstärkung und Klirrfaktor.
3. Die Oszillogramme an den Knoten 1, 5 und 7 für $V_1 \text{ ampl} = 20 \text{ mV}$ bei 1 kHz .

Schaltbild und Netzliste



Daten

$R_B = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_{C1} = 3,5 \text{ k}\Omega$, $R_L = 1 \text{ M}\Omega$,
 $R_{E1} = 3,9 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \mu\text{F}$, $V_P = 4,5 \text{ V}$, $V_N = -9 \text{ V}$
 BC107X, $D_1 = ZD6$ (Normale Diode mit $BV = 6 \text{ V}$)

Ergebnisse der OP-Analyse

$V(2) = -0,603 \text{ V}$, $V(5) = 2,12 \text{ V}$, $V(8) = -2,97 \text{ V}$,
 $V(9) = -3,59 \text{ V}$, $I_C = 0,696 \text{ mA}$.

Ergebnisse der TF- und Fourieranalyse

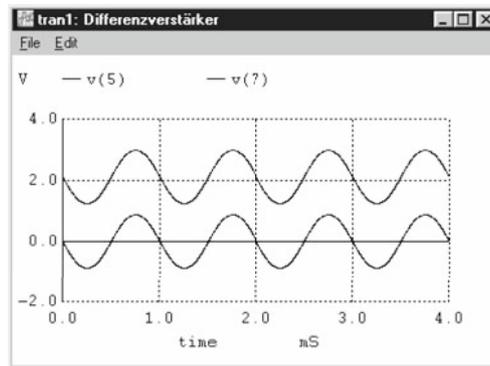
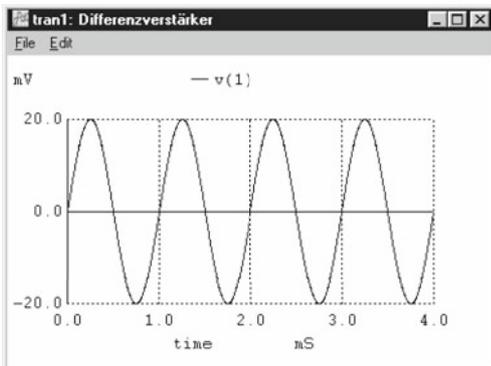
$r_{in} \approx 19 \text{ k}\Omega$, $r_{aus} = 3,46 \text{ k}\Omega$, $A_u = -46$,
 THD (Klirrfaktor, total harmonic distortion) $\approx 1,18\%$.

Kommentar

Die hier eingeführte TF-Analyse (transfer function analysis) betrachtet den Ausgang (Knoten 5 mit $V(5)$) und den Eingang mit V_1 . Zu einer kleinen Änderung ΔV_1 ermittelt sie den differentiellen Eingangswiderstand r_{in} und die Verstärkung $A_u = \Delta V(5) / \Delta V_1$. Ferner liefert sie den differentiellen Ausgangswiderstand r_{aus} . Befehlsform: **tf Vaus Vein**.

Die Oszillogramme weisen gegenüber der Emitterschaltung wesentlich geringere Verzerrungen in der Ausgangsspannung auf bei allerdings halbiertes Spannungsverstärkung.

```
Differenzverstärker
q1 5 1 2 bc107X
q2 6 0 2 bc107X
q3 2 8 9 bc107X
.model bc107X npn (is=50f bf=250
+vaf=100)
d1 4 8 zd6
.model zd6 d (bv=6)
rb 3 8 2.2k
rc1 3 5 3.5k
re1 9 4 3.9k
c2 5 7 10u
rl 7 0 1meg
v1 1 0 dc 0 sin(0 20m 1k 0)
vp 3 0 dc 4.5
vn 4 0 dc -9
vic 3 6 dc 0
.control
op
print v(2) v(5) v(8) v(9) i(vic)
tf v(5) v1
print all
tran 2u 4m 0 2u
plot v(1)
plot v(5) v(7)
four 1k v(7)
.endc
.end
```

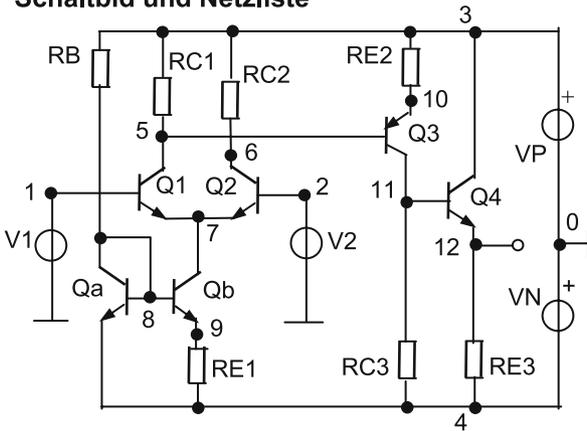


C.22 Operationsverstärker

Zu der dargestellten Schaltung nach dem Konzept von Abschn. 11.1 sind die folgenden Größen bzw. Kennlinien zu ermitteln:

1. Die Ruhepotentiale der Knoten 5, 6, 10 und 12 bei $V_1 = V_2 = 0$.
2. Die Übertragungskennlinien $V(12) = f(V_1)$ bei $V_2 = 0$ und analog $V(12) = f(V_2)$ bei $V_1=0$.
3. Die Leerlaufverstärkung sowie der Eingangs- und Ausgangswiderstand.

Schaltbild und Netzliste



Operationsverstärker

```

qa 8 8 4 bc107X
qb 7 8 9 bc107X
q1 5 1 7 bc107X
q2 6 2 7 bc107X
q3 11 5 10 bc177X
q4 3 11 12 bc107X
rc1 3 5 1k
rc2 3 6 1k
rb 3 8 2.2k
re1 9 4 22
re2 10 3 82
rc3 11 4 3k
re3 12 4 3.3k
v1 1 0 dc 0
v2 2 0 dc 0
vp 3 0 dc 10
vn 4 0 dc -10
.model bc107X npn(is=50f
+bf=250 vaf=100)
.model bc177X pnp(is=50f
+bf=250 vaf=100)
.control
op
print v(5) v(6) v(10) v(12)
dc v1 -30m 30m 0.01m (sweep)
plot v(12)
dc v2 -30m 30m 0.01m (sweep)
plot v(12)
tf v(12) v1 (transfer function)
print all
.endc
.end
    
```

Daten

$R_B = 2,2k\Omega$, $R_{C1} = R_{C2} = 1k\Omega$, $R_{E1} = 22\Omega$,
 $R_{E2} = 82\Omega$, $R_{E3} = 3,3k\Omega$, $R_{C3} = 3k\Omega$,
 $V_P = 10V$, $V_N = -10V$, Transistor BC 107X, BC 177X.

Ergebnisse der Arbeitspunktanalyse

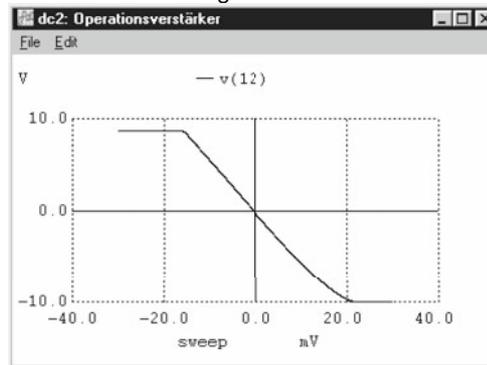
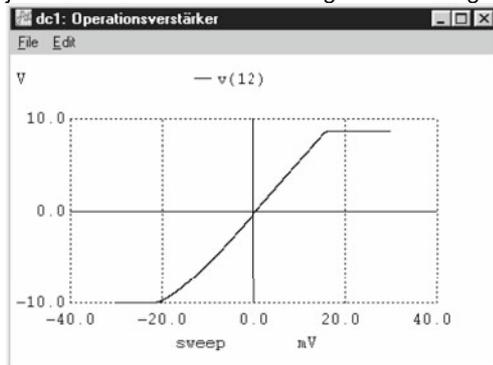
$V(5) = 9,07V$, $V(6) = 9,06V$,
 $V(10) = 9,7V$, $V(12) = -0,247V$.

Ergebnisse der TF-Analyse

Leerlaufverstärkung $V_0 = V(12) / V_1 \approx 570$
 Eingangswiderstand $re_{in} = 14,96k\Omega$,
 Ausgangswiderstand $raus = 19,4\Omega$.

Kommentar

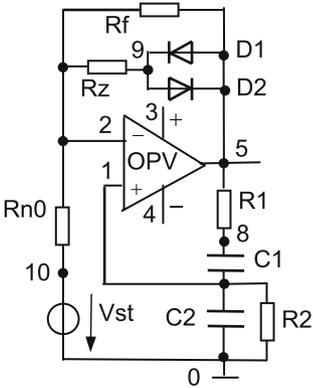
Die Übertragungskennlinien zeigen die für einen Operationsverstärker typische Form mit einer relativ kleinen Offsetspannung (im Zoom deutlich erkennbar). Für praktische Anwendungen sind jedoch die Leerlaufverstärkung und der Eingangswiderstand zu niedrig.



C.24 Wien-Brücken-Oszillator

In Anlehnung an Abschn. 13.1 werde ein Wien-Oszillator untersucht, wobei ein Operationsverstärker mit dem Modell nach C.23 eingesetzt wird.

Schaltbild und Netzliste



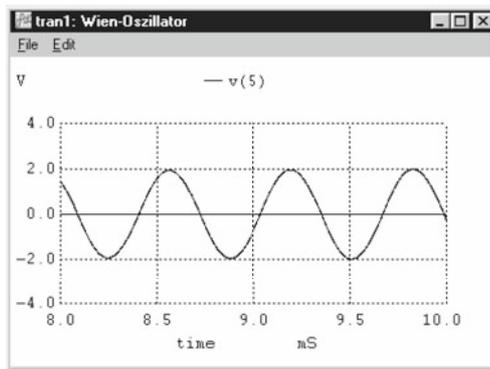
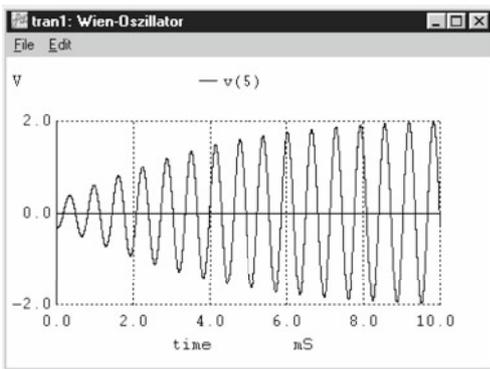
Schaltungsdaten
 $R1 = R2 = 10k\Omega$
 $C1 = C2 = 10nF$
 $Rf = 22k\Omega, Rn0 = 10k\Omega$
 Achtung! Rn ist bereits im Modell!
 $Rz = 150k\Omega$
 $D1 = D2 = 1N4148$ nach C.13.
 Achtung! Die Knotennummern 1 bis 7 werden vom Modell benutzt und dürfen daher nicht mehr zusätzlich in der äußeren Beschaltung vergeben werden. Diese Bedingung entfällt, wenn man das Modell als „Subcircuit“ definiert und so in die Netzliste mit Hilfe der sog. Include-Funktion einbindet (siehe dazu Anmerkung unten und C.25 als Anwendungsbeispiel).

```

Wien-Oszillator
*Anfang OPV-Modell
rd 1 2 1meg
rgl1 1 0 100meg
rgl2 2 0 100meg
rp 3 0 10k
rn 4 0 10k
e0 6 0 1 2 1e5
r0 6 7 1m
c0 7 0 16
ra 7 5 100
dp 5 3 ideal
dn 4 5 ideal
.model ideal d(n=1m)
*Ende OPV-Modell
r1 5 8 10k
r2 1 0 10k
c1 8 1 10n
c2 1 0 10n
rf 2 5 22k
rn0 2 10 10k
rz 2 9 150k
d1 5 9 1n4148
d2 9 5 1n4148
.model 1n4148
+d(is=2.7n n=1.84)
vp 3 0 dc 10
vn 4 0 dc -10
vst 10 0 dc 0
+pw1(0 0 1u 1 10u 0)
.control
tran 1u 10m 0 1u
plot v(5)
.endc
.end
    
```

Kommentar

Da die Dioden D1 und D2 zunächst hochohmig sind, erwartet man ein sicheres Anschwingen, weil damit die Schleifenverstärkung > 1 ist. Da aber das „natürliche“ Rauschen zur Anfängung fehlt, bleibt die Schwingung aus. Deshalb wird mit einer PWL-Quelle nach C.11 ein kurzer Dreieck-Impuls Vst erzeugt, um das Anschwingen zu stimulieren. Wie das abläuft, zeigt das linke Bild. Im rechten Bild wird mit Hilfe der Zoom-Funktion nur ein kurzer Abschnitt aus dem eingeschwingenen Zustand gezeigt. Offenbar wird eine recht gute Sinusform erreicht, was dem nichtlinearen Zweig mit den beiden Dioden D1 und D2 zu verdanken ist. Ohne diesen Zweig läuft die Schwingung hart gegen die Betriebsspannung mit $\pm 10V$ und wird so beidseitig begrenzt. Durch die Wirkung dieses Zweiges dagegen tritt eine „weiche“ Begrenzung ein, weil mit zunehmender Durchsteuerung der Dioden dieser Zweig niederohmiger wird und die Schleifenverstärkung bis auf den Wert 1 mindert.

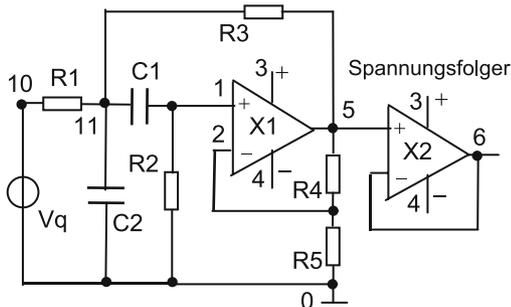


Anmerkung: Man definiert das OPV- Modell von oben wie folgt als „Subcircuit“ mit dem Namen OPV: Anstelle *Anfang OPV-Modell schreibt man: `.subckt opv 1 2 3 4 5`. Es folgen alle 12 Zeilen wie oben. Anstelle *Ende OPV-Modell schreibt man: `.ends`. Diese Datei wird mit einem Editor unter dem Dateinamen `opv.cir` z.B. auf dem Desktop abgelegt und kann mit dem Include-Befehl abgerufen werden (siehe C.25).

C.25 Aktives RC-Filter

In Anlehnung an Abschn. 11.9 soll ein Bandpass untersucht werden, dem ein Spannungsfolger nachgeschaltet wird. Die Filterkurve werde zehnmal aufgezeichnet, wobei die Widerstände und die Kapazitäten beliebige Werte innerhalb der jeweiligen Toleranzgrenzen annehmen sollen. Für die Operationsverstärker werde das Modell OPV nach C.23/C.24 als Subcircuit verwendet. Die Verstärker seien X1 und X2. (X ist der Kennbuchstabe für Subcircuit allgemein!)

Schaltbild und Netzliste



Schaltungsdaten

$R1 = R3 = 10\text{k}\Omega \pm 1\%$, $R2 = 20\text{k}\Omega \pm 1\%$,
 $R4 = 1,5\text{k}\Omega \pm 1\%$, $R5 = 1\text{k}\Omega \pm 1\%$ für $Q = 2$.
 $C1 = C2 = 10\text{nF} \pm 5\%$.

Betriebsspannung $\pm 10\text{V}$.

X1 und X2 sind die Namen der beiden Operationsverstärker, die jeweils mit dem Kennbuchstaben X beginnen müssen. Ihre Knoten werden in der Netzliste wie folgt aufgezählt:
P-Eingang N-Eingang VP VN Ausgang.
 Die Bezeichnung aller äußeren Knoten und auch der äußeren Bauelemente kann ohne Rücksicht, d.h. unabhängig von den internen Bezeichnungen im Modell erfolgen.

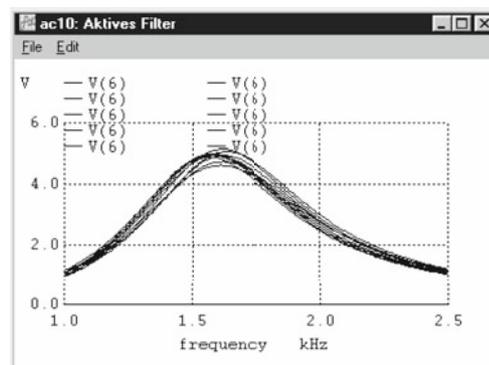
Kommentar

Mit dem Include-Befehl am Anfang der Netzliste wird eine auf dem Desktop abgelegte Cir-Datei des Modells OPV abgerufen und eingebunden. Der Suchpfad `c:\.....\desktop\opv.cir` muss die genaue Ortsangabe für die abgelegte Datei enthalten, wie sie unter „Eigenschaften“ dieser Datei verzeichnet ist. Sollte die Modell-Datei in einem Ordner sein, so müsste man den Suchpfad entsprechend anpassen. Die Ortsbezeichnungen sind abhängig vom Betriebssystem des PCs!

Mit der ersten Steueranweisung zur AC-Analyse wird eine Filterkurve zu den Nennwerten der Bauelemente ermittelt, die auf dem Bildschirm erscheint, aber nicht ausgedruckt wurde. Anschließend folgt der Befehl zur neunmaligen Wiederholung mit zufälliger Streuung aller Werte entsprechend der Zufallsfunktion `rnd(100)`, d.h. `random(100)`. Damit wird eine Zufallszahl zwischen 0 und 100 generiert, mit der die Widerstands- und Kapazitätswerte innerhalb ihrer Toleranzgrenzen variiert werden. Das Bild zeigt alle 10 Filterkurven übereinander geschrieben, wodurch man bereits einen recht guten Eindruck davon erhält, wie sich die Toleranzen der Bauelemente auswirken. Man bezeichnet diese Analyseart auch als Monte-Carlo-Verfahren.

```

Aktives RC-Filter
.include c:\windows\desktop\opv.cir
X1 1 2 3 4 5 opv (OPV = Modellname)
X2 5 6 3 4 6 opv
r1 10 11 10k
r2 1 0 20k
r3 11 5 10k
c1 11 1 10n
c2 11 0 10n
r4 5 2 1.5k
r5 2 0 1k
vp 3 0 10
vn 4 0 -10
vq 10 0 dc 0 ac 1
.control
ac lin 200 1k 2.5k
plot v(6)
repeat 9
alter r1=10k*(0.99+0.2m*rnd(100))
alter r2=20k*(0.99+0.2m*rnd(100))
alter r3=10k*(0.99+0.2m*rnd(100))
alter r4=1.5k*(0.99+0.2m*rnd(100))
alter r5=1k*(0.99+0.2m*rnd(100))
alter c1=10n*(0.95+1m*rnd(100))
alter c2=10n*(0.95+1m*rnd(100))
ac lin 200 1k 2.5k
end
plot all.v(6)
.endc
.end
  
```



C.26 Simulation von Temperaturabhängigkeiten

In den bisherigen Beispielen wurden alle eingegebenen Werte als temperaturunabhängig betrachtet, was nur teilweise zutrifft. WinSpice ordnet „stillschweigend“ allen temperaturabhängigen Parametern die Temperatur $T = 27^\circ\text{C}$ (300K) zu und bietet die Möglichkeit, auf eine andere Temperatur umzurechnen. Dies gilt insbesondere auch für alle temperaturabhängigen Modellparameter einschließlich der nicht eingegebenen Defaults. Im Folgenden werden die Netzlisten für drei zuvor behandelte Simulationsbeispiele entsprechend geändert.

- Zu C1 (Gleichspannungsanalyse)** soll das Verhalten des Spannungsteilers untersucht werden für eine um 20K höhere Temperatur. Der Widerstand R2 sei temperaturabhängig: Linearer TK-Wert $TC1 = -0.01$ 1/K.

Lösung:

 - Man trägt in die betr. Elementzeile einen frei wählbaren Modellnamen ein (hier: rnt).
 - Man definiert dazu ein Modell mit TC1.
 - Man fügt im Control-Teil den „Alter-Befehl“ ein, der die neue Temperatur vorgibt.

Falls auch R1 temperaturabhängig ist mit *anderem* TK-Wert, sind alle 3 Schritte für R1 zu wiederholen. Bei gleichem TK-Wert genügt *ein* Modell. (Für C und L wäre eine Simulation so nicht möglich.)

```

Spannungsteiler bei T=47°C
v1 1 0 dc 1
r1 1 2 400
r2 2 0 600 rnt
.model rnt r(tc1=-0.01)
.control
alter r2 temp=47
op
print v(2) v(1,2)
dc v1 0 10 2
plot v(2)
plot v(1,2)
.endc
.end

```
- Zu C13 (Diode)** werde die Diodenkennlinie für eine um 50K erhöhte Temperatur simuliert. Schreiben Sie dazu die entsprechende Netzliste.

Lösung: Im Control -Teil der bisherigen Netzliste wird lediglich der Befehl „alter d1 temp=77“ eingefügt. Die Kennlinie wird daraufhin für die veränderte Temperatur $(27 + 50)^\circ\text{C} = 77^\circ\text{C}$ aufgezeichnet.

Die Temperaturabhängigkeit des Bahnwiderstandes R_s wird dabei vernachlässigt.

```

Diodenkennlinie für T=77°C
i1 0 1 dc 0
d1 1 0 1n4001
.model 1n4001 d(is=14n n=1.98
+rs=34m)
.control
alter d1 temp=77
dc i1 0 1 1m
settype current sweep
plot v(1)
.endc
.end

```
- Zu C20 (Kleinsignalverstärker)** werde der Transistor auf 70°C erhitzt. Untersuchen Sie die Auswirkungen auf die Eigenschaften der Schaltung.

Lösung: In der Modellanweisung wird der Parameter XTB ergänzt, der den TK-Wert der Stromverstärkung BF bestimmt: $XTB = 1,5$ bis 3 bedeutet etwa $0,5$ bis $1\%/K$.

Im Control-Teil der bisherigen Netzliste wird lediglich der Befehl „alter q1 temp=70“ eingefügt. Die Ergebnisse der Simulation für die höhere Temperatur werden wie vorher ausgedruckt bzw. geplottet.

Falls auch der Temperaturgang von Widerständen zusätzlich berücksichtigt werden soll, kann dies wie im ersten Beispiel oben geschehen.

```

Kleinsignalverstärker (70°C)
c1 1 2 100u
rb 2 4 1.4meg
rc 4 5 3.5k
c2 5 7 10u
rl 7 0 1meg
q1 6 3 0 bc107X
.model bc107X npn(is=50f
+bf=250 vaf=100 xtb=2)
v1 1 0 dc 0 sin(0 10m 1k 0)
vb 4 0 dc 4.5
vib 2 3 dc 0
vic 5 6 dc 0
.control
alter q1 temp=70
op
.....weiter wie gehabt !

```

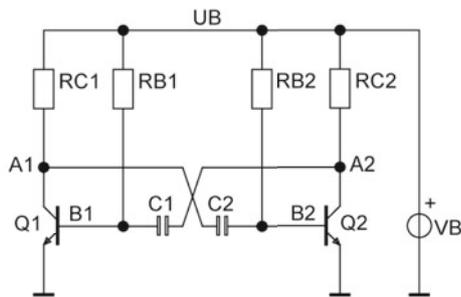
Wenn T eine durch die Verlustleistung P eines Bauelementes bestimmte Temperatur sein soll, kann man diese vor Eingabe in die Netzliste grob schätzen: $T \approx P \cdot R_{th} + T_U$ (s. Abschn. 18.1).

C.27 Astabiler Multivibrator

In Anlehnung an Abschn. 14.3 sollen die Eigenschaften eines astabilen Multivibrators untersucht werden. Ermitteln Sie:

1. Die Ruhepotentiale der Knoten A1, B1, A2 und B2.
2. Die Oszillogramme an den Knoten A1 und B1.
3. Das Spektrum der Spannung am Knoten A1.

Schaltbild und Netzliste



```
Astabiler Multivibrator
q1 a1 b1 0 bc107X          (siehe Kommentar)
q2 a2 b2 0 bc107X
.model bc107X npn(is=50f bf=250
+vaf=100 rb=50 rc=5 cje=10p
+cjc=5p)
rc1 ub a1 2k
rb1 ub b1 20k
rb2 ub b2 20k
rc2 ub a2 2k
c1 a2 b1 70n ic=10
c2 a1 b2 70n
vb ub 0 dc 10
.control
op                          (operating point analysis)
print v(a1) v(b1) v(a2) v(b2)
tran 10u 4m 0 10u uic       (transient analysis)
plot a1 b1
tran 100u 40m 0 100u uic   (transient analysis)
linearize
spec 0 5000 25 a1          (spectral analysis)
plot mag(a1)
.endc
.end
```

Daten

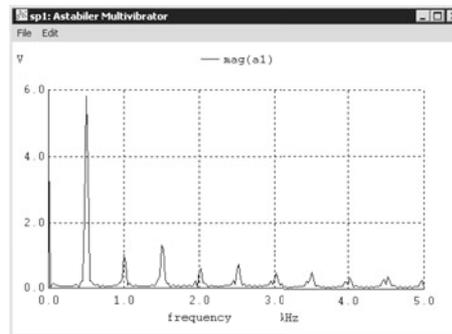
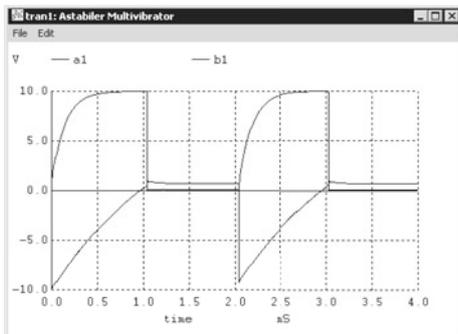
RB1 = 20 k Ω , RB2 = 20 k Ω , RC1 = 2 k Ω ,
RC2 = 2 k Ω , C1 = 70 nF, C2 = 70 nF,
VB = 10 V, Q1 = BC107X, Q2 = BC107X

Ergebnisse der OP-Analyse

V(A1) = 91,6 mV, V(B1) = 682 mV,
V(A2) = 91,6 mV, V(B2) = 682 mV.

Kommentar

Anstatt Nummern können auch Namen für die Schaltungsknoten vergeben werden. Einzige Ausnahme ist der Bezugsknoten oder Masseknoten (der Knoten mit der Nummer 0), er muss immer vorhanden sein. Das Ergebnis der OP-Analyse zeigt, dass beide Transistoren durchgeschaltet sind. Die Kondensatoren C1/C2 werden dabei ignoriert. Der Kondensator C1 wird für die Transient-Analyse mit einer Spannung von 10 V vorgeladen (vgl. C.5), daher beginnt die Kurve des Knotens B1 bei -10 V. Das Ergebnis einer Transient-Analyse besitzt in der Regel keine äquidistanten Zeitschritte, daher muss vor einer Spektralanalyse die Zeitachse mit dem Befehl `linearize` linearisiert werden. Mit dem Befehl `spec startf stopf stepf vector` wird die Spektralanalyse für die zu untersuchende Grösse durchgeführt (hier A1). Die Startfrequenz `startf` kann von Null beginnend beliebig gewählt werden, so lange sie kleiner als die Stoppfrequenz `stopf` ist. Bei der Stoppfrequenz ist zu beachten, dass sich der Maximalwert aus der Schrittweite der Transient-Analyse ergibt (`stopf = 1/(2*tstep)`). Ähnlich ist es mit dem Minimalwert der Stepfrequenz, er ergibt sich aus der Grösse des Zeitfensters der Transientenanalyse (`stepf = 1/tstop`).



Nachwort

Neben den Grundanalysearten wie DC-Analyse (dc), AC-Analyse (ac) und Transientenanalyse (tran) sind weitere interessante Analysen möglich. Die OP-Analyse (op) zur Bestimmung des Arbeitspunktes, die TF-Analyse (tf) zur Bestimmung von differentiellen Kenngrößen und die Fourier-Analyse (four) wurden in den vorangegangenen Beispielen bereits vorgestellt. Darüber hinaus existiert eine Kleinsignal-Verzerrungsanalyse (disto), eine Kleinsignal-Rauschanalyse (noise), eine Pol-Nullstellenanalyse (pz) und eine DC- bzw. Kleinsignal-Empfindlichkeitsanalyse (sens). Detaillierte Informationen dazu finden sich im Handbuch (User Manual).

Das Programm WinSpice kann unter der Adresse <http://www.winspice.co.uk/> aus dem Internet heruntergeladen werden. Hat man WinSpice installiert, so findet sich ein von Mike Smith angepasstes und aktualisiertes Handbuch (spiceman.pdf) als PDF-Datei im Verzeichnispfad „C:\Programme(Program Files)\MikeSmith\WinSpice\doc“.

Das Originalhandbuch lässt sich als PDF-Version unter dem Namen „man_spice3.pdf“ von der Adresse <http://www-inst.eecs.berkeley.edu/~ee40/su04/labs/lab2> herunterladen. Eine HTML-Version als Online-Handbuch findet sich auf der Spice-Seite (The SPICE Page) der Universität von Südkalifornien in Berkeley unter der Adresse <http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE>. Ein weiteres Online-Handbuch kann unter <http://newton.ex.ac.uk/teaching/CDHW/Electronics2/userguide/> gefunden werden.

In den vorangegangenen Beispielen wurden die Befehls-eingaben in Form einer Kontrollstruktur (.controlendc) in die Netzliste integriert. Diese Befehle lassen sich auch direkt über die Kommandozeile des Simulators eingeben. Das kann beispielweise dann nützlich sein, wenn man sich zusätzliche Plots von einer aktuellen oder einer vorangegangenen Simulation ansehen möchte. Mit der Eingabe von „edit“ kann die aktuell geladene Circuit-Datei mit dem Standard-Editor von Windows bearbeitet werden. Nach Sichern der Änderungen und Verlassen des Editors wird die geänderte Circuit-Datei automatisch von Spice simuliert.

Im Handbuch werden die zur Steuerung der Simulationen beschriebenen Befehle in zwei Varianten erklärt. So findet

man den Befehl zur Transientenanalyse in der Form „.tran“ vor, während in der Kontrollstruktur die Variante „tran“ Anwendung findet. Die erstere Form (.tran) ist eine Schreibweise, die mit älteren SPICE-Versionen kompatibel ist. Die so spezifizierten Befehle sind dann außerhalb der Kontrollstruktur in die Netzliste einzufügen. Damit SPICE nach dem Laden einer Circuit-Datei mit solchen Befehlen die Simulation startet, muss der Befehl „run“ in die Kontrollstruktur mit aufgenommen werden. Bei den hier behandelten Einführungsbeispielen wird mit einer in die Netzliste integrierten Kontrollstruktur gearbeitet und daher der Punkt weggelassen.

In den vergangenen Jahren hat im PC-Bereich die Simulationssoftware PSPICE Furore gemacht. Die Attraktivität dieser Software liegt vor allem in der bequemen Eingabe des Schaltplans. Das Erstellen der Netzliste übernimmt dabei das Programm. Da es sich bei PSPICE um ein kommerzielles Produkt handelt, muss mit erheblichen Kosten für die Softwarelizenz gerechnet werden. Von PSPICE kann allerdings eine kostenlose Demoversion mit eingeschränktem Funktionsumfang von der Adresse <http://www.orcad.com/download/orcaddemo.aspx> heruntergeladen werden. Bei WinSpice gibt es trotz der freien Verfügbarkeit eine entsprechende Einschränkung nicht. Das Programm ist daher neben der reinen Lehre auch für umfangreiche Untersuchungen im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten einsetzbar, soweit diese nur Studienzwecken dienen und nicht kommerziell sind.

Empfohlene deutschsprachige Literatur

- Kurze allgemeine Einführung in WinSpice:
Ehrhardt, D.: Integrierte analoge Schaltungstechnik, Vieweg-Verlag, Braunschweig/Wiesbaden 2000.
Eine Kopie des Buches befindet sich auf der beiliegenden CD.
- Kurze Einführung zu SPICE mit Beispielen:
Reisch, M.: Elektronische Bauelemente, Springer-Verlag, Berlin 1998.
- Erläuterung der verschiedenen Modelle:
Tietze, U. und Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Auflage, Springer-Verlag, Berlin 2002.

Anhang D: Verständnisfragen zu einzelnen Kapiteln

Kapitel 1 Elektrische Leitung und Widerstände

1. Wie wirkt eine am Ende offene Leitung (ohne Verluste)?
2. Wie wirkt eine am Ende kurzgeschlossene Leitung (ohne Verluste)?
3. Was ist der Unterschied zwischen Kabel und Ader?
4. Wann sollte eine Sicherung abschalten?
5. Was ist ein differentieller Widerstand?
6. Wie wird die Temperaturabhängigkeit eines Widerstandes beschrieben?
7. Was ist ein Wärmewiderstand und wie lautet seine Einheit?
8. Welche Größe beeinflusst den Wärmewiderstand eines Bauteils?
9. Was beschreibt die Lastminderungskurve?
10. Nennen Sie vier verschiedene Bauformen von Widerständen.
11. Welche parasitären Effekte haben Drahtwiderstände?
12. In welcher Größenordnung liegt die parasitäre Kapazität eines Schichtwiderstandes?
13. Wie werden verstellbare Widerstände genannt?
14. Wie lässt sich erklären, warum ein verstellbarer Widerstand ein begrenztes Auflösungsvermögen hat?
15. Wann können wir von einem „quasi“ unbelasteten Spannungsteiler sprechen?
16. Was ist der Unterschied zwischen einer Spannungersatzschaltung und einer Stromersatzschaltung?

Kapitel 2 Homogene Halbleiterbauelemente

17. Was sind die spezifische Merkmale von Halbleitern?
18. Welcher homogene Halbleiter wird zur Temperaturmessung eingesetzt?
19. Wie wird der homogene Halbleiter bezeichnet, der zum Zwecke der Begrenzung eines Einschaltstromes eingesetzt wird?
20. Welcher homogene Halbleiter kann auch als Sicherungselement eingesetzt werden?
21. Welcher homogene Halbleiter dient oftmals als Überspannungssicherung?
22. Wie wird der Widerstand genannt, dessen Widerstandswert vom Magnetfeld abhängt?
23. Welcher Effekt macht den Widerstand eines Fotowiderstandes vom einfallenden Licht abhängig?
24. Was ist der Unterschied zwischen einer Leistungshyperbel und einer Leistungsgeraden?
25. Wie würden Sie den Hall-Effekt beschreiben?

Antworten dazu

Kapitel 1 Elektrische Leitung und Widerstände

1. Die Leitung wirkt wie eine Kapazität.
2. Die Leitung wirkt wie eine Induktivität.
3. Ein Kabel besteht aus mehreren Adern. Eine Ader kann aus mehreren Drähten bestehen.
4. Wenn der Strom größer als der Bemessungsstrom wird.
5. Der differentielle Widerstand ist der durch eine Tangente im Arbeitspunkt linearisierte Widerstand eines nichtlinearen Widerstandes.
6. Durch einen Temperaturkoeffizienten.
7. Der Wärmewiderstand gibt an, welche Wärmeleistung bei gegebener Temperaturdifferenz an die Umgebung abgegeben werden kann. Seine Einheit ist Kelvin pro Watt (K/W).
8. Die Größe der Oberfläche.
9. Sie beschreibt welche Leistung bei gegebener Außentemperatur ein Widerstand aufnehmen kann.
10. Drahtwiderstand, Schichtwiderstand, Dickschichtwiderstand, Massewiderstand, SMD-Widerstand.
11. Eine hohe Induktivität.
12. Ca. 0,5 pF.
13. Potentiometer.
14. Bei Bewegung des Schleifers ändert sich der Widerstandswert nicht kontinuierlich sondern meist sprunghaft.
15. Wenn der Lastwiderstand sehr viel größer als der Teilerwiderstand ist.
16. Bei der Spannungsersatzschaltung wirkt eine Ersatzspannungsquelle mit einem Innenwiderstand in Serie, während bei der Stromersatzschaltung eine Ersatzstromquelle mit einem parallelen Innenwiderstand wirkt.

Kapitel 2 Homogene Halbleiterbauelemente

17. Die Leitfähigkeit ist niedriger als die Leitfähigkeit von Metallen, aber höher als die Leitfähigkeit von Nichtleitern. Halbleiter zeigen eine starke Abhängigkeit der Leitfähigkeit von der Temperatur und von Strahlungseinwirkungen.
18. Der Heißleiter (Thermistor, NTC-Widerstand).
19. Der Anlassheißleiter.
20. Der Kaltleiter (PTC-Widerstand).
21. Der Varistor.
22. Die Feldplatte.
23. Der innere fotoelektrische Effekt.
24. Bei der Leistungshyperbel ist die Spannungs- und Strom-Achse linear dargestellt, bei der Leistungsgeraden ist die Spannungs- und Strom-Achse logarithmisch dargestellt.
25. Ein homogenes Halbleiterplättchen wird von einem Strom durchflossen. Ein Magnetfeld verbiegt durch die Lorentz-Kraft den Stromfluss. Dadurch entsteht an den Seiten des Stromflusses eine rechtwinklig dazu verlaufende Spannung, deren Polarität von der Richtung des Magnetfeldes abhängig ist.

Kapitel 3 Halbleiterdioden

26. Was wird als Raumladungszone bezeichnet?
27. Was passiert in einer Diode, wenn sie in Durchlassrichtung betrieben wird?
28. Was passiert in einer Diode, wenn sie in Sperrrichtung betrieben wird?
29. Welchen Einfluss hat eine Temperaturerhöhung auf die Daten einer Diode?
30. Was passiert in einer Diode, wenn sie eine bestimmte Sperrspannung überschreitet?
31. Was bezeichnet man als Temperaturspannung?
32. Wie lässt sich eine Diodenkennlinie linearisieren?
33. Was ist beim Zusammenschalten von Dioden zu beachten?
34. Welche Art von Gleichrichterschaltungen kennt man?
35. Welche Polarität hat der TK von Z-Dioden?
36. Wie sieht das Ersatzschaltbild einer Fotodiode bzw. Fotoelementes allgemein aus?
37. Wie groß ist der Fotostrom einer Fotodiode bzw. Fotoelementes?
38. Warum muss beim Laden eines Akku's eine Rückstromsperre in Form einer Diode vorgesehen werden?
39. Mit welchem Strom wird eine gewöhnliche LED betrieben?
40. In welchen Standardfarben sind LEDs erhältlich?
41. Wie wird weißes Licht mit Hilfe von LEDs erzeugt?

Kapitel 4 Kondensatoren

42. Die Größe der Kapazität eines Kondensators hängt von verschiedenen Parametern ab. Nennen Sie diese Parameter.
43. Welche Einheit hat die Kapazität?
44. Wir unterscheiden den verlustfreien Wechselstrombetrieb vom verlustbehafteten Wechselstrombetrieb. Was ist der Unterschied?
45. Was passiert bei hohen Frequenzen mit einem Kondensator?
46. Bis zu welchen Frequenzen lässt sich ein Kondensator einsetzen?
47. Wie lässt sich ein Parallelwiderstand in einen gleichwertigen Serienwiderstand umrechnen?
48. Wie steigt bzw. fällt die Spannung beim Laden bzw. Entladen an einem Kondensator mit und ohne Widerstand?
49. Wie groß ist der Strom durch einen Kondensator im eingeschwungenem Zustand?
50. Welchen Nachteil haben gewickelte Kondensatoren?
51. Welche Arten von Elektrolytkondensatoren gibt es? Nennen Sie mindestens zwei Arten.
52. Was ist bei Elektrolytkondensatoren zu beachten?
53. Welche Probleme können Elektrolytkondensatoren, speziell Aluminium-Elektrolytkondensatoren, bereiten?
54. Welche Elektrolytkondensatoren haben die höchsten Kapazitätswerte?
55. Welchen Nachteil haben diese?
56. Wie groß ist der tatsächliche Amplitudenverlauf und der Phasenwinkel eines Tiefpasses erster Ordnung (RC-Tiefpass) und eines Hochpasses erster Ordnung (RC-Hochpass) an Stelle der Eckfrequenz?
57. Wie groß ist die Steigung im Sperrbereich eines Tiefpasses erster Ordnung bzw. eines Hochpasses erster Ordnung?
58. Wo schneiden sich die Geraden des asymptotischen Amplitudenverlaufs?
59. Welche Anordnung aus zwei Widerständen und zwei Kondensatoren ändert den Amplitudenverlauf nicht?
60. Wie groß muss die Spannung sein, um einen Akku aufzuladen?

Kapitel 3 Halbleiterdioden

26. Die Trennschicht im PN-Übergang ohne freie Ladungsträger.
27. Die äußere Spannung treibt Elektronen in das p-Gebiet, Löcher in das n-Gebiet → Die Raumladungszone verschwindet.
28. Die äußere Spannung saugt Elektronen zum n-Bahngebiet, Löcher zum p-Bahngebiet → Die Raumladungszone wird vergrößert (Nutzung als Kapazitätsdiode).
29. Anstieg des Sperrstromes und Verringerung der Flussspannung.
30. Es tritt ein Durchbruch auf (Avalanche-Durchbruch oder Zener-Durchbruch). Die Ladungsträger vermehren sich lawinenartig (Avalanche-Durchbruch) oder die Feldstärke wird so groß, dass die Sperrschicht überwunden wird (Zener-Durchbruch).
31. Die Temperaturspannung beträgt 26 mV bei einer Temperatur von 300 K. Sie befindet sich im Nenner des Exponenten einer e-Funktion, die den Zusammenhang zwischen Diodenstrom und treibende Spannung in Durchlassrichtung beschreibt.
32. Durch Anlegen einer Sekante bei 10 % und bei 100 % des Bemessungsstromes in Durchlassrichtung. Der Schnittpunkt mit der x-Achse gibt die Schleusenspannung der Diode an.
33. Wegen unvermeidlicher Kennlinienstreuungen ist dafür zu sorgen, dass durch Widerstände eine entsprechende Stromaufteilung beim Parallelschalten bzw. eine Spannungsaufteilung beim Serienschalten erfolgt.
34. Einwegschtaltung, Mittelpunktschtaltung, Brückenschtaltung (Graetz-Schtaltung).
35. Unterhalb von 5 V negativ (Zener-Effekt) und oberhalb von 5 V positiv (Avalanche-Effekt).
36. Diode mit paralleler Stromquelle.
37. $I_p = S \cdot E$ ($S =$ Lichtempfindlichkeit, $E =$ Beleuchtungsstärke).
38. Weil sich der Akku über die Fotodiode bzw. das Fotoelement entladen würde.
39. Mit ca. 5–20 mA.
40. Rot, Orange, Gelb, Grün und Blau.
41. Blaues Licht regt gelben Fluoreszenz-Farbstoff an. Blau und Gelb ergeben als Licht zusammen weiß.

Kapitel 4 Kondensatoren

42. Die Größe der Kapazität ist proportional zur Größe der Elektrodenfläche, zum ϵ_r und umgekehrt proportional zum Abstand der Elektroden.
43. $[C] = 1 \text{ Farad} = 1 \text{ As/V}$
44. Im verlustfreien Wechselstrombetrieb eilt der Strom der Spannung voraus. Im verlustbehafteten Wechselstrombetrieb ist der Winkel zwischen Strom und Spannung kleiner und wir definieren einen Verlustfaktor $\tan \delta$ bzw. den dazu umgekehrt proportionalen Faktor der Güte Q_C .
45. Der Kondensator wird zum Serienschwingkreis und oberhalb der Resonanzfrequenz zur Induktivität.
46. Theoretisch bis zur Resonanzfrequenz, praktisch etwa eine Dekade darunter.
47. $R_s = R_p \tan^2 \vartheta$ oder $R_{ESR} = R_p \tan^2 \vartheta$
48. Mit Widerstand: $u_C = U \cdot (1 - e^{-t/\tau})$, Ohne Widerstand: $u_C = \frac{1}{C} \cdot t$
49. Der Strom ist Null.
50. Hohe parasitäre Induktivität.
51. Aluminium- und Tantal-Elektrolytkondensatoren.
52. Die Polung. Es gibt spezielle Elektrolytkondensatoren für Wechselströme.
53. Die Kondensatoren können bei Überlastung austrocknen und dabei ihre Kapazität verlieren.
54. Doppelschicht-Elektrolytkondensatoren.
55. Geringe Spannungswerte.
56. Amplitude $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, Phasenwinkel Tiefpass = -45° und Phasenwinkel Hochpass = $+45^\circ$.
57. Eine Dekade Amplitudenänderung pro Dekade Frequenzänderung.
58. Bei der Eckfrequenz bzw. Grenzfrequenz.
59. Der RC-Allpass.
60. Die gleichgerichtete Spannung muss größer sein als die Akkuspannung plus eventuelle Diodenspannungen.

Kapitel 5 Spulen und Schwingkreise

61. Die Größe der Induktivität einer Spule hängt von verschiedenen Parametern ab. Nennen Sie diese Parameter.
62. Welche Einheit hat die Induktivität?
63. Wie steigt bzw. fällt der Strom beim Laden bzw. Entladen an einer Induktivität mit und ohne Widerstand?
64. Was bedeutet der A_L -Wert?
65. Bis zu welchen Frequenzen lässt sich eine Induktivität einsetzen?
66. Was unterscheidet eine Induktivität von einer Kapazität?
67. Was wird unter dem Scheren der Kennlinie bei einer Drossel verstanden?
68. Welchen Vorteil hat ein Schalenkern aus Ferrit?
69. Was passiert beim Überschreiten der Curie-Temperatur?
70. Wie kann der Wert der Eigenkapazität einer Spule bestimmt werden?
71. Was ist der Vorteil von NANOPERM als Kernmaterial?
72. Welche Kenngrößen beschreiben einen Schwingkreis?
73. Welche Art von Schwingkreisen sind bekannt?
74. Welcher Zusammenhang besteht zwischen Bandbreite und Güte?
75. Wie lässt sich ein serieller Widerstand in einen Parallelwiderstand umrechnen?
76. Wie lässt sich ein paralleler Widerstand in einen Serienwiderstand umrechnen?
77. Welche Ordnung hat ein LC-Tiefpass.
78. Ab wann tritt eine Welligkeit im Durchlassbereich des LC-Tiefpasses, bzw. ein Überschwinger in der Sprungantwort des LC-Tiefpasses auf?
79. Was ist der Vorteil von Resonanzschaltungen?
80. Wie erfolgt die Transformation von Widerständen an einem Schwingkreis mit angezapfter Spule (Spartransformator)?
81. Wie verhält sich ein Quarz zwischen den beiden Resonanzstellen (Serienresonanz- und Parallelresonanzstelle)?
82. Wie lässt sich die Frequenz eines Quarzes justieren?

Kapitel 6 Transformatoren und Übertrager

83. Was bestimmt das Übersetzungsverhältnis eines Transformators?
84. Welche Funktion erfüllt ein Transformator?
85. Welche Kerne werden gerne für Transformatoren benutzt?
86. Was wird gerne zur Potentialtrennung eingesetzt?
87. Welche Transformatoren haben einen schlechten Wirkungsgrad?

Kapitel 7 Relais

88. Was ist ein Relais?
89. Welche Aufgabe hat ein Klebstift?
90. Mit welcher Besonderheit wartet ein Reedrelais auf?
91. Warum gibt es einen Unterschied zwischen dem Anzugsstrom eines Relais und dem Abfallstrom?
92. Welche Wirkung hat der sich bewegende Anker auf das Einschaltverhalten?
93. Welche Wirkung hat eine Diode auf das Abschaltverhalten?
94. Welches Abschaltverhalten ergibt sich ohne Diode?
95. Was wird unter Prellen des Kontaktes verstanden?

Kapitel 5 Spulen und Schwingkreise

61. Die Größe der Induktivität ist proportional zum Quadrat der Windungszahl zur Größe des Eisenquerschnittes, zu μ_r und umgekehrt proportional zur effektiven Weglänge.
62. $[L] = 1 \text{ Henry} = 1 \text{ Vs/A}$
63. Mit Widerstand: $i_L = \frac{U}{R_{Cu}} \cdot (1 - e^{-t/\tau})$, Ohne Widerstand: $i_L = \frac{U}{L} \cdot t$
64. Es entspricht dem magnetischen Leitwert bzw. Induktivitätsfaktor und ist ein Maß für die erzielbare Induktivität, wenn der A_L -Wert mit dem Quadrat der Windungszahl N multipliziert wird.
65. Theoretisch bis zur Resonanzfrequenz, praktisch etwa eine Dekade darunter.
66. Die Induktivität will den Strom durch sie weiter fließen lassen, während die Kapazität die Spannung an ihren Anschlüssen aufrechterhalten will.
67. Erhöhung des magnetischen Widerstandes durch Einbringen eines Luftspaltes und dadurch Linearisierung der Kennlinie.
68. Hohe Wirbelstromdämpfung durch elektrisch isolierte, magnetische Teilchen.
69. Das Material verliert seine magnetischen Eigenschaften.
70. In dem der reziproke Wert des Quadrates der Resonanzfrequenz über Zusatzkapazitäten aufgetragen wird. Der linke Teil der X-Achse (von Null startend) ist dann der Wert der Eigenkapazität.
71. NANOPERM eignet sich besonders als Kernmaterial für Speicherdrosseln in Schaltnetzteilen, wo es auf hohe Taktfrequenz, hohe Aussteuerbarkeit und geringe Verluste ankommt.
72. Kennfrequenz, Kennwiderstand, Kreisgüte und Abklingkonstante.
73. Reihenschwingkreis (Serienschwingkreis) und Parallelschwingkreis.
74. Je größer die Bandbreite B desto geringer die Güte Q und umgekehrt $Q = \frac{f_0}{B}$.
75. Durch Multiplikation mit dem Quadrat der Güte Q .
76. Mit Division durch das Quadrat der Güte Q .
77. Es ist ein Tiefpass zweiter Ordnung.
78. Ab Güten größer 0,5 (größer als der aperiodische Grenzfall, bei $Q = 0,5$).
79. Durch Anwendung der Resonanzschaltungen kann eine Impedanz-Transformation durchgeführt werden.
80. Über das Quadrat des Übersetzungsverhältnisses $R'_L = \dot{u}^2 \cdot R_L$ bzw. $R'_G = \frac{R_G}{\dot{u}^2}$
81. Induktiv.
82. Durch „Ziehen“ des Quarzes (2, entweder durch einen Seriendensator ($C_r > 10 \text{ pF}$) oder durch einen Parallelkondensator ($C_p < 100 \text{ pF}$).

Kapitel 6 Transformatoren und Übertrager

83. Die Windungszahlen.
84. Der Transformator fungiert als Spannungswandler und Bandpass.
85. Ringkerne, Schalenkerne, Schnittbandkerne, Ei-Kerne und M-Kerne.
86. Impulsübertrager.
87. Kerne mit kleinen Abmessungen (z. B. M42-, M55-, M65-).

Kapitel 7 Relais

88. Ein elektromagnetisch betätigter Schalter.
89. Durch den hohen Remanenz-Fluss bei Strom = Null würde der Anker dauerhaft am Kern kleben bleiben. Erst ein Gegenstrom würde den Anker abfallen lassen.
90. Ein Reedrelais bietet absoluten Schutz vor Umwelteinflüssen.
91. Die Federkraft steigt linear mit der Reduktion der Entfernung an. Die Kraft des magnetischen Feldes steigt quadratisch mit der Reduktion der Entfernung an. Daher gibt es einen bestimmten Strom-Punkt bei dem die Federkraft überwunden werden kann (der Anzugsstrom). Durch den quadratischen Zusammenhang zwischen Anzugsstrom und Entfernung ist die Haltekraft stärker als benötigt. Das führt zu einem verringerten Haltestrom, da nur der lineare Verlauf der Federkraft überwunden werden muss.
92. Der Strom beginnt normal wie bei einer Induktivität. Dann folgt die Bewegung des Ankers, damit ändert sich die Zeitkonstante. Durch die Veränderung der Zeitkonstante kommt es zu einem Einbruch im Stromverlauf.
93. Eine Diode lässt im Abschaltmoment den Strom durch die Spule des Relais weiterlaufen. Dies sorgt für eine Verlängerung der Abschaltzeit.
94. Ohne Diode baut die Induktivität entsprechend ihrer gespeicherten Energie eine hohe Spannung am Schalter auf. Durch die hohe Spannung ionisiert die Luft, ein Funke entsteht. Wenn die Energie der Induktivität nicht mehr ausreicht, um den Funken aufrecht zu erhalten, kommt es zu einem Schwingvorgang zusammen mit den Schaltkapazitäten und dem Widerstand der Relaispule.
95. Ein mehrfaches Ein- und Ausschalten des Kontaktes. Abhilfe schafft ein mit Quecksilber benetzter Kontakt (Reedrelais).

Kapitel 8 Röhren und Displays

96. Welchen Effekt nutzen Gasentladungsröhren?
97. Wo wird heutzutage noch eine Glimmlampe eingesetzt?
98. Was bedeutet „Gettern“?
99. Was ist die einfachste Form einer Röhre?
100. Was sind Mehrgitterröhren?
101. Welche Aufgabe hat das Bremsgitter einer Pentode?
102. Wie arbeiten Nachtsichtgeräte auf Röhrenbasis?
103. Was ist ein CCD-Sensor?
104. Wie arbeitet eine S/W-Kathodenstrahlröhre?
105. Was bedeutet der Ausdruck „TFT“?

Kapitel 9 Feldeffekt-Transistoren

106. Woraus entstand das Wort Transistor?
107. Wir unterscheiden bei Sperrschicht-FETs zwei Arten von Feldeffekt-Transistoren, wie lauten diese?
108. Was ist der prinzipielle elektrische Unterschied zwischen FET und BJT?
109. Wie werden die Anschlüsse eines FET's bezeichnet und welche Funktion haben sie?
110. Was bezeichnet der Ausdruck „Pinch Off“?
111. Wie nennt man die Betriebsart, bei der der FET als steuerbarer Widerstand genutzt werden kann?
112. Wie ist die Eingangsimpedanz eines FET geartet?
113. Welche Größe wird beim JFET benutzt, um die Abhängigkeit des Drainstromes von der Drain-Source-Spannung zu beschreiben?
114. Welche Größe wird beim JFET benutzt, um die Abhängigkeit des Drainstromes von der Drain-Source-Spannung im Arbeitspunkt zu beschreiben?
115. Wie errechnet sich die Spannungsverstärkung eines Transistor-Verstärkers?
116. Wie erfassen wir die Phasenumkehr eines Transistor-Verstärkers?
117. Wie lässt sich ein JFET als spannungsgesteuerter Widerstand betreiben?
118. Beschreiben Sie die Funktion des JFET's als Schalter.
119. Der JFET soll als Stromquelle eingesetzt werden, was ist zu tun?
120. Was passiert durch Anwendung der Gegenkopplung?
121. Was geschieht bei der Anwendung des Miller-Theorem's?
122. Wie werden MOSFETs auch noch genannt?
123. Neben den zwei Arten von JFETs gibt es bei MOSFETs noch zwei Arten. Wie heißen diese?
124. Was ist der Unterschied im Einsatz von MOSFETs gegenüber JFETs?
125. Wie lassen sich CMOS-Inverter als analoge Verstärker einsetzen?
126. Wie funktioniert ein Übertragungsgatter (transmission gate).

Kapitel 8 Röhren und Displays

96. Die elektrische Leitfähigkeit von ionisierten Gasen.
97. Im Schraubendreher als Spannungsprüfer.
98. Verbesserung des Vakuums durch Verdampfen von Getter-Material (meist Barium).
99. Die Diode.
100. Tetroden und Pentoden gehören zur Klasse der Mehrgitterröhren.
101. Es soll die Elektronen verlangsamen, damit aus der Anode beim Auftreffen der Elektronen keine Sekundärelektronen herausgeschlagen werden.
102. Das Ladungsbild wird über eine Mikrokanalplatte (MCP) durch Sekundärelektronen verstärkt.
103. Der CCD-Sensor ist ein Bildwandler nach dem Eimerkettenprinzip.
104. Durch eine Elektronenoptik wird aus einer Kathoden-Emission ein feiner Elektronenstrahl geformt. Dieser Elektronenstrahl kann elektrostatisch (Oszilloskop) oder magnetisch (TV-Gerät) abgelenkt werden. Der Elektronenstrahl trifft auf einen Leuchtschirm. Dieser Leuchtschirm ist elektrisch mit der Anode verbunden.
105. TFT steht für Thin-Film-Transistor, ein durchsichtiger Transistor bei LC-Displays (LCDs), der die Pixel (= Bildelemente) schaltet.

Kapitel 9 Feldeffekt-Transistoren

106. Aus den beiden Worten „transfer resistor“.
107. N-Kanal und p-Kanal Sperrschicht-FETs.
108. FET: Spannungssteuerung BJT: Stromsteuerung
109. Gate: Steuerelektrode, Source: Quelle des Stromes, Drain: Senke des Stromes
110. Verminderung eines weiteren Stromanstieges durch Einschnürung des Kanals.
111. Anlaufbereich.
112. Kapazitiv.
113. λ (Lambda) oder V_A (Early-Spannung).
114. r_{DS} oder $1/g_o$.
115. Steilheit (s oder g_m) mal angeschlossene Widerstände.
116. Durch ein Minuszeichen.
117. Durch sehr kleine U_{DS} oder durch Linearisierungswiderstände.
118. Wenn die Spannung am Gate Null ist, ist die Diode gesperrt und der JFET ist geöffnet. Wird die Spannung am Gate-Anschluss negativ (negativer als die Pinch-Off-Spannung), sperrt der JFET und die Diode leitet.
119. Der Gate-Anschluss wird über einen hochohmigen Widerstand an Masse gelegt, über einen Widerstand in der Source-Leitung kann der Strom eingestellt werden.
120. Bei Gegenkopplung beeinflusst eine Ausgangsgröße das Eingangssignal.
121. Das Auftrennen von Ausgangskreis und Eingangskreis.
122. *Feldeffekt*-Transistoren mit isolierter Gate-Elektrode (IGFET).
123. Selbstsperrend, Anreicherungstyp oder enhancement-Typ, jeweils für n-Kanal und p-Kanal.
124. Eigentlich gibt es keinen Unterschied, bis auf die Art des Transistors.
125. Durch einen hochohmigen Widerstand zwischen Ausgang und Eingang und durch je einen Kondensator am Ausgang und Eingang.
126. Durch die Parallelschaltung eines p-Kanal und eines n-Kanal MOSFETs.

Kapitel 10 Bipolare Transistoren

127. Warum wird der bipolare Transistor „bipolar“ genannt?
128. Warum kann man durch Zusammenschalten von zwei herkömmlichen Dioden keinen bipolaren Transistor machen?
129. Wie werden beim bipolaren Transistor Basis-Emitter- und Kollektor-Basisdiode im Normalfall betrieben?
130. Was repräsentiert der Basisstrom?
131. Durch welchen Zusammenhang wird die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Basis-Emitter-Spannung beschrieben?
132. Wovon ist die Stromverstärkung eines Transistors abhängig?
133. Was versteht man unter dem Begriff Earlyspannung und was repräsentiert er?
134. Was charakterisiert den gesättigten Betrieb des Transistors?
135. Warum reduziert sich die Stromverstärkung so drastisch, wenn der Transistor invers betrieben wird?
136. Beschreiben Sie die Stromabhängigkeit des Basis-Bahnwiderstandes.
137. Von welchen Größen ist die Stromverstärkung des Transistors im Betrieb abhängig?
138. Wie wird oft die Eingangskennlinie dargestellt?
139. Welchen Einfluß hat ein Arbeitswiderstand?
140. Welches sind die wichtigsten Betriebsarten?
141. Welche primären Temperaturabhängigkeiten hat ein Transistor?
142. Warum muß der Arbeitspunkt eines Transistors stabilisiert werden?
143. Welche Methoden werden zur Stabilisierung des Arbeitspunktes angewandt?
144. Was zeichnet die Basisgrundschialtung aus?
145. Was zeichnet die Kollektorgrundschialtung aus?
146. Welche Grundschialtung hat die höchste Leistungsverstärkung?
147. Warum werden h-Parameter benutzt, um das Kleinsignalverhalten von Transistoren zu beschreiben?
148. Welche Transistorgröße wird mit h_{21e} bzw. h_{fe} bezeichnet und was bedeuten diese Bezeichnungen?
149. Warum werden für hochfrequente Bauelemente die S-Parameter zur Charakterisierung herangezogen?
150. Was ist der Unterschied zwischen f_T und f_B ?
151. Wie bestimmt man am bequemsten die Transitfrequenz eines Transistors?
152. Ist die Transitfrequenz vom Kollektorstrom abhängig? Wenn ja, wie?
153. Welchen Effekt hat nach dem Millertheorem eine Kollektor-Basis-Kapazität, wenn der Transistor in der Emittergrundschialtung betrieben wird?
154. Welchen Vorteil hat der Differenzverstärker gegenüber einem Einzeltransistor?
155. Wie kann man beim Differenzverstärker eine hohe Gleichtaktunterdrückung erreichen?
156. In welcher Relation stehen Gleichtakteingangswiderstand und Differenzeingangswiderstand?
157. Wie beschreibt man das Fehlverhalten des Differenzverstärkers durch Unsymmetrien?
158. Warum beeinflussen Unsymmetrien die Qualität eines Differenzverstärkers?

Kapitel 11 Operationsverstärker

159. Wie ist ein Operationsverstärker aufgebaut?
160. Welche Anschlüsse hat ein Operationsverstärker?
161. Wie läßt sich ein idealer Operationsverstärker charakterisieren?
162. Welchen Vorteil hat das Arbeiten mit einem Operationsverstärker im Vergleich zu einer herkömmlichen Transistorschaltung?
163. Welche Verstärkungsarten unterscheiden wir beim verschalteten Operationsverstärker?
164. Die Leerlaufverstärkung eines Operationsverstärkers betrage $A_v = 1 \cdot 10^6$ bei einer 3 dB-Grenzfrequenz von 10 Hz. Als äußere Verstärkung soll 60 dB eingestellt werden. Welche Bandbreite wird die äußere Verstärkung besitzen?
165. Welcher Phasenrand (= Phasenspielraum) eignet sich am besten für ein einfaches Stabilitätskriterium?
166. Wann tritt bei einem Operationsverstärker der Slew-Rate-Effekt auf und wie läßt sich der Effekt erklären?
167. Was ist der Vorteil eines Universalfilters (State-Variable-Filter, SVF)?
168. Wie kann man aus einer Kapazität eine Induktivität machen?

Kapitel 10 Bipolare Transistoren

127. Weil an der Funktion des Transistors freie Elektronen (n) oder freie Löcher (p) beteiligt sind.
128. Ein bipolarer Transistor arbeitet nur, wenn die Basisweite geringer als die Diffusionslänge der Ladungsträger ist (d. h. nur bei Basisweiten im μm -Bereich)
129. Basis-Emitter-Diode im Durchlassbetrieb, Kollektor-Basis-Diode im Sperrbetrieb
130. Die Rekombination der vom Emitter injizierten Ladungsträger in der Basiszone
131. I_C ist proportional zu $I_S \cdot (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}})$.
132. Vom Verhältnis des Quadrates der Basisweite zum Quadrat der Diffusionslänge
133. Die Projektion der I_C/U_{CE} -Kennlinien auf die negative U_{CE} -Achse. Die sog. Earlyspannung repräsentiert auch den Ausgangswiderstand des Transistors.
134. Basis-Emitter-Diode und Kollektor-Basis-Diode sind in Durchlassrichtung geschaltet.
135. Das Dotierungsprofil und die Geometrie sind für den Vorwärtsbetrieb optimiert.
136. Bei niedrigen Basisströmen ist der Basis-Bahnwiderstand hochohmig. Bei hohen Basisströmen ist der Basis-Bahnwiderstand niederohmig.
137. Temperatur und Kollektorstrom.
138. Der logarithmisch aufgetragene Basisstrom als Funktion der linear aufgetragenen Basis-Emitter-Spannung
139. Begrenzung des Aussteuerbereiches auf die Widerstandsgerade
140. A-Betrieb, AB-Betrieb, B-Betrieb, C-Betrieb
141. Stromverstärkung und Basis-Emitter-Spannung
142. Temperaturänderungen beeinflussen den Arbeitspunkt
143. Stromgegenkopplung, Stromeinspeisung, Spannungsgegenkopplung
144. Niedriger Eingangswiderstand, Stromverstärkung $\beta < 1$
145. Hoher Eingangswiderstand, Spannungsverstärkung $A_v < 1$
146. Emitter-Grundsaltung
147. Übereinstimmung der h-Parameter mit den Parametern des Kleinsignalverhaltens des Transistors
148. Stromverstärkung; h_{21e} = Element 21 in der Emitter-Grund-Saltung, h_{fe} = Vorwärtsübertragungskoeffizient in Emitter-Grund-Saltung
149. Im hochfrequenten Bereich bereitet es wegen parasitärer Effekte große Probleme Bauelemente auszumesen. Es geht leichter Wellen zu analysieren.
150. f_β ist die Frequenz, bei der die Stromverstärkung um 3 dB gegenüber dem Gleichstromwert abgesunken ist. f_T ist die Frequenz, bei der die Stromverstärkung zu Eins geworden ist
151. Man misst die Stromverstärkung bei Frequenzen oberhalb von f_β und multipliziert diese mit der Frequenz
152. Ja, bei geringen Strömen steigt die Transitfrequenz zunächst zu höheren Strömen hin an, um bei großen Strömen wieder abzufallen.
153. Die Kollektor-Basiskapazität wird zu einer Basis-Emitterkapazität transformiert, deren Wert mit der Spannungsverstärkung multipliziert ist.
154. Verstärkung von Gleichstrom bzw. Gleichspannung
155. Ein hoher Widerstand im Emitterzweig (z. B. durch eine Stromquelle)
156. Der Gleichtakteingangswiderstand ist größer als der Differenzeingangswiderstand
157. Durch Offsetgrößen
158. Die Unsymmetrien lassen sich nicht von normalen Signalen unterscheiden.

Kapitel 11 Operationsverstärker

159. Differenzeingangsstufe, Zwischenverstärker und Endstufe.
160. Neben den Stromversorgungsanschlüssen und eventuellem Offsetabgleich hat der Operationsverstärker zwei massebezogene Eingänge (P und N) und ein massebezogenen Ausgang (A).
161. $R_{in} = \infty \Omega$; $R_{out} = 0 \Omega$; $I_{in} = 0 \text{ A}$
162. Das Verhalten lässt sich durch die äußere Beschaltung nahezu exakt voraussagen.
163. Schleifenverstärkung, Leerlaufverstärkung, Übertragungskennlinie
164. $\Delta A_v = 1000$, $f_g = 10 \text{ Hz} \cdot 1000 = 10 \text{ kHz}$
165. 45° , weil hier in der Schleifenverstärkung der Übergang von -20 dB/Dekade auf -40 dB/Dekade stattfindet.
166. Bei der Verarbeitung von Großsignalen. Interne Übersteuerung und damit Limitation des maximalen Stromes zum Umladen der Millerkapazität.
167. Durch die Anwendung des Universalfilters lassen sich die Funktionen Tiefpass, Hochpass, Bandpass und Bandsperre realisieren.
168. Mit Hilfe eines Operationsverstärkers und entsprechende Verschaltung.

Quellenverzeichnis

| Ifd. Nr. | Seite | Bild | Quelle |
|----------|-------|----------|--|
| 1 | 9 | 1b | Siemens AG, Erlangen |
| 2 | 9 | 1c | Roederstein, Landshut/Bayern |
| 3 | 11 | 1a | Wilhelm Ruf OHG, Höhenkirchen bei München |
| 4 | 11 | 1b | Amphenol, Deisenhofen bei München |
| 5 | 11 | 2a/2b | <i>Starke, L. und Bernhard, H.:</i> Leitfaden der Elektronik, Teil 2, 3. Auflage, Franzis-Verlag München, Bild 1.7 und Bild 1.10 |
| 6 | 15 | 1 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 7 | 15 | 4 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 8 | 21 | 1 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 9 | 25 | 1 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 10 | 25 | 4 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 11 | 27 | 1 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 12 | 29 | 1 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 13 | 29 | 3 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 14 | 29 | 4 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 15 | 31 | 4a | wie Ifd. Nr. 1 |
| 16 | 31 | 4c | AEG-Telefunken, Frankfurt/Main |
| 17 | 31 | 1 | Motorola GmbH, Taunusstein |
| 18 | 47 | 1 | <i>Leucht, K.:</i> Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik, Franzis-Verlag, München, 8. Auflage, Bild 78 |
| 19 | 47 | 2 | wie Ifd. Nr. 5, Bild 2.16 |
| 20 | 47 | 4a | <i>Zinke, O.:</i> Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe, Springer-Verlag, Berlin 1965, Abb. 2.21 |
| 21 | 63 | 1 | wie Ifd. Nr. 1 |
| 22 | 75 | 1a/1b/1c | Kristall-Verarbeitung GmbH, Neckarbischofsheim |
| 23 | 75 | 1d | Ginsbury Electronic GmbH, Ottobrunn |
| 24 | 85 | 4 | wie Ifd. Nr. 5, Bild 3.1 |
| 25 | 87 | 6 | SDS-Relais, Deisenhofen |
| 26 | 103 | 1 | Valvo GmbH, Hamburg |
| 27 | 105 | 2 | Telefunken-Fachbuch „Die Fernsehbildröhre“, Telefunken, Ulm |
| 28 | 105 | 3 | wie Ifd. Nr. 27 |
| 29 | 263 | 3a | Agent-Tekelec Airtronic, München |
| 30 | 281 | 2c | Schott u. Gen., Mainz |
| 31 | 283 | 1b/4 | Hirschmann, Esslingen |
| 32 | 285 | 1a | AEG-Telefunken, Heilbronn |
| 33 | 303 | 1a | wie Ifd. Nr. 17 |
| 34 | 303 | 1b | Datenbuch Leitungshalbleiter, Siemens AG, Erlangen |
| 35 | 335 | 2a/2b | EnergieInstitut FH-Gelsenkirchen |

Zum Anhang A

- A.3 Beschriftung von Keramikkondensatoren
nach SEL-Taschenbuch, Standard Elektrik AG Stuttgart, herausgegeben von *H. Sarkowski*
- A.5 Herstellungsverfahren für pn-Übergänge
nach *Dolega, U.:* Halbleiterdioden, Technische Information, INTERMETALL, Freiburg.

Literatur

Übungsbücher

- [Ü1] Böhmer, E.: Rechenübungen zur angewandten Elektronik, 5. Aufl. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1997)
- [Ü2] Böhmer, E.: Elemente der Elektronik – Repetitorium und Prüfungstrainer, 7. Aufl. (2009)

Grundlagenbücher und Nachschlagewerke

- [1] Czichos, H.: HÜTTE – Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften, 31. Aufl. Springer, Berlin (2000)
- [2] Moeller, Frohne, Löcherer, Müller: Grundlagen der Elektrotechnik, 19. Aufl. Teubner, Stuttgart (2002)
- [3] Zinke, O., Seither, H.: Widerstände, Spulen, Kondensatoren und ihre Werkstoffe. Springer, Berlin (1982)
- [4] Schaumburg, H.: Einführung in die Werkstoffe der Elektrotechnik. Teubner, Stuttgart (1993)

Literatur zu Kap. 1

- [1-1] Krause, W.: Grundlagen der Konstruktion – Elektronik-Elektrotechnik-Feinwerktechnik, 7. Aufl. Hanser, München, Wien (1994)
- [1-2] Brümmer, H.: Elektronische Gerätetechnik. Vogel, Würzburg (1980)
- [1-3] Müller, H.: Elementare integrierte Strukturen. Konstruktive Gestaltung und Fertigung in der Elektronik, Bd. 1. Vieweg, Braunschweig (1981)
- [1-4] Hering, E., Bressler, K., Gutekunst, J.: Elektronik für Ingenieure, 5. Aufl. Springer, Berlin (2005)
- [1-5] Reisch, M.: Elektronische Bauelemente. Springer, Berlin (1998)

Literatur zu Kap. 2

- [2-1] v. Borcke, U., Cuno, H.H.: Feldplatten und Hallgeneratoren. Siemens, München (1985)
- [2-2] Reisch, M.: Elektronische Bauelemente. Springer, Berlin (1998)
- [2-3] Hering, E., Bressler, K., Gutekunst, J.: Elektronik für Ingenieure, 5. Aufl. Springer, Berlin (2005)
- [2-4] Feustel, O., Schmidt, W.: Sensorhalbleiter und Schutzelemente. Vogel, Würzburg (1982)

Literatur zu Kap. 3

- [3-1] Bystron, K., Borgmeyer, J.: Grundlagen der Technischen Elektronik, 2. Aufl. Hanser, München (1990)
- [3-2] Hering, E., Bressler, K., Gutekunst, J.: Elektronik für Ingenieure, 5. Aufl. Springer, Berlin (2005)
- [3-3] Naundorf, U.: Analoge Elektronik. Hüthig, Heidelberg (2001)
- [3-4] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [3-5] Reisch, M.: Elektronische Bauelemente. Springer, Berlin (1998)
- [3-6] Reuber, C. (Hrsg.): Sensoren und Wandlerbauelemente. Handbuch der Informationstechnik und Elektronik, Bd. 8. Hüthig, Heidelberg (1989)

Literatur zu Kap. 4

- [4-1] Zinke, O., Seither, H.: Widerstände, Spulen, Kondensatoren und ihre Werkstoffe. Springer, Berlin (1982)
- [4-2] Reisch, M.: Elektronische Bauelemente. Springer, Berlin (1998)
- [4-3] Hering, E., Bressler, K., Gutekunst, J.: Elektronik für Ingenieure, 5. Aufl. Springer, Berlin (2005)
- [4-4] Panasonic: Goldkondensatoren, Technisches Handbuch (Firmendruckschrift). Panasonic, Hamburg (1991)
- [4-5] Nährmann, D.: Stromversorgungs-Praxis. Franzis, München (1987)
- [4-6] Zubieta, L., Bonert, R.: Characterization of Double-Layer capacitors for power electronics applications. IEEE Trans. Ind. Appl. **36**(1), 199–205 (2000)

Literatur zu Kap. 5

- [5-1] Feldtkeller, R.: Theorie der Spulen und Übertrager. Hirzel, Stuttgart (1971)
- [5-2] Zinke, O., Seither, H.: Widerstände, Spulen, Kondensatoren und ihre Werkstoffe. Springer, Berlin (1982)

- [5-3] Boll, R.: Weichmagnetische Werkstoffe. Siemens, Berlin, München (1990)
- [5-4] Klein, P.E.: Netztransformatoren und Drosseln. Franzis, München (1975)
- [5-5] Hancke, W.: Kleintransformatoren und Eisenkerndrosseln. Vogel, Würzburg (1970)
- [5-6] Meinke, H., Gundlach, F.W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 3. Aufl. Springer, Berlin (1968)
- [5-7] Snelling, E.C.: Soft ferrites, properties and applications, 2. Aufl. Butterworth & Co, London (1988)
- [5-8] Kampczyk, W., Röb, E.: Ferritkerne. Siemens, Berlin, München (1978)
- [5-9] Zinke, O., Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, 4. Aufl. Bd. 1. Springer, Berlin (1990)
- [5-10] Zinke, O., Brunswig, H.: Hochfrequenztechnik 2, 5. Aufl. Springer, Berlin (1999)
- [5-11] Weißgerber, W.: Elektrotechnik für Ingenieure 2 und 3 (zwei Bände), 4. Aufl. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1999)
- [5-12] MAGNETEC: Nanokristalline Magnetmaterialien in der modernen Leistungselektronik. Technische Mitteilungen (2003)

Literatur zu Kap. 6

- [6-1] Feldtkeller, R.: Theorie der Spulen und Übertrager. Hirzel, Stuttgart (1971)
- [6-2] Steinbuch, K., Rupprecht, W.: Schaltungstechnik. Nachrichtentechnik, Bd. I. Springer, Berlin, Heidelberg (1982)
- [6-3] Kampczyk, W., Röb, E.: Ferritkerne. Siemens, Berlin, München (1978)
- [6-4] Boll, R., et al.: Magnettechnik. expert, Grafenau (1980)
- [6-5] Schmitt, R., Roos, A.J.: Impulsübertrager mit Ferritkernen. Siemens-Bauteile-Informationen, Heft 3 und 4. (1970)
- [6-6] Wagner, S.W.: Stromversorgung elektronischer Schaltungen und Geräte. R. v. Decker's-Verlag G. Schenck, Hamburg (1964)
- [6-7] Klein, P.E.: Netztransformatoren und Drosseln. Franzis, München (1985)
- [6-8] Hancke, W.: Kleintransformatoren und Eisenkerndrosseln. Vogel, Würzburg (1970)
- [6-9] AEG-Telefunken: Laborbuch Bd. I. Francis, München (1965)

Literatur zu Kap. 7

- [7-1] Greif, H.: Moderne Relais und ihre Schaltungen. Oldenbourg, München (1987)
- [7-2] Sauer, H.: Relais-Lexikon, 2. Aufl. Hüthig, Heidelberg (1985)
- [7-3] Schäfer, E.: Relais in der Elektronik. Hüthig, Heidelberg (1986). Sonderdruck
- [7-4] Stöckel, D., et al.: Werkstoffe für elektrische Kontakte. expert, Grafenau (1980)
- [7-5] Brümmer, H.: Elektronische Gerätetechnik. Vogel, Würzburg (1980)
- [7-6] Keil, A., Merl, W.A., Vinaricky, E.: Elektrische Kontakte und ihre Werkstoffe. Springer, New York, Heidelberg, Berlin, Tokyo (1984)

Literatur zu Kap. 8

- [8-1] Bitterlich, W.: Einführung in die Elektronik. Springer, Wien, New York (1967)
- [8-2] Eichmeier, J., Heynisch, H.: Handbuch der Vakuumelektronik. Oldenbourg, München (1989)
- [8-3] Panzer, P.: Praxis des Überspannungs- und Störspannungsschutzes. Vogel, Würzburg (1986)
- [8-4] Bylander, E.G.: Elektronische Anzeigen. Oldenbourg, München (1982)
- [8-5] Zinke, O., Brunswig, H.: Hochfrequenztechnik 2, 5. Aufl. Springer, Berlin, Heidelberg, New York (1999)
- [8-6] zur Linde, R.: Audio- und Gitarrenschaltungen mit Röhren, 2. Aufl. Elektor, Aachen (1991)
- [8-7] GmbH, V.A.L.V.O.: Fotovervielfacher, Elektronenvervielfacher-Einzelkanäle, Vielkanalplatten, Datenbuch (1987)
- [8-8] Stahl, K., Miosga, G.: Infrarottechnik, 2. Aufl. Hüthig, Heidelberg (1986)
- [8-9] Koswig, H.D.: Flüssige Kristalle. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin (1990)
- [8-10] Schmidt, U.: Professionelle Videotechnik, 4. Aufl. Springer, Berlin (2005)
- [8-11] Tannas Jr., L.E.: Flat-panel displays and CRTs. Van Nostrand Reinhold Comp, New York (1985)
- [8-12] Matsumoto, S.: Electronic display devices. Wiley & Sons, Hoboken (1990)
- [8-13] Sharp: Aus Utopie wurde Realität: Der flache Bildschirm. Sharp, Hamburg (1991)

Literatur zu Kap. 9

- [9-1] Bystron, K., Borgmeyer, J.: Grundlagen der Technischen Elektronik, 2. Aufl. Hanser, München (1990)
- [9-2] Naundorf, U.: Analoge Elektronik. Hüthig, Heidelberg (2001)
- [9-3] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [9-4] Reisch, M.: Elektronische Bauelemente. Springer, Berlin (1998)
- [9-5] Lancaster, D.: Das CMOS-Kochbuch. IWT-Verlag, Vaterstetten (1980)
- [9-6] Weißgerber, W.: Elektrotechnik für Ingenieure 3, 4. Aufl. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1999)
- [9-7] Rühl, H.: Matrizen und Determinanten in elektronischen Schaltungen. Hüthig, Heidelberg (1977)

Literatur zu Kap. 10

- [10-1] Bystron, K., Borgmeyer, J.: Grundlagen der Technischen Elektronik, 2. Aufl. Hanser, München (1990)
- [10-2] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [10-3] Ehrhardt, D.: Verstärkertechnik. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1992)
- [10-4] Reisch, M.: Elektronische Bauelemente. Springer, Berlin (1998)
- [10-5] Naundorf, U.: Analoge Elektronik. Hüthig, Heidelberg (2001)
- [10-6] Rühl, H.: Vierpoltheorie, Aufgabensammlung Teil 1 und Teil 2. Hüthig, Heidelberg (1979)
- [10-7] Steimle, W.: Der Bipolartransistor in linearen Schaltungen, Teil 1. Oldenbourg, München, Wien (1984)
- [10-8] Ehrhardt, D.: Integrierte analoge Schaltungstechnik. Vieweg, Wiesbaden (2000)

Literatur zu Kap. 11

- [11-1] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [11-2] Seifart, M.: Analoge Schaltungen, 5. Aufl. Verlag Technik, Berlin (2001)
- [11-3] Ehrhardt, D.: Verstärkertechnik. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1992)
- [11-4] Franco, S.: Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. McGraw-Hill, New York (1988)
- [11-5] Lancaster, D.: Das Aktiv-Filter-Kochbuch, 4. Aufl. IWT-Verlag, Baldham (1987)
- [11-6] Fliege, N.: Lineare Schaltungen mit Operationsverstärkern. Springer, Berlin (1979)

Literatur zu Kap. 12

- [12-1] Ehrhardt, D.: Verstärkertechnik. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1992)
- [12-2] Ehrhardt, D., Schulte, J.: Simulation mit PSPICE, 2. Aufl. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1995)
- [12-3] Jung, W.G.: IC OP-AMP cookbook, 3. Aufl. Howard W. Sams, Indianapolis (1986)
- [12-4] Siemens: Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen (Datenbuch)
- [12-5] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [12-6] Seifart, M.: Analoge Schaltungen, 5. Aufl. Technik, Berlin (2001)
- [12-7] Franco, S.: Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. McGraw-Hill, New York (1988)
- [12-8] Analog Devices: Linear Products Databook (Firmendruckschrift)
- [12-9] Burr-Brown: Integrated Circuits Databook (Firmendruckschrift)
- [12-10] Fliege, N.: Filterkochbuch. Fa. Vitrohm, Hamburg (1986)
- [12-11] von Wangenheim, L.: Aktive Filter in RC- und SC-Technik. Hüthig, Heidelberg (1991)
- [12-12] Texas Instruments: Datenblatt TL081–TL084B

Literatur zu Kap. 13

- [13-1] Kurz, G., Mathis, W.: Oszillatoren. Hüthig, Heidelberg (1994)
- [13-2] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [13-3] Palotas, L.: Elektronik für Ingenieure. Vieweg, Wiesbaden (2003)
- [13-4] Franco, S.: Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. McGraw-Hill, New York (1988)
- [13-5] Weingärtner, K., Wolf, K. (Hrsg.): Schwingquarze. ZVEI-Symposium 1985. VISTAS, Berlin (1985)
- [13-6] Rühl, H.: Matrizen und Determinanten in elektronischen Schaltungen. Hüthig, Heidelberg (1977)

Literatur zu Kap. 14

- [14-1] Bienert, H.: Einführung in den Entwurf und die Berechnung von Kippschaltungen, 5. Aufl. Hüthig, Heidelberg (1980)
- [14-2] Schaller, G., Nüchel, W.: Digitale Schaltkreise, 3. Aufl. Teubner, Stuttgart (1987)
- [14-3] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [14-4] Hilberg, W.: Grundlagen elektronischer Schaltungen. Oldenbourg, München (1992)
- [14-5] Zirpel, M.: Operationsverstärker, 4. Aufl. Franzis, München (1986)
- [14-6] Ehrhardt, D.: Verstärkertechnik. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1992)
- [14-7] Franco, S.: Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. McGraw-Hill, New York (1988)
- [14-8] Jung, W.G.: IC timer cookbook. Howard W. Sams & Co, Indianapolis (1981)
- [14-9] Philips: Integrierte Zeitgeberschaltungen der 555er Familie. Technische Informationen für die Industrie, Nr. 770527. Philips, Hamburg (1977)
- [14-10] Siemens: Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen (Datenbuch)
- [14-11] Paul, R.: Elektronische Halbleiterbauelemente, 3. Aufl. Teubner, Stuttgart (1992)

Literatur zu Kap. 15

- [15-1] Borucki, L.: Digitaltechnik, 5. Aufl. Teubner, Stuttgart (2000)
- [15-2] Lichtberger, B.: Praktische Digitaltechnik, 3. Aufl. Hüthig, Heidelberg (1997)

- [15-3] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [15-4] Kühn, E.: Handbuch TTL- und CMOS-Schaltungen. Hüthig, Heidelberg (1993)
- [15-5] Seifart, M., Beikirch, H.: Digitale Schaltungen. Verlag Technik, Berlin (1998)
- [15-6] Lancaster, D.: Das CMOS-Kochbuch. IWT, Vaterstetten (1980)
- [15-7] Prince, B.: Semiconductor memories. Teubner, Stuttgart (1991)
- [15-8] Bitterle, D., Nossowitz, M.: Schaltungstechnik mit GALs. Franzis, Feldkirchen (1997)
- [15-9] Fricke, K.: Digitaltechnik, 3. Aufl. Vieweg, Wiesbaden (2002)

Literatur zu Kap. 16

- [16-1] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [16-2] Eckl, R., Pütgens, L., Walter, J.: A/D- und D/A-Wandler. Franzis, München (1988)
- [16-3] Morgenstern, B.: Elektronik III, Digitale Schaltungen und Systeme. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1992)

Literatur zu Kap. 17

- [17-1] Paul, R.: Optoelektronische Halbleiterbauelemente, 2. Aufl. Teubner, Stuttgart (1992)
- [17-2] Reisch, M.: Elektronische Bauelemente. Springer, Berlin (1998)
- [17-3] Fetzer, G., Hippenmeyer, H.: Optoelektronische Sensoren. Moderne Industrie AG, Landsberg/Lech (1988)
- [17-4] Krieg, B.: Automatisieren mit Optoelektronik. Vogel, Würzburg (1992)
- [17-5] Jansen, D.: Optoelektronik. Vieweg, Wiesbaden (1993)
- [17-6] Opielka, D.: Optische Nachrichtentechnik. Vieweg, Wiesbaden (1995)
- [17-7] Wrobel, Chr.: Optische Übertragungstechnik in der Praxis, 2. Aufl. Hüthig, Heidelberg (1998)
- [17-8] Hubmann, H.-P.: Lichtwellenleiter-Praxis. Franzis, München (1992)

Literatur zu Kap. 18

- [18-1] Heumann, K.: Grundlagen der Leistungselektronik, 6. Aufl. Teubner, Stuttgart (1996)
- [18-2] Brümmer, H.: Elektronische Gerätetechnik. Vogel, Würzburg (1980)
- [18-3] Hagmann, G.: Leistungselektronik, Grundlagen und Anwendungen. AULA, Wiesbaden (1993)
- [18-4] Michel, M.: Leistungselektronik, 2. Aufl. Springer, Berlin (1995)
- [18-5] Stengl, J.P., Tihanyi, J.: Leistungs-MOSFET-Praxis. Pflaum, München (1985)
- [18-6] Vogel, D.: IGBT – hochsperrende, schnell schaltende Transistormodule. Elektronik **9** (1987)
- [18-7] eupec: IGBT-Module ansteuern: Eigenschaften – Elektronik – Treiber, Technische Mitteilung 16 der Fa. eupec, ein Unternehmen von AEG und Siemens
- [18-8] Young, S.: Integrated current sensing simplifies MOSFET designs, EDN (1986)
- [18-9] Motorola: Power applications manual (1990)
- [18-10] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [18-11] Seifart, M.: Analoge Schaltungen, 5. Aufl. Verlag Technik, Berlin (2001)
- [18-12] Thomson, S.G.S.: NF-Leistungsverstärker, Konzepte bis 200 W. Applikationsbericht 3. (1981)
- [18-13] Skritek, P.: Handbuch der Audio-Schaltungstechnik. Franzis, München (1988)
- [18-14] Heinzl, T.: IPM für Kleinantriebe. Elektronik Ind. **6** (1999)
- [18-15] Brosch, F., Landrath, J., Wehberg, J.: Leistungselektronik. Vieweg, Wiesbaden (2000)

Literatur zu Kap. 19

- [19-1] Tholl, H.: Bauelemente der Halbleiterelektronik, Teil 2. Teubner, Stuttgart (1978)
- [19-2] Heumann, K.: Grundlagen der Leistungselektronik, 6. Aufl. Teubner, Stuttgart (1996)
- [19-3] Anke, D.: Leistungselektronik, 2. Aufl. Oldenbourg, München (2000)
- [19-4] Keuter, W.: Das Stellen und Schalten von Wechselgrößen. Hüthig, Heidelberg (1982)
- [19-5] Hintz, H.: Thyristor- und Triac-Schaltungstechnik. Franzis, München (1988)
- [19-6] Brännler, W.: Elektronische Lastrelais, Wirkungsweise und praktischer Einsatz. Siemens Components **20**(3), (1982)
- [19-7] Bishop, A.: Solid-state relay handbook. Howard W. Sams & Co, Indianapolis (1986)
- [19-8] SGS-Thomson: Triac applications. SGS-Thomson, Vélizy-Villacoublay (1986)
- [19-9] Lambert, M.: Integrierte Schaltungen für Leistungsschalter und -regler. Franzis, München (1987)
- [19-10] VALVO: TDA 1023, eine integrierte Zündstufe zur Temperaturregelung mit Periodengruppensteuerung. Technische Informationen für die Industrie. VALVO, Hamburg (1977)
- [19-11] Siemens: ICs für Industrielle Anwendungen, Datenbuch (1990)

Literatur zu Kap. 20

- [20-1] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, 12. Aufl. Springer, Berlin (2002)
- [20-2] Kilgenstein, O.: Praxis der elektronischen Netzgeräte, 2. Aufl. Frech, Stuttgart (1988)
- [20-3] Jungnickel, H.: Stromversorgungspraxis, 1. Aufl. Verlag Technik, Berlin (1991)
- [20-4] Meyer, H.J.: Stromversorgungen für die Praxis, 1. Aufl. Vogel, Würzburg (1989)
- [20-5] Kiehne, H.A., et al.: Batterien, 3. Aufl. expert, Böblingen (1988)

- [20-6] Panasonic: Wartungsfreie Blei-Akkumulatoren, Technisches Handbuch (Firmendruckschrift)
- [20-7] Varta: Gasdichte NC-Akkumulatoren, Lieferprogramm u. Techn. Handbuch (Firmendruckschrift)
- [20-8] Varta: Gasdichte Ni-MH-Zellen, Lieferprogramm u. Techn. Handbuch (Firmendruckschrift)
- [20-9] Retzbach, L.: Akkus und Ladegeräte. Neckar-Verlag, Villingen-Schwenningen (1985)
- [20-10] Gbur, U., Tietze, U.: Einmaleins der NC-Akkuladung. Des. Elektronik **14** (1993)
- [20-11] Meissner, D.: Solarzellen. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (1993)
- [20-12] Köthe, H.-K.: Stromversorgung mit Solarzellen, 3. Aufl. Franzis, München (1993)
- [20-13] La Roche, G.: Solargeneratoren für die Raumfahrt. Vieweg, Wiesbaden (1997)
- [20-14] Beckmann, J.: Getaktete Stromversorgung. Franzis, München (1990)
- [20-15] Kilgenstein, O.: Schaltnetzteile in der Praxis, 3. Aufl. Vogel, Würzburg (1992)
- [20-16] Schlien, U.: Schaltnetzteile und ihre Peripherie, 3. Aufl. Vieweg, Suttgart (2007)
- [20-17] Motorola: Power applications manual, 1. Aufl. (1990)
- [20-18] van den Bergh, M., Wahmann, G.: Zukunftssichere Prüfungen von Oberschwingungsströmen. etz **9**, 36–37 (2000)
- [20-19] Roseburg, S., Zimmermann, K.: Drosseln für die EN 61000-3-2, EPCOS COMPONENTS **4**, 34–36 (2000)
- [20-20] Ristig, E.: Schwingungen glätten, EPCOS COMPONENTS **2**, 23–26 (2001)
- [20-21] Nelson, C., Lemme, H.: Bessere Schaltnetzteile durch Leistungsfaktor-Korrektur. Elektronik **23**, 86–89 (1993)
- [20-22] Ilchmann, B.: Die neue Generation der aktiven Leistungsfaktor-Korrektur. Elektronik **23**, 48–64 (1996)
- [20-23] Ilchmann, B.: Schaltnetzteil-Konzept: weniger Hardware. Elektronik **6**, 130–132 (2000)
- [20-24] Turchi, J., Kupris, G.: Leistungsfaktorkorrektur (PFC) zum Schnäppchenpreis hilft Strom sparen. Elektronik **12**, 56–61 (1999)
- [20-25] Kurzweil, P.: Brennstoffzellentechnik. Vieweg, Braunschweig, Wiesbaden (2003)
- [20-26] Geitmann, S.: Wasserstoff- und Brennstoffzellentechnik. Hydrogeit, Kremen (2003)

Sachverzeichnis

A

- AA, 424
- AAA-Zelle, 428
- AA-Zelle, 428
- A-Betrieb, 100, 150
- AB-/Endstufe, 302
 - Verstärker, 301, 303
- Abblockkondensator, 46, 118, 120, 150, 339, 408
- Abfall/strom, 90
 - verzögerung, 90, 95
 - zeit, 90, 137, 276, 383, 427
- Abgleich, 16, 24, 25
 - schraube, 62, 63
- Abgriffschelle, 8
- Abklingkonstante, 68
- Abkühlzeitkonstante, 18, 374, 375
- Ableiter, 96
- Ableitstrom, 96
- Ableitung, 2
- Ablenk/empfindlichkeit, 104
 - platte, 104
 - spannung, 104
- Abmagnetisierung, 84, 85
- Abschalt/charakteristik, 5
 - überspannung, 22, 291
 - spannung, 288
 - vorgang, 58, 91, 286, 289
 - zeit, 4
- Abschirmbecher, 389
- Abschirmung, 367, 392
- Abschnittsteuerung, 307
- Abschnürung, 108, 122
- Abschnür/bereich, 108, 124
 - grenze, 108
 - spannung, 108, 113
- Abschwächer, 270
- Abstimm/diode, 213, 357
 - kondensator, 46
- Abtast/-Halte-Glied, 204, 407
 - halteschaltung, 205
- Abwärtswandler, 337, 342, 343, 344, 345, 348, 439
- Abzweigfilter, 200
- AC, 246, 349
- AC-Analyse, 444ff.
- AC/DC-Wandler, 349
- ACL, 246
- Acquisition time, 204, 205
- ACT, 246
- Addierer, 161
- Ader, 4
- Adresse, 264ff.
- Adressen/code, 264
- ADU → AD-Umsetzer
- AD-Umsetzer, 272, 274, 423
- äquivalent, 362
- Äquivalenzbedingung, 362
- Äquivalenzschaltung, 262
- Ätzen, 359
- Akku → Akkumulator
- Akku/kapazität, 326f., 436, 437
 - ladung, 34, 330
 - Pufferung, 333
- Akkumulator, 34, 38, 328, 334, 437
- Aktiver Bereich, 133
- Aktive Filter, 160, 174, 176, 406, 467
- Aktiv-Matrix-Steuerung, 106
- Akzeptor, 14
- Alkali-Mangan-Zelle, 326, 436
- Alkaline-Zelle, 326, 436
- Allpass, 50, 162, 163, 200
- alphanumerische Anzeige, 104
- ALS-TTL, 244
- Alternistor, 432
- Alterung, 8, 40
- Alu-Blech, 284
- Alu-Elko → Aluminiumelko
- Aluminium, 354
- Aluminium/elko, 48, 49, 387
 - folie, 48
- A_L -Wert, 56, 62, 63, 64, 65, 78
- amorph, 332, 438
- Amplitude, 32, 34, 180, 206
- Amplituden/begrenzung, 180, 206
 - faktor, 50, 52
 - filter, 180, 181
 - frequenzgang, 51, 365
 - modulation, 409
 - modulator, 194, 195
 - permeabilität, 56, 60
 - regelung, 208, 209
- Analog/baustein, 188, 402
 - Digital-Umsetzer, 272, 274, 423
 - multiplexer, 126, 127, 172, 173, 397
 - multiplizierer, 198, 199
 - schalter, 126, 127, 204, 264, 265, 393, 397
 - spannungsregler, 298, 434, 435
 - wertanzeige, 40, 385
- AND, 240, 408
- Anfachbedingung, 206, 212
- Anfangspermeabilität, 56, 60, 62, 83, 354
- Anker, 88
 - rückwirkung, 90, 91
- Anlassheißeleiter, 18, 374
- anlauffest, 92
- Anlauf/gebiet, 99
 - strom, 98
- Anode, 30, 96, 98, 100, 234, 306, 314, 334
- Anoden/folie, 49
 - Gate, 234, 411
 - ruhestrom, 98
 - segment, 104, 105
 - spannung, 98, 100, 101, 394
 - strom, 98, 394
 - verlustleistung, 100, 101, 394

- Anpassung, 12, 84
 - Anpassungs/transformatoren, 80, 100, 391
 - übertrager, 80, 391
 - Anreicherungs/betrieb, 122
 - typ, 122, 397
 - Anschnittsteuerung, 306, 308
 - Ansprech/empfindlichkeit, 88
 - spannung, 22
 - zeit, 4, 90
 - Ansteuer/baustein, 318
 - schaltung, 296, 297, 308
 - Anstiegs/antwort, 170, 171
 - flanke, 250
 - geschwindigkeit, 166
 - zeit, 137, 276, 383
 - Anti/logarithmierschaltung, 197
 - parallelschaltung, 276, 310, 311, 314
 - sättigungsdiode, 137, 244, 288
 - sättigungsschaltung, 137
 - reflexschicht, 333
 - valenzschaltung, 262, 263
 - Anzapfung, 74
 - Anzeige, 40, 260, 261, 380, 385, 395
 - alphanumerische, 104, 395
 - intelligente, 395
 - röhre, 96, 97
 - Anzeigentreiber, 395, 416
 - Anzug/strom, 90
 - verzögerung, 95
 - zeit, 90
 - APD, 282
 - aperiodisch, 68, 70
 - Aperiodischer Grenzfall, 68, 70, 174
 - Apertur-/Jitter, 205
 - Zeit, 205
 - APS-Sensor, 102
 - Arbeits/gerade, 18
 - kontakt, 91, 392
 - Arbeitspunkt, 12, 13, 18ff.
 - analyse, 443
 - drift, 138
 - flüchtiger, 18, 19
 - stabilisierung, 138, 139
 - Array, 397, 400
 - Arsen, 14
 - A_R -Wert, 58, 88
 - ASA, 237
 - ASIC, 102
 - astabil, 218, 224, 226
 - AS-TTL, 244
 - asymmetrisch, 388
 - asynchron, 252, 260, 415
 - Asynchronzähler, 260, 415
 - Atom, 14
 - AT-Schnitt, 76
 - Auffang-Register, 254, 255, 260, 261, 385
 - Auflösung, 10, 271, 274, 422, 423
 - Auflösungsvermögen, 371
 - Aufmagnetisierung, 84, 85
 - Aufwärtsregler, 340, 439
 - Aufwärtswandler, 337ff., 439
 - Ausfall, 440
 - abstand, 440
 - rate, 440
 - Ausgangs/amplitude, 409
 - empfindlichkeit, 192
 - ersatzschaltung, 147, 149
 - kennlinie, 29, 108, 109, 130, 131, 133, 287
 - leistung, 100, 302
 - leitwert, 129, 146
 - offsetspannung, 160, 162, 164
 - puffer, 206, 207, 246
 - rauschen, 167
 - register, 423
 - tor, 145
 - transformator, 82, 391
 - treiber, 247
 - verzweigung, 240
 - widerstand, 28, 110, 118, 120, 146, 148ff., 166
 - Ausgleichs/leitung, 193
 - widerstand, 32
 - Ausräum/strom, 32, 33, 136
 - zeit, 32, 136, 137
 - Aus/schaltzeit, 90, 137, 286, 421
 - steuergrenze, 151
 - wahlschaltung, 264
 - Auto-Zero, 423
 - Abgleich, 192, 193, 274
 - Kondensator, 274
 - Verstärker, 192
 - Avalanche/diode, 32
 - effekt, 32, 36, 282, 286
 - photodiode, 282
 - AVS, 379
 - AWG, 5
 - axial, 359, 389
 - Ayrton-Perry-Wicklung, 8
- B**
- BA, 357
 - Babyzelle, 436, 437
 - Back/light, 40
 - plane, 106, 395
 - Badewannenkurve, 440
 - Bahnwiderstand, 4, 5, 30, 130, 290, 306, 332
 - Basis-, 130, 142
 - Baker Clamp, 288, 289
 - Band/abstands-Spannung, 182
 - anzeige, 385
 - begrenzung, 160, 171
 - breite, 68, 69, 74, 81, 282, 363
 - Gap-Schaltung, 182, 405
 - kern, 388
 - mittenfrequenz, 50, 200
 - pass, 50, 170, 174, 176, 177, 200, 201, 406
 - passschaltung, 200, 201
 - ringkern, 84
 - sperre, 174, 176, 177, 200, 202, 406
 - Bar graph, 40, 381, 395
 - Barium/spiegel, 98
 - titanant, 20, 42
 - Basis, 130
 - bahnwiderstand, 130, 134, 142, 286
 - einheit, 368
 - Emitter-Spannung, 132, 138
 - Flip-Flop, 248, 250
 - Kollektorkapazität, 142, 276
 - ladung, 136
 - schaltung, 152ff., 188, 210, 211, 214, 276
 - spannungsteiler, 132, 152, 300
 - strom, 130, 132, 134, 148

- zone, 130
 - Batterie, 326, 327, 436, 437
 - Baugruppe, 436
 - B-/Betrieb, 100, 150
 - Schaltung, 300, 301
 - BCD-/Ausgang, 260
 - Code, 256, 260, 262, 268, 415
 - Dekoder, 416
 - Eingang, 395
 - Schalter, 262
 - Zähler, 260
 - Bedingungsingang, 250
 - Begrenzer, 36, 180
 - Beläge, 42, 44
 - Belastbarkeit, 2, 6, 370ff., 388
 - Belastungskennlinie, 29, 334, 335
 - Beleuchtungsstärke, 26, 38, 276
 - Bereitschafts-Parallelbetrieb, 329
 - Beschleunigungs/elektrode, 101, 104
 - kondensator, 136, 278, 288
 - Bestückung, 359
 - Bestückungsplan, 303
 - Beta-Grenzfrequenz, 142, 143
 - Betragsbildner, 178, 179
 - Betriebs/ausgangswiderstand, 166, 167
 - eingangswiderstand, 144, 164, 165
 - güte, 72, 74, 210
 - leistung, 300, 301
 - spannung, 38, 40, 88, 90ff.
 - spannungsdrift, 410
 - spannungsdurchgriff, 158
 - spannungsunterdrückung, 158
 - strom, 90, 406, 407
 - stromverstärkung, 140
 - temperatur, 40, 395
 - Bewertungsfilter, 200
 - Bezugs/frequenz, 200
 - pfeil, 129
 - temperatur, 6, 20, 375
 - widerstand, 21
 - BH-Kennlinie, 56
 - Bias-current, 165
 - BiCMOS, 246
 - bidirektional, 126, 314
 - BIFET-OP, 158, 402
 - Bifilarwicklung, 9
 - Bild/aufnahmeröhre, 102, 103
 - element, 102
 - leiter, 280
 - röhre, 104, 105
 - schirmgerät, 104, 105
 - sensor, 102
 - verstärker, 102, 103
 - wandler, 102
 - BIMOS-OP, 158, 190, 402
 - Binär-/Dezimal-Code, 256
 - teiler, 256
 - untersetzer, 252, 254, 257
 - wert, 254
 - zähler, 256, 260, 415
 - bipolar, 130, 377, 387, 422
 - Bipolarplatte, 334, 335
 - Bipolartransistor, 130ff., 398ff., 426, 427, 459
 - bistabil, 88, 216, 393
 - Bit, 254, 266
 - muster, 202, 266
 - organisation, 267
 - Blechkern, 60
 - Blei, 354
 - akku, 328, 329, 437
 - sulfid, 14
 - Blind/strom, 42
 - widerstand, 42, 68, 360
 - Block/bild, 13, 219, 273, 430
 - batterie, 326, 327, 436, 437
 - kondensator, 49
 - Blockier/fähigkeit, 310
 - zustand, 306
 - Bobbin, 327
 - Bode-Diagramm, 51, 169, 365
 - Body, 122
 - Bogen/lampe, 96
 - entladung, 92, 96, 97
 - Boltzmannkonstante, 13
 - Boolesche Gleichungen, 268, 269
 - boost converter, 337
 - Bootstrap/-Effekt, 118, 148, 164
 - Schaltung, 429
 - Boucherot-Schaltung, 300
 - BP, 106
 - Braunstein, 326, 327
 - Breakpoint, 180
 - Brechungsindex, 280, 282
 - Breitbandverstärker, 124
 - Bremsgitter, 100, 101
 - Brennspannung, 96, 97
 - Brennstoffzelle, 334, 335
 - Bronze, 354
 - Brücken/abgleich, 16, 24
 - gleichrichter, 54, 86, 294, 302, 324, 348, 377
 - schaltung, 17, 25, 34, 35, 50, 54, 55, 322, 429
 - Brumm, 304
 - frequenz, 54, 55, 322, 304
 - spannungsunterdrückung, 322
 - B-Serie, 246
 - buck converter, 337
 - Bündelfluss, 56
 - Buffer, 246
 - Bulk, 122, 397
 - Bulkdioden, 122, 126
 - Burn-in, 440
 - Bus, 260
 - leitung, 266
 - Butterworth-/Charakteristik, 174, 200, 203
 - Filter, 174, 200 -, 203
 - Byte, 268
- ## C
- CAD, 359
 - CAD-Programm, 359
 - Cadmium, 26, 328
 - CANCER, 441
 - CAS, 418
 - CCD-Sensor, 102, 103
 - CE, 266, 267
 - CECC, 440
 - CENELEC, 440
 - Cermet, 8, 10, 371
 - potentiometer, 371
 - schicht, 371
 - Trimmer, 10

- Chaperon, 9
 - Charge balancing, 230
 - Charge pump, 336, 430
 - Chassis, 105
 - Chip, 23, 46, 124, 272, 358, 359, 373
 - Enable, 266
 - kondensator, 386
 - LED, 384
 - Select, 266
 - widerstand, 370
 - Chopper, 192
 - stabilisierung, 192, 403
 - verstärker, 193, 403
 - Chrom-Nickel-Legierung, 8, 354
 - Clapp-Oszillator, 212, 213
 - CLD, 112
 - Clear, 250
 - Clock, 250
 - clock pulse, 250
 - CMOS, 124, 126, 190, 246, 270, 384, 397, 412ff.
 - Analogschalter, 126, 270, 397
 - Analogmultiplexer, 126, 397
 - Bildsensor, 102
 - Gatter, 247, 290
 - Inverter, 124, 125, 247, 297
 - OP, 190, 192
 - RAM, 266
 - Übertragungsgatter, 126, 127
 - CMRR, 154, 158
 - Code, 8, 256
 - Umsetzer, 268
 - wort, 126
 - Collins-Filter, 75
 - Colpitts-Oszillator 210 -, 213, 408
 - Counter, 260
 - CPLD, 420
 - CP-Potentiometer, 371
 - Crestfaktor, 364
 - Crossover-distortion, 300
 - Crowbar, 234
 - CRT, 104
 - CS, 266, 267
 - C-/Betrieb, 100
 - Relais, 94
 - Schaltung, 95, 393
 - Zelle, 436
 - CTR, 278, 425
 - CT-Schnitt, 76
 - Curie-Temperatur, 62, 66
 - Current booster, 300
 - Current limit, 182
 - Current mirror, 124
 - Current mode control, 439
 - Current spike, 242
 - Current transfer ratio, 278
- D**
- Dachschräge, 52, 84, 85
 - Dämmerungsschalter, 26, 376
 - Dämpfung, 22, 50, 68, 92, 174, 280, 282
 - kritische, 174
 - Dämpfungs/faktor, 68, 70
 - widerstand, 68, 120, 151, 429
 - Darlington, 156, 398
 - Endstufe, 188, 303
 - Leistungstransistor, 290, 291, 426
 - schaltung, 156, 188, 194, 298
 - transistor, 156, 290, 298, 300, 302, 398, 426
 - Data lockout, 252
 - Daten/blatt, 1, 128, 369ff.
 - bus, 242, 261
 - selektor, 264, 265, 417
 - übertrager, 391
 - wort, 266, 270
 - DAU → DA-Umsetzer
 - DA-Umsetzer, 270, 271, 422
 - multiplizierender, 270
 - Dauer/fluss, 88
 - grenzstrom, 32, 306, 307, 379, 381
 - magnet, 88
 - zündung, 320, 321
 - dB, 365
 - dBm, 365
 - DC, 349
 - DC-Analyse, 444
 - DC/DC-Wandler, 336ff., 348, 349, 439
 - DCCP, 372
 - Default, 455
 - Defektelektron, 14
 - Degradation, 40
 - Dekoder, 260, 261, 264, 265, 395, 416, 417
 - Delay/-Flip-Flop, 250
 - time, 137
 - Delon-Verdoppler, 380
 - Demultiplexer, 126, 264, 265, 417
 - DEMUX, 417
 - Depletion-Typ, 122
 - Derating, 7, 284, 285, 382, 440
 - Dezibel, 124, 365
 - anzeige, 196
 - system, 365
 - Dezimalzähler, 256, 260, 415
 - D-/Flip-Flop, 250, 414
 - Latch, 250, 266, 414
 - MS-Flip-Flop, 252, 255
 - Verstärker
 - Zelle, 436
 - Diac, 308, 309
 - Diagonalspannung, 24, 25, 190
 - Dickschicht/kombination, 9, 372
 - schaltung, 200
 - widerstand, 8, 200
 - Dickenscherschwinger, 76, 77
 - Dielektrikum, 42, 47, 48
 - Dielektrische Absorption, 204
 - Dielektrizitätskonstante, 42, 354
 - komplexe, 355
 - relative, 42
 - Dielektrizitätszahl, 3, 42, 355
 - Differential/feldplatte, 24, 376
 - fühler, 24
 - Differentieller Widerstand, 7, 32, 36f.
 - Differenzier/glied, 52, 84, 216, 450
 - schaltung, 170, 171
 - Differenz/eingangswiderstand, 154, 164, 165
 - fühler, 24
 - spannung, 154, 158, 160, 162, 178, 402, 403
 - stromquelle, 185
 - verstärker, 154, 163, 182, 188, 190, 463
 - Diffusion, 30, 358, 435
 - Diffusions/kapazität, 38, 142, 332

- spannung, 30, 31
- verfahren, 358
- Digital/-Analog-Umsetzer, 270, 422
 - bausteine, 412ff.
 - demultiplexer, 264, 265
 - multiplexer, 254, 264, 265
 - voltmeter, 423
 - wort, 202
- Digitale/Potentiometer, 372
 - Schaltungen, 236ff., 412ff.
- DIL, 125, 358, 372
 - Normgehäuse, 125
 - Relais, 89, 392
- Dimmer, 314, 315
- DIN, 1
 - Baugrößen, 370
 - Normen, 1
- Diode, 30, 31, 358, 378ff., 455
 - Avalanche-, 32
 - Flächen-, 31
 - Foto-, 38, 383
 - Hochvakuum-, 98, 394
 - Hub-, 136, 240
 - ideale, 32, 58, 455
 - Kapazitäts-, 30, 212, 378
 - Laser-, 282
 - Leistungs-, 32, 379, 381
 - Leucht-, 40, 384
 - reale, 32, 58, 236
 - Schottky-, 32, 245, 381
 - Spitzen-, 30, 31, 378
 - Vierschicht-, 234
 - Z-, 36, 37, 180, 182, 382
- Dioden/bezeichnungen, 357
 - ersatzbild, 33, 35, 37
 - gatterschaltung, 236, 237
 - matrix, 268, 269
 - strom, 33, 35, 55
 - Transistor-Logik, 240
- Diodenkennlinie, 31, 33, 455
 - gescherte, 40
- DIP, 89
 - Reedrelais, 88, 89, 392, 393
- diskret, 357
- Dispersion, 282
- Display, 40, 97, 106, 107, 395
- Dividierer, 198, 199, 270
- D-/Flip-Flop, 253, 254
 - Latch, 250ff., 414
 - MS-Flip-Flop, 252
- DMFC, 334
- DMOS, 292, 293
- Donator, 14
- Doppel/basisdiode, 232
 - diode, 98, 394
 - komparator, 258
 - kontakt, 88, 393
 - schicht-Elko, 48, 387
 - spannungsregler, 324, 435
 - triode, 98, 394
- Dot, 41, 106
- Dotierung, 14, 358
- Draht/durchmesser, 59, 61
 - länge, 9, 58
 - potentiometer, 10, 371
 - querschnitt, 5, 9, 59
 - widerstand, 8, 9, 56, 58, 370, 371, 373
- tabelle, 59
- trimmer, 11, 371
- Drain, 108, 122, 292, 293
 - schaltung, 118, 119
 - Source-Kurzschlussstrom, 108, 129
 - strom, 108, 122, 292, 428
- DRAM, 418
- Dreh/anker, 88
 - kondensator, 46
 - potentiometer, 371
 - spulgerät, 34
 - widerstand, 10, 371
 - zahlsteller, 314, 318
 - zahlsteuerung, 319, 433
 - zelle, 106
- Drehstrom/netz, 294
 - brückenschaltung, 294
- Dreieck/generator, 224, 225, 228, 304, 409
 - Rechteck-Generator, 228, 338, 409
 - Sinus-Umformung, 229
- Drei/-Parameter-Darstellung, 113
 - pol, 128
- Dreipunkt/oszillator, 210
 - regler, 222
 - schaltung, 74, 210
- Dreischichtdiode, 308
- Drift, 158
 - geschwindigkeit, 172
- Droop, 204
- Dropout-Spannung, 322, 434, 435
- Drossel, 60, 66, 67
 - inverswandler, 340, 439
 - spule, 60, 61, 388
 - strom, 61, 336ff.
 - wandler, 336, 337ff., 439
- Druck/kontakt, 31
 - vorlage, 303
- dry/fit, 328
 - safe, 328
- DTL-/Leistungsgatter, 241
 - Schaltung, 241
- DT-Schnitt, 76
- Dual/code, 256, 264, 265, 415
 - In-Line, 125
 - Slope-Converter, 275
 - zähler, 256, 258, 260, 270 -, 273, 415
 - zahl, 264, 270, 272
- Dünnschicht-Transistor, 106
- Dünnscheiben-IGBT, 427
- Dünnschicht/technik, 8
 - zelle, 332
- Dunkel/strom, 38, 276, 383, 394, 424, 425
 - tastung, 260
 - widerstand, 26, 376
- Duplexbatterie, 436
- Durchbruch, 30, 108
 - erster Art, 286, 287
 - kennlinien, 287, 308
 - spannung, 129, 308, 382
 - zweiter Art, 286, 287
- Durchflutung, 60, 78
- Durchflutungs/gleichgewicht, 78
- Durchgangswiderstand, 90, 126

- Durchkontaktierung, 359
- Durchlass/bereich, 174, 200
 - kennlinie, 32
 - richtung, 31
 - spannung, 30, 31, 40, 379
 - strom, 30, 31, 32
 - verluste, 34, 35
 - verstärkung, 200, 203
 - verzögerung, 33, 288
 - zustand, 306
- Durchschlag, 46
 - festigkeit, 354
 - spannung, 122
- DUT, 381
- D-Verstärker, 304, 305
- DVM, 423
- Dynamik, 166, 192
 - Vorsatz, 216
- Dynamoblech, 83
- E**
- EAGLE (Eagle), 359
- Early-/Effekt, 130, 132, 140
 - Spannung, 112, 113, 132, 140
- ECAP, 441
- Eckfrequenz, 50, 160, 166, 170
- ECL, 244
 - Gatter, 245
- EECMOS, 421
- EE-Kern, 83
- EEPROM, 268
- Effektivwert, 34, 35, 50, 348, 364
- Eigen/erwärmung, 18, 20, 372
 - frequenz, 68, 69, 76
 - güte, 72
 - induktivität, 42, 46, 48
 - kapazität, 12, 23, 64, 65, 375
 - leitung, 14
 - zeitkonstante, 44, 58, 94, 95, 386
- EI-Kern, 82, 83, 86, 390
- Eimerkettenprinzip, 102
- Ein-Chip-Ausführung, 422
- Eingangs/ersatzschaltung, 147, 149ff., 164
 - kennlinie, 109, 130, 131, 133, 286, 287, 306, 314
 - lastfaktor, 240
 - leitwert, 129
 - offsetspannung, 158, 160, 164, 178, 302
 - register, 422
 - ruhestrom, 164, 165, 402, 403
 - schutzdiode, 248
 - schutzschaltung, 317
 - strom, 164, 404
 - tor, 145
 - widerstand, 28, 74, 120, 142ff.
- Einheiten, 368
 - Vorsätze, 368
- Einheitslast, 242
- Einkammerwicklung, 62
- Einkristall, 14
 - einkristallin, 374
- Einpulsschaltung, 33
- Einrampenumsetzer, 274, 275
- Einraststrom, 306, 312, 314
- Einschalter, 126
- Einschalt/strombegrenzung, 18
 - vorgang, 91
 - Wischfunktion, 320
 - zeit, 137, 427
- Einschwing/verhalten, 174
 - vorgang, 52, 53, 71
 - zeit, 422
- Einstellzeit, 204, 407
- Einstreuung, 367
- Einsverstärker, 160, 162, 403
- Eintakt/ausgang, 241
 - verstärker, 188
- Einweg/gleichrichter, 32, 33, 179, 322, 380, 456
 - schaltung, 32, 34, 35, 55, 322, 331
- Einwicklungstransformator, 78, 79
- Einzelhalbleiter, 357
- Eisen, 60, 354
 - blech, 58
 - drossel, 60, 388
 - kern, 56, 57, 60
 - pulver, 60, 62, 388
 - querschnitt, 57, 60
- Elektroblech, 60, 83
- Elektrode, 42, 96, 104, 334
- Elektro-Lumineszenz, 40
- Elektrolyt, 6, 49, 326, 328, 387, 334
 - kondensator, 48, 387
- Elektromagnet, 88
- Elektrometereingang, 162, 164, 172
- Elektronen, 2, 14, 30, 37
 - anreicherung, 292
 - drift, 31
 - linse, 102, 104
 - röhre, 98ff., 394
 - strahl, 103, 104
 - strahlröhre, 104
 - strom, 14, 100, 102
 - wolke, 98
- Element, 326
 - galvanisches, 326
 - Zink/Braunstein-, 326, 436
 - Zink/Kohle-, 326, 436
- Elementarladung, 14
- Elko, 48, 387
- Emission
 - Feld-, 36
 - Glüh-, 98
- Emitter, 130, 132ff.
 - diode, 130, 132, 142
 - folger, 150–154, 188, 194, 214, 296, 298
 - kopplung, 154
 - schaltung, 130, 132, 140, 142, 212, 238, 462
 - strom, 132, 134, 152
 - widerstand, 150, 152
- Empfänger-Röhren, 394
- Empfindlichkeit, 25, 38, 383
- EMV, 367
- EMV-Aufsteckern, 66
- Enable, 242, 243, 264, 265
- Endoskop, 280, 281
- End/stufe, 158, 190, 304
 - ring, 302
 - verstärker, 101, 191
- Energie/dichte, 326ff., 437
- speicherfähigkeit, 346
- Enhancement-Typ, 122
- Entflechten, 436

- Entkoppelkondensator, 46
- Entlade/kennlinien, 327
 - schlussspannung, 326, 328, 329
 - strom, 328, 437
- Entladung, 44, 45, 437
- Entlastungsnetzwerk, 288, 289
- Entmagnetisierung, 391
- Entprellschaltung, 226, 248
- Entstör/drossel, 66, 67, 388
 - filter, 367
 - kondensator, 313
 - schaltung, 314, 315
- Epitaxie, 358
- Epoxid, 66, 359
- EPROM, 268, 419
- Erase-Befehl, 421
- Erdpunkt, 367
- E-Reihen, 9, 368
- Erhaltungsladung, 329
- Erholzeit, 378, 381
- Erreger/strom, 90, 95
 - durchflutung, 88
 - wicklung, 88
- Ersatzbild, 2, 13, 37, 116
 - thermisches, 7, 19, 285
- Ersatz/kapazität, 116
 - kennlinie, 33, 36
 - schaltung, 2, 9
 - serienwiderstand, 48, 54, 338, 340, 342
 - spannungsquelle, 13, 17, 28, 132, 136
 - stromquelle, 13, 113, 115
- Erwärmung, 4, 6, 284, 468
- ESD, 428, 430
- ESR, 43, 48, 49, 387
- Exemplarstreuung, 135, 138, 467
- Exklusiv-ODER-Schaltung, 262, 263, 395
- Exklusiv-NOR-Schaltung, 262, 263
- EX-NOR, 416
- EX-OR, 416
- Expandereingang, 236
- Exponential/funktion, 44, 58, 130, 142
 - funktionsgeber, 197
- F**
- Fall time, 137
- Fan-in, 240
- Fan-out, 240, 245
- Farad, 42
- Farb/bildröhren, 104
 - code, 9, 356
 - mischung, 40, 384
 - temperatur, 26, 424
- Faseroptik, 280
 - platte, 280
- fast, 381
- FAST-TTL, 245
- FC, 334
- Federkraft, 91
- Feed/back, 161
 - through, 204, 205
- Fehler/spannung, 164, 165
 - strom, 164, 165, 172, 184
- Fehlerstromschutzschalter, 66
- Fehl/stelle, 14
 - zündung, 310, 316
- Feldeffekt-/Drehzelle, 107
 - Transistor, 108, 112, 122, 292, 396
- Feld/emission, 36, 92
 - linien, 2, 3
 - stärke, 2
- Feldkonstante, 3
 - elektrische, 3
 - magnetische, 3
- Feldplatten, 24, 214, 376
 - potentiometer, 24
- Fenster/diskriminator, 222
 - komparator, 222, 223, 404
- Fernsehbildröhre, 104
- Ferrit, 62, 83, 346
 - kern, 62, 63, 388
 - kernspulen, 62
 - ringkern, 84
- ferroelektrisch, 42
- Fest/induktivität, 389
 - kondensator, 47, 386, 387
 - spannungsquelle, 183
 - spannungsregler, 298, 322, 434, 435
 - wertspeicher, 268
 - widerstand, 370
- FET, 108, 110, 113, 114, 396, 397
 - Diode, 112, 113, 396
 - Ersatzbild, 117
- Filter, 70, 174, 176, 200, 406
 - aktives, 163, 174, 176, 406
 - baustein, 200, 406
 - güte, 70, 72, 174
 - kurve, 174, 177, 200, 201, 467
 - schaltung, 161
- Findip, 431
- fit, 440
- Flach/bandkabel, 4, 5
 - transformator, 390
 - wicklung, 64, 65
 - zelle, 326, 327
- Flächen/diode, 30, 31
 - leuchte, 41
 - scherschwinger, 77
 - widerstand, 4, 5
- Flammenwächter, 26
- Flanke
 - negative, 53
 - positive, 53
- Flanken/steilheit, 70, 174
 - steuerung, 216, 217, 250
 - zeit, 238, 239
- Flash-converter, 273
- Flatterschwingungen, 214, 222
- Flip-Flop, 216, 226, 228, 248, 250, 254, 338, 414
 - asynchrones, 252
 - nichttransparentes, 254
 - synchrones, 252
 - transparentes, 250
- Floating-Gate, 268, 420
- Flow Field, 334
- Flüssigkeitsfühler, 375
- Flüssigkristall, 106, 107
 - anzeige, 106, 395
- Fluoreszenz, 104
 - anzeigeröhre, 105
 - Röhre, 104
- Fluss, 56

- dichte, 24, 28, 56, 60, 66
 - magnetischer, 2, 58, 60
 - spannung, 30, 52, 378, 379, 381, 424, 425
 - verketteter, 56
 - wandler, 346
 - Flying capacitor, 336, 429
 - Fokussiering, 102, 103
 - Folien-/Kondensator, 46, 340, 386
 - Widerstand, 373
 - Formelzeichen, 350
 - Formfaktor, 307, 364
 - Formierung, 48, 387
 - forward, 31
 - Foto-/Darlingtontransistor, 276
 - diode, 38, 39, 108, 192, 276, 278, 283, 383
 - elektronen, 102
 - element, 38, 39, 278, 383
 - empfindlichkeit, 276
 - FET, 108, 425
 - katode, 102
 - lack, 359
 - multiplier, 394
 - plotter, 359
 - resist, 359
 - röhren, 394
 - spannung, 38
 - strom, 38, 192, 276, 333
 - stromverstärker, 193
 - thyristor, 234, 276, 277, 316, 317, 425
 - thyristor-Koppler, 317, 425
 - transistor, 134, 276ff., 280, 424
 - triac, 276, 277, 316, 317, 425
 - trigger, 278ff., 425
 - vervielfacher, 394
 - widerstand, 26, 214, 376
 - zelle, 394
 - Fourieranalyse, 364, 457, 462, 463
 - FRED, 379
 - Freilaufdiode, 58, 59, 90, 214, 286, 288, 290, 294
 - Freiwerdezeit, 310, 432
 - Fremd/erwärmung, 18
 - induktion, 78
 - Frequenz, 8, 12, 33, 408
 - band, 12, 391
 - dekade, 70
 - drift, 408, 409
 - gang, 50, 69, 114, 142, 168, 171, 173
 - gangkompensation, 168
 - gangkorrektur, 168, 171, 182, 188, 302, 402
 - modulation, 338
 - normierung, 70, 177
 - Spannungs-Umsetzer, 230, 409
 - stabilisierung, 210
 - steuerung, 213, 224ff.
 - teiler, 256, 258
 - verdoppler, 198
 - verstimmung, 206
 - Frühhausfall, 440
 - F-TTL, 244
 - Fühler, 16ff., 214
 - widerstand, 214
 - Füll/faktor, 58, 59
 - standssensor, 280, 281
 - Fünfpolröhre, 100
 - Funke, 2, 90, 92
 - Funken/bildung, 2, 58, 92
 - löschung, 92, 93
 - Funkenstörung, 312
 - Funkenstörkondensator, 46, 312
 - Funktions/geber, 180, 181, 196, 228, 229
 - generator, 228, 409
 - speicher, 268
 - Fuse, 268
 - fusible link, 268
 - f/U-Umsetzer, 230, 231, 409
- G**
- GaAs-LED, 40, 280, 384, 424
 - Gabel-Lichtschranke, 281, 424
 - GAL, 269, 420, 421
 - Galliumarsenid, 14
 - Galliumarsenid-Diode, 40, 384
 - Galliumphosphid-Diode, 40, 41, 384
 - Galvanisches Element, 326
 - galvanomagnetisch, 14
 - Gasentladung, 2, 96
 - selbständige, 2
 - unselbständige, 2
 - Gasentladungs/anzeige, 96, 97
 - röhren, 96
 - Gate, 108, 122, 234, 292, 293, 306, 308, 315
 - ableitwiderstand, 316
 - kapazität, 292
 - Drain-Diode, 110
 - Reststrom, 129
 - schaltung, 120, 121, 152
 - Source-Diode, 110
 - Source-Durchbruchspannung, 129
 - spannung, 110, 122, 306, 314
 - spannungsteiler, 116
 - strom, 108, 114, 296, 306, 314, 316, 396
 - vorspannung, 116
 - Gatter, 236, 412
 - Gauß-Effekt, 24
 - GBP, 168
 - Gedruckte Schaltung, 302, 359
 - Gegen/induktivität, 78
 - kopplung, 112, 138, 146, 148, 166, 184, 186
 - phase, 72
 - spannung, 34, 54
 - takt, 150
 - Gegentakt/ausgang, 241
 - B-Schaltung, 301
 - Emitterfolger, 150, 151, 296
 - endstufe, 188, 305
 - schaltung, 151, 240, 296, 300
 - störimpuls, 367
 - verstärker, 300, 302
 - Gehäuse, 125, 291, 297, 357
 - temperatur, 284, 285, 286
 - Generatorkennlinie, 12, 18, 20, 38
 - Geradeaus-Betrieb, 254, 302
 - Geräte/batterie, 329, 428
 - schutzsicherung, 5
 - Germanium, 14, 30, 357
 - diode, 31, 378
 - transistor, 132, 136, 284
 - geschert, 40, 60, 132
 - Getter, 98, 394
 - Gewindekern, 389
 - Giacoletto-Ersatzbild, 143

- Gitter, 98
 - Brems-, 100
 - Schirm-, 100
 - spannung, 98
 - Steuer-, 98, 100
 - vorspannung, 98
- GK, 167, 303
- Glättungs/faktor, 54
 - kondensator, 54
- Glas, 8, 42, 354
 - faser, 280, 282, 283
 - gehäuse, 31, 357
 - substrat, 332, 438
 - vlies, 329
- Glasur, 8
- Gleich/feldstärke, 60
 - richter, 32, 34, 54, 185, 322, 348
 - richterbrücke, 34, 316, 322, 379
 - richterschaltung, 34, 55, 178
 - richtwert, 364
 - spannungsquelle, 182, 298
 - spannungsverstärker, 158, 160, 162, 190, 192
 - spannungswandler, 332, 336ff., 438, 439
- Gleichgewicht, thermisches, 6, 138
- Gleichrichtwert, 364
- Gleichspannungsanalyse, 443ff.
- Gleichstrom, 60, 62, 364
 - ausgangswiderstand, 130
 - ingangswiderstand, 130
 - gegenkopplung, 112, 114, 116, 138, 148, 152
 - relais, 88
 - steller, 290, 344
 - trennung, 210
 - verhältnis, 130, 134
 - verstärkung, 130, 134
 - vormagnetisierung, 60, 82
 - widerstand 4–7, 130, 391
- Gleichtakt/bereich, 190, 404
 - durchgriff, 158
 - ingangswiderstand, 154, 164, 165
 - spannung, 154, 158
 - steuerbereich, 164, 190, 290
 - steuerung, 154, 155, 164, 188
 - störimpuls, 367
 - ströme, 66, 386
 - unterdrückung, 154, 158, 164, 188, 192, 402
 - verstärkung, 154
- Glimm/anzeigeröhre, 96
 - entladung, 92, 96, 97
 - lampe, 96, 97
 - soffitte, 96
- Glimmer, 42, 354
 - scheibe, 284, 285
- Glitch, 271
- Glüh/emission, 98
 - faden, 6, 20
 - katode, 98
 - lampe, 6, 20, 40, 208, 314, 320, 321
- GND (Ground), 227, 430
- Gold, 354
 - Antimon, 31
 - draht-Spitzendiode, 378
 - kondensator, 48
 - Silber, 92
- Gradienten/faser, 282
 - indexfaser, 283
- Graetzschaltung, 35
- Graphit, 49, 105
- Greinacher-Schaltung, 380
- Grenz/daten, 1, 27, 369
 - fall, 68, 94, 174
 - frequenz, 8, 50, 68, 70, 80, 82, 116, 142, 200
 - spannung, 6, 46, 58, 370, 375
 - wert, 369
- Großsignal/bandbreite, 166
 - betrieb, 98, 100, 110, 151
 - ersatzbild, 111, 133
 - verstärker, 98, 132
- Grund/widerstand, 376
 - resonanzfrequenz, 76
 - schwingung, 22, 294, 348
- GTO-Thyristor, 234
- Güte, 42, 57, 68, 70, 76, 174ff., 200, 389
 - anpassung, 74
 - Betriebs-, 72
 - Eigen-, 72
- Gütefaktor, 42, 56, 57, 362
- H**
- Halb/brücke, 291, 304, 429
 - schwingung, 34, 379
- Halbleiter, 6, 14
 - chip, 124, 292
 - diode, 30, 378ff.,
 - homogene, 374
 - potentiometer, 372
 - relais, 316, 317, 433
 - technologie, 358
- Halbwellenstrom, 178, 300
- Halbwertszeit, 40, 45, 218
- Half-flash, 423
- Hall/-Effekt, 28
 - generator, 28, 29, 377
 - multiplikator, 28
 - schalter, 190, 191, 377
 - sensor, 377
 - spannung, 28, 190
- Halte/drift, 204, 407
 - kondensator, 204, 407
 - phase, 204
 - sprung, 204
 - strom, 234, 306, 314, 411, 419, 432
- Harmonische, 364, 457
- Hartgummi, 354
- Hartley-Oszillator, 210, 211
- Hartpapier, 354
- Haupt/elektrode, 314, 315
 - fluss, 78
 - induktivität, 80
 - thyristor, 348
- HCMOS, 246, 380, 413
- HCT, 246
- HDK, 42, 44, 356, 386
 - Keramik, 46
 - Masse, 42, 46
- HDL, 421
- Heißeiter, 16, 18, 208, 209, 214, 318, 374
- Heiz/draht, 104, 105
 - element, 375
 - faden, 98
 - spannung, 394

- strom, 99, 394
 - Heizung
 - direkte, 98
 - indirekte, 98
 - Heizungsregler, 318
 - Helipot, 10
 - Helligkeitssteller, 314, 315
 - Hellwiderstand, 376
 - Helmholtz, 12
 - HF-/Drosselspule, 64, 340, 389
 - Ersatzbild, 43, 48, 49
 - Schwingung, 302
 - Spule, 389
 - Tapete, 360
 - Transistor, 142
 - High, 216, 236, 296
 - Flux, 62
 - Potential, 238
 - Side-Schalter, 429, 430
 - Speed-CMOS, 246
 - Hintereinanderschaltung, 238
 - Hintergrundbeleuchtung, 40, 106
 - HITFET, 430
 - Hitzedurchbruch, 286
 - Hochfrequenz/ersatzbild, 43
 - litze, 64
 - störung, 312, 313
 - transistor, 142, 398
 - Hochlast/potentiometer, 11
 - widerstand, 8, 9, 371
 - Hochleistungsrohre, 100, 101
 - Hochpass, 50, 114, 118, 160ff., 200, 365, 406
 - aktiver, 160, 161, 170, 174
 - Hochsetzsteller, 338
 - Hochstrom/steller, 291
 - schalter, 426
 - Hochvakuum/diode, 98, 394
 - fotozelle, 394
 - röhre, 98, 394
 - triode, 98, 394
 - Hochvolt/treiber, 399
 - schalter, 426
 - transistor, 399
 - Höchstwert/begrenzer, 181
 - gatter, 178, 236, 237
 - speicher, 178
 - Höcker/bildung, 170, 174
 - punkt, 232, 233
 - spannung, 232, 308
 - strom, 411
 - Hold-Step, 204, 205, 407
 - homogen, 14
 - Hostaphan, 386
 - Hot spot, 286, 292
 - Howland-Schaltung, 185, 186
 - h-Parameter, 144
 - H-Pegel, 236ff.
 - H-Potential, 238ff.
 - H-Störabstand, 238
 - Hubdiode, 136, 240, 244
 - Hybrid/baustein, 200, 201, 358
 - ersatzbild, 142, 143
 - modul, 302
 - parameter, 144
 - potentiometer, 10
 - schaltung, 8, 200, 272, 358, 386
 - Hydrierung, 328
 - hyperfast, 381
 - Hysterese, 18, 56, 57, 82, 90, 214, 220, 222, 410
 - effekt, 314
 - schleife, 18, 19, 60, 66, 214, 220
 - verluste, 66
- ## I
- I-Ladung, 331
 - IC, 358, 436, 447
 - Ideale Diode, 32, 455
 - IEC, 4, 349, 368
 - IEC-Norm, 9
 - IGBT 292–297, 427
 - Treiber, 429
 - IGFET, 122, 123
 - Impedanz, 66
 - Impedanzwandler, 79, 118, 120, 150, 162, 170
 - Impuls, 52
 - antwort, 172, 173
 - aussetzbetrieb, 336, 346, 439
 - belastbarkeit, 370, 375
 - breite, 53, 344
 - breitenmodulation, 294, 304, 344, 439
 - dach, 52
 - dauer, 218, 433
 - form, 53
 - former, 220
 - gatter, 216, 217, 224, 225
 - geber, 376
 - gruppensteuerung, 318
 - modulation, 226
 - pause, 52, 53
 - permeabilität, 84
 - tor, 216, 217
 - transformator, 84, 310, 391, 453
 - übertrager, 84, 391, 453
 - zähler, 256, 260, 415
 - zeit, 226, 227, 259, 413
 - Include-Befehl, 467
 - Indium, 14
 - antimonid, 14, 24
 - Arsenid, 28
 - Induktion, 24, 28, 56
 - Induktions/gesetz, 56, 78
 - hub, 84
 - Induktivität, 2, 8, 9, 56, 58, 62, 80, 84, 90, 186
 - effektive, 64, 212
 - Gegen-, 78
 - gegenseitige, 78
 - Haupt-, 80
 - komplexe, 355
 - Streu-, 80, 288, 391
 - variable, 62, 78, 389
 - Induktivitätsfaktor, 56, 58
 - Industrietyp, 357
 - Infrarot/sichtgerät, 102
 - strahler, 40
 - inhärent, 134
 - Inhibit, 126, 222, 264, 404
 - Injektion, 130
 - Injektionstransistor, 130
 - Innenwiderstand, 12, 28, 87, 110, 112, 270, 326
 - negativer, 186
 - thermischer, 284

- Input bias current, 165
 - Instrumentenverstärker, 190, 377
 - Integrator, 172, 173, 198, 224, 225, 230, 274, 275
 - nichtinvertierender, 198, 203
 - steuerbarer, 194, 195, 199
 - Integrier/glied, 52
 - schaltung, 172, 194
 - zeit, 172, 176, 194, 198, 202, 224
 - Integrierte Schaltung, 124, 358
 - Hybride, 358
 - Monolithische, 358
 - Interbasiswiderstand, 232, 411
 - Interfaceschaltung, 246, 247
 - Intrinsic-Leitung, 14
 - invers, 108, 130, 242, 270
 - Invers/betrieb, 130, 270, 422
 - diode, 290, 292
 - wandler, 336, 340, 438, 439
 - Inverter, 124, 160, 176, 179, 222, 238f., 337, 412
 - steuerbarer, 262
 - invertierend, 160, 165
 - inverting converter, 337
 - Ionen, 2, 334
 - Implantation, 358, 435
 - Ionisator, 2
 - Ionisierung, 2
 - IPM, 294, 295
 - I-Regler, 172
 - ISA-PLAN, 373
 - ISO 9000, 440
 - Isolation, 2, 48, 60, 86
 - dielektrische, 126
 - Isolations/leitwert, 44
 - spannung, 278, 425, 429, 433
 - verstärker, 278
 - widerstand, 44
 - Isolator, 2, 14, 31, 122
 - Isolier/folie, 46, 86
 - stoff, 354
 - stoffplatte, 302, 359
 - ISOTOP-Gehäuse, 290, 291
 - ISP-Ausführung, 420, 421
 - I-U-Kennlinie, 13, 39
 - I-U-Ladung, 330, 331
 - IXO, 408
- J**
- JEDEC, 285
 - Datei, 421
 - JFET, 108, 112, 208, 224, 396, 458
 - Jitter, 205
 - JK-/Flip-Flop, 250ff., 254, 414
 - Master-Slave-Flip-Flop, 252, 253, 414
 - Joch, 89
 - Jumper, 370
 - Junction, 30, 33
 - FET, 108, 396, 458
- K**
- Kabel, 4
 - Kalt/leiter, 20, 208, 209, 374, 375
 - leiter-Sicherung, 375
 - widerstand, 375
 - Kammerwicklung, 64, 65
 - Kammrelais, 88, 89
 - Kanal, 108
 - widerstand, 108, 122, 428
 - Kapazität, 2, 8, 10, 42, 44, 80, 90, 326, 328, 386
 - Diffusions-, 136, 333
 - komplexe, 355
 - negative, 186
 - parasitäre, 116, 118
 - Sperrschicht-, 116, 142
 - variable, 46, 47, 187
 - Wicklungs-, 65
 - Kapazitätsdiode, 30, 46, 212, 378
 - Kappenkern, 389
 - kappenlos, 370
 - Kaskaden/schaltung, 380
 - verfahren, 423
 - Kaskadierung, 102, 174, 200, 348, 406
 - Kaskodeschaltung, 152, 153, 277
 - Katalysator, 334
 - Katode, 30, 31, 96, 99, 101, 104, 234, 306, 334
 - direkt geheizte, 98, 99
 - indirekt geheizte, 98, 99
 - Katoden/basissschaltung, 98, 99
 - folie, 48, 49, 387
 - Gate, 235, 411
 - strahlröhre, 104
 - strom, 100
 - temperatur, 98
 - KBit, 266
 - Kegelanode, 102, 103
 - Kelvin, 7, 17
 - Brücke, 297
 - Klemme, 296, 297, 373
 - Kenn/daten, 128, 369ff.
 - frequenz, 68, 172, 174, 176, 186, 202, 203, 360
 - größe, 128
 - leitwert, 363
 - linie, 7, 11, 13ff.
 - linienschar, 37
 - wert, 128
 - widerstand, 68, 72, 210, 360
 - Keramik/festkondensator, 46, 386
 - körper, 9
 - kondensator, 44, 46, 356, 386
 - Metall, 8
 - Scheibentrimmer, 46
 - Substrat, 9, 358
 - Vielschichtkondensator, 46
 - KerbfILTER, 176
 - Kern/formen, 83, 389
 - querschnitt 58–61, 84, 85
 - verluste, 62, 82
 - verlustfaktor, 62
 - verlustwiderstand, 62, 63
 - werkstoffe, 60, 62, 66, 82
 - Kettenschaltung, 50, 174, 238, 239, 256
 - Kilobit, 266
 - Kipp/bedingung, 218
 - charakteristik, 232
 - frequenz, 219, 232, 410
 - generator, 232, 233
 - oszillator, 224, 226, 258
 - schaltung, 214ff., 232, 248, 409ff.
 - schwingung, 232, 233
 - spannung, 235
 - vorgang, 214ff.
 - Klammerdiode, 52

- Klappankerrelais, 89, 392
- Klebeverfahren, 359
- Klebstift, 88
- Klein/leistungstransistor, 285, 286, 357
 - relais, 89, 392
 - thyristor, 234, 312, 316, 411
 - transformator, 390
- Kleinsignal/analyse, 444ff.
 - bandbreite, 168, 188
 - betrieb, 98, 110, 114
 - ersatzbild, 111, 114, 141
 - thyristor, 411
 - transistor, 357
 - verstärker, 98, 114, 119, 140, 146, 151, 153, 462
- Klemm/diode, 52, 197, 244, 247
 - schaltung, 52, 304
- Klemmenspannung, 12, 28
- Klirr/faktor, 146, 147, 154, 364, 408, 409, 431, 462
 - verzerrungen, 206
- Knickpunkt, 180, 229
- Kniespannung, 109
- Knopf/kondensator, 48, 49
 - zelle, 326, 327, 329, 436, 437
- Knotennamen, 469
- Knotenspannung, 443
- Kodier/logik, 272, 273
 - schalter, 263
- Kodierung, 420
- Kohle, 6, 354
 - massewiderstand, 370
 - schichtpotentiometer, 10, 371
 - schichttrimmer, 11, 371
 - schichtwiderstand, 6, 12, 370
 - stift, 10
- Kollektor, 130, 152
 - Basis-Diode, 136
 - Basis-Gleichstromverhältnis, 130, 134
 - Basis-Kapazität, 142, 238, 398
 - Basis-Spannung, 398, 399
 - diode, 130, 132, 142
 - offener, 226, 240, 404, 412
 - reststrom, 138
 - schaltung, 150
 - strom, 132, 134, 136, 138, 398, 399, 424
- Kommutierung, 314, 433
- Kommutierungs/steilheit, 432
 - vorgang, 314
- Komparator, 158, 220ff., 258, 262, 338ff., 404
- Kompensations/heißeleiter, 16, 374
 - punkt, 116
- Komplementär/-Darlingtonschaltung, 156, 298f.
 - endstufe, 303
 - regler, 324
- Komplexe/Dielektrizitätskonstante, 355
 - Permeabilität, 355
 - Verstärkung, 114, 160
- Complexer/Leitwert, 128, 129, 144
 - Übertragungsfaktor, 50, 71, 160, 162
 - Widerstand, 68, 69
- Kondensator, 42, 44, 46, 386, 387
 - Abblock-, 46, 118, 150, 339
 - Elektrolyt-, 48, 387
 - Folien-, 46, 386
 - Keramik-, 46, 386
 - MK-, 46, 386
 - MP-, 46
 - Platten-, 43, 47
 - selbstheilender, 46
 - Schicht-, 46, 47
 - Sperrschicht-, 42, 386
 - Stütz-, 242
 - Vielschicht-, 386
 - wandler, 336, 438
 - Wickel-, 47
 - Zylinder-, 43
- Konstantan, 6, 354
- Konstantstrom/diode, 112, 191, 396
 - ladung, 45, 228, 230, 331, 344
 - quelle, 113, 149, 156
 - schaltung, 112, 124, 148, 156, 184, 331, 434
 - senke, 154
 - Zweipol, 112, 156, 396, 401
- Kontakt, 88
 - arten, 91
 - bestückung, 392
 - Doppel-, 88
 - erosion, 92
 - feder, 88
 - finger, 332, 333
 - kapazität, 90, 392, 393
 - kraft, 88
 - material, 92
 - ohmscher, 358
 - prellen, 90
 - schutz, 92
 - spannung, 30
 - steuerung, 249
 - werkstoffe, 93
 - widerstand, 22, 92, 392, 393
 - zunge, 90
- Konverter, 273
- Kool My, 62
- Koppel/ kapazität, 367, 391
 - kondensator, 114ff.
- Kopplung, 78, 84
 - optische, 230, 231
- Kopplungsfaktor, 78, 81, 453
- Korrekturkapazität, 168, 192
- Kraft-Weg-Diagramm, 91
- Kreis/dämpfung, 68
 - frequenz, 54
 - güte, 68, 72, 362, 363
 - strom, 74
- Kreuzwicklung, 8, 64, 65
- Kriechstrom, 2, 44
- Kristall, 14, 15
 - temperatur, 396
- Kühl/blech, 36, 284, 285
 - körper, 36, 284, 285, 302ff., 323
 - stern, 285
- Kunststoff, 46
 - dielektrikum, 46
 - faser, 280, 283
 - folie, 46
 - Folien-Kondensator, 46, 72, 386, 387
 - Lichtleiter, 283
 - metallisierter, 387
 - Trimmer, 47
- Kupfer, 3ff., 354
 - füllfaktor, 58, 59

- lackdraht, 58, 62, 86
- leiter, 4
- schicht, 302, 359
- verluste, 62, 82
- widerstand, 4, 5, 56, 57, 61, 80, 82, 340, 389, 391
- Kurzschluss, 3, 12, 39
 - Ausgangsleitwert, 145
 - Eingangsleitwert, 145
 - Eingangswiderstand, 140, 142, 145
 - parameter, 140
 - punkt, 12
 - Rückwärtssteilheit, 129, 145
 - steilheit, 129, 140
 - strom, 12, 38, 114, 332, 438
 - Stromverstärkung, 140, 142, 145
 - virtueller, 164
 - Vorwärtssteilheit, 129, 145
- L**
- Lade/generator, 38, 330, 332, 333
 - gerät, 330
 - gleichrichter, 34
 - kondensator, 54, 55, 86, 322, 323, 348, 379, 456
 - methode, 330
 - schaltung, 320, 331, 333
 - schlussspannung, 328ff.
 - strom, 34, 330, 437
 - verfahren, 330, 331
 - wirkungsgrad, 330
 - zeit, 330
- Ladung, 2, 331
 - elektrische, 42, 44
- Ladungs/ausgleichs-Methode, 230
 - injektion, 268
 - pumpe, 336, 430
 - träger, 14
- Lady-Zelle, 436
- Längs/regler, 182, 183, 298, 434, 435
 - spannung, 322, 434, 435
 - transistor, 182
- Lagen/isolation, 86
 - spannung, 86
 - wicklung, 65
- Langzeitstabilität, 370, 371
- Laserdiode, 282
- Last/kapazität, 52, 119, 121, 186, 212, 238
 - kennlinie, 12, 18, 38, 332, 333
 - minderungskurve, 6, 7
 - schwimmende, 184
 - strom, 433
 - widerstand, 12, 152
- Latch, 248, 395, 414
- Latch-up, 126, 198, 292
 - frei, 126, 397
- Laufzeit, 238, 239
- Lautstärke-Potentiometer, 10, 372
- Lawinen-/Durchbruch, 286
 - effekt, 36, 282
- Layout, 359
- LCD, 106, 395
- LC-/Bildschirm, 106
 - Display, 106, 107, 395, 423
 - Filter, 304
 - Oszillator, 210, 212
 - Siebglied, 70, 71, 338, 340ff.
 - Tiefpass, 70, 71, 304, 452
 - Zelle, 106
- LD, 282
- LDO, 435
- LDR, 26, 376
- Leclanché, 326, 436
- LED, 40, 104, 276, 278, 280, 282, 376, 384
 - Anzeige, 260, 261, 385
 - Display, 41, 261
 - Leuchte, 41
 - Zeile, 385
- Leckstrom, 48, 108, 126, 397, 425, 433
- Leerlauf, 10, 12, 28, 38, 50, 78
 - ausgangsleitwert, 145
 - betrieb, 238
 - leitwert, 145
 - güte, 210
 - kennlinie, 28
 - punkt, 12
 - spannung, 12, 16, 38, 54, 118, 150, 270
 - Spannungsrückwirkung, 145
 - strom, 86, 87
 - verstärkung, 114, 158, 164, 168ff., 172, 192, 402
- Legierungs/transistor, 358
 - verfahren, 358
- Leistung, 6, 12
- Leistungs/anpassung, 12, 16, 18, 28, 72, 74
 - diode, 32, 288, 294, 379, 381
 - faktor, 348
 - faktor-Korrektur, 348
 - gerade, 26, 27
 - hyperbel, 24, 26, 27
 - impuls, 284, 286
 - masse, 341, 343, 344
 - messung, 28, 29, 198
 - modul, 294, 295
 - MOSFET, 292, 293, 297, 428
 - Operationsverstärker, 300, 301, 325, 431
 - pegel, 365
 - pentode, 100, 101, 394
 - relais, 316, 392, 393, 433
 - schalter, 286ff., 316, 430, 433
 - stufe, 300, 317, 325, 433
 - thyristor, 306, 317, 432
 - transistor, 284ff., 332, 357, 426, 427
 - triac, 317, 432
 - verstärker, 300, 304, 305, 426
 - Z-Diode, 36, 382
- Leiter, 9
 - bahn, 4
 - bild, 303
 - netzwerk, 270, 422
 - paste, 8
 - platte, 4, 41, 302, 303, 359
 - werkstoffe, 354
- Leitfähigkeit, 2, 9, 14, 44, 58, 354
 - elektrische, 3, 4, 62, 354
 - magnetische, 56
- Leitplastik, 10, 371
 - Potentiometer, 10, 371
- Leitung, 2, 4
 - elektrische, 2, 4
- Leitungs/abschirmung, 367
 - induktivität, 2, 312, 322
 - kapazität, 2
 - kenngrößen, 2, 3

- verdrillung, 367
 - widerstand, 2, 4
 - Leitwert, 2, 44, 354
 - gleichung, 129
 - magnetischer, 56
 - matrix, 129
 - parameter, 128, 144
 - Lese/leitung, 266
 - verstärker, 266
 - Leucht/balkenanzeige, 40, 41, 105, 385
 - diode, 40, 148, 230, 260, 384
 - fläche, 40
 - folie, 41
 - kondensator, 41
 - schicht, 104
 - schirm, 102, 104, 105
 - stoff, 104
 - Licht, 38, 280, 282
 - ausbreitung, 283
 - bogen, 2, 4, 92
 - bogengrenzspannung, 92, 93
 - dimmer, 314
 - durchlässigkeit, 106, 280
 - empfindlichkeit, 38, 276
 - leiter, 280ff.
 - leitfaser, 281
 - leitkabel, 280, 283
 - schalter, 320
 - schränke, 280, 281, 424
 - steuerung, 276
 - strahl, 281
 - strom, 276
 - wellenleiter, 282
 - Linear/display, 104, 385, 395
 - drossel, 388
 - Spannungsregler, 298, 434, 435
 - Verstärker, 160, 162, 377, 383
 - Linearisierung, 60, 110, 194, 208, 374
 - Linearisierungs/diode, 194, 195
 - widerstand, 28
 - Linearitätsfehler, 409
 - Lithium/akku, 333
 - batterie, 436
 - Ionen-Zelle, 328, 437
 - zelle, 326, 328, 436
 - Litze, 4, 5, 62
 - Litzendraht, 62
 - Loch, 14, 30
 - rasterplatte, 359
 - Löcher/drift, 31
 - leitung, 14
 - strom, 14
 - Löschen, 96, 234, 306, 310, 316, 318, 421
 - Lösch/eingang, 216
 - vorgang, 313
 - Löt/augen, 302, 359
 - stoppmaske, 359
 - welle, 359
 - Logarithmierschaltung, 196, 197
 - Logik, 236
 - binäre, 236
 - Level-Eingang, 428
 - Level-MOSFET, 428
 - negative, 236
 - positive, 236, 241
 - programmierbare, 420
 - tabelle, 236, 237
 - Triac, 432
 - Logische Schaltungen, 236ff., 412ff.
 - Lorentz-Kraft, 24, 28
 - Low, 216, 236, 296
 - Batterie-Komparator, 439
 - Current-LED, 384, 385
 - Drop-Regler, 322, 435
 - Potential, 238
 - Power-Schottky-TTL, 244
 - Side-Schalter, 429, 430
 - L-Pegel, 236
 - LPH-Poti, 10
 - LPS-TTL, 244
 - LSB, 263, 271
 - LSI, 358
 - LSL-Schaltung, 238
 - L-Störabstand, 238
 - LS-TTL, 244, 413
 - LT, 260, 261
 - Luft, 2, 3, 354
 - ionisierte, 2
 - Luftpalt, 60, 62, 66, 88, 90
 - effektiver, 60, 61
 - Luftspule, 64, 65
 - Lufttrimmer, 46
 - Lumineszenz/-Diode, 40, 41, 104, 384
 - folie, 41
 - röhre, 104
 - Lux, 26
 - meter, 192
 - LV, 246
 - LWL, 282
- ## M
- Magnet/feld, 24, 28
 - kraft, 88, 91
 - Magnetisierungs/kennlinie, 56, 60, 61, 66, 67
 - strom, 78, 81, 84, 85
 - main terminal, 314
 - Majoritätsträger, 14, 30
 - M-Kern, 60, 61, 82, 83, 86, 87
 - Makrofol, 386
 - Makromodell, 465
 - Makrozelle, 420
 - Mangan, 62
 - dioxid, 49, 327
 - Manganin, 8, 354
 - folie, 373
 - Mantelkern, 60, 61
 - Maskenprogrammierung, 268
 - Masse, 98, 110
 - virtuelle, 160, 170
 - Masse/kern, 64
 - widerstand, 8, 12, 370, 375
 - Master-/Flip-Flop, 252, 254
 - Slave-Flip-Flop, 252, 414
 - Matrix/-Anzeige, 40, 105
 - steuerung, 107
 - Matrizenrechnung, 144
 - Maximum-Power-Point, 332, 334, 438
 - Mayer, 12
 - MBit → Megabit
 - MCP, 102, 103
 - MDR, 24

- MEA, 334
 - Megabit, 266
 - Mehr/fachemitter, 156, 157
 - fachverstärker, 190, 398, 399
 - gitterröhren, 101
 - zwecktransformator, 390
 - Meißner-Oszillator, 212, 213
 - MELF, 359
 - Memory effect, 204, 330
 - Messing, 354
 - Metall, 6, 62
 - belag, 46
 - film, 10
 - folie, 46
 - gehäuse, 357
 - glasur, 8, 370
 - hydrid-Akku, 328
 - hydridspeicher, 334
 - oxidschichtwiderstand, 370
 - oxidvaristor, 22, 375
 - pulverkern, 60, 62, 388
 - schichtwiderstand, 8, 370, 373
 - Metallisierung, 46, 292
 - metastabil, 218, 248
 - Mess/gleichrichter, 178, 180, 181
 - heißeleiter, 16, 17, 374
 - stellenumschalter, 126, 264
 - verstärker, 190
 - widerstand, 290, 373
 - Micro-Zelle, 436, 437
 - Mignon-Zelle, 327, 436, 437
 - Mikrokanalplatte, 102, 103
 - Mikroprozessor, 331, 395
 - MIL, 368, 370
 - Miller/-Effekt, 116, 146, 296
 - Integrator, 172, 202, 204, 205
 - kapazität, 116, 118, 119, 142
 - Theorem, 116, 118
 - widerstand, 118, 119, 146, 164
 - Mindestspannungsabfall, 434, 435
 - Miniaturrelais, 88, 393
 - Minidip, 431
 - Minoritätsträger, 14, 15, 30, 130
 - Mirror-Anschluss, 296
 - Misch/bestückung, 359
 - spannung, 54
 - strom, 82, 364
 - Mischer, 160, 161
 - MISFET, 122
 - Missing pulse detector, 226
 - Mitkopplung, 184, 186, 198, 206, 220, 248
 - Mitkopplungsschleife, 214, 218
 - Mittelanzapfung, 34, 302, 324, 391
 - Mittelpunkt/gleichrichter, 34, 35, 55, 322, 324
 - schaltung, 34, 35, 55
 - Mittelwert, 364
 - bildner, 178
 - linearer, 34, 35, 364
 - Mittelfrequenz, 50
 - M-Kern, 60, 61, 87, 390
 - MK-Kondensator, 46, 386
 - Mode, 202, 282
 - Modell, 30, 442, 455, 465
 - Modul, 272, 290, 291, 294, 316, 317
 - Modulator, 194, 345
 - Molybdän-Permalloy, 62
 - Monitorröhre, 104
 - Mono/flop, 218, 413
 - kristall, 14
 - modefaser, 282, 283
 - verstärker, 305
 - zelle, 436
 - mono/kristallin, 333, 438
 - lithisch, 124, 243, 290, 358
 - stabil, 88, 218, 224, 226, 393
 - Monovibrator, 218, 226, 230, 248, 249, 258, 413
 - nachtriggerbarer, 226, 227, 413
 - Monte-Carlo-Verfahren, 467
 - MOSFET, 122, 123, 126, 292, 296, 397, 429, 430
 - Treiber, 429
 - MOV, 22, 375
 - MP-Kondensator, 46
 - MPP, 333, 335, 438
 - MPP-Pulverkern, 62
 - MSB, 263, 271
 - Flip-Flop, 272
 - MS-Flip-Flop, 252, 256, 414
 - MSI, 358
 - MT, 314
 - MTBF, 440
 - Multi/-Chip-LED, 40
 - emittertransistor, 242
 - layer, 47, 436
 - LED-Lampe, 41
 - modefaser, 282, 283
 - plexer, 126, 127, 264, 265, 417
 - Multiplex-/Adressierung, 418
 - Anzeige, 261
 - Steuerung, 40, 106, 395
 - Multiplexer, 126, 127, 264, 265, 417
 - Multiplizierer, 198, 270
 - Multivibrator, 218ff.
 - astabiler, 218, 219, 224, 226, 227, 249, 259
 - monostabiler, 218, 219, 224, 225, 259
 - Multiwatt, 431
 - Mu-Metall, 354, 367
 - MUX, 413, 420
 - Mylar, 386
- ## N
- Nach/beschleunigung, 104
 - laufregler, 324, 325
 - laufverfahren, 272
 - nachtriggerbar, 226, 320, 413
 - Nachregler, 342
 - Nachtsicht/brille, 102
 - gerät, 102, 103
 - Nadelimpuls, 52, 53
 - Näherungsschalter, 88
 - NAND, 241, 412
 - Flip-Flop, 248, 250
 - Gatter, 240ff., 244, 246, 247, 250, 412
 - Latch, 248, 249
 - Trigger, 413
 - nanokristallin, 66
 - Nanoperm, 66, 67
 - NC-Akku → Nickel-Cadmium-Akku
 - NDK, 42, 356, 386
 - Dielektrikum, 42, 46
 - Negation, 238
 - Negationskreis, 217, 238

- Negativ-/Impedanz-Konverter, 186
 - Mode, 107
 - regler, 324, 325
 - N-/Eingang, 158
 - Material, 15
 - Zelle, 436
 - nematisch, 106
 - Nenn/anschlussspannung, 379
 - belastbarkeit, 6
 - induktivität, 388
 - kapazität, 328
 - leistung, 6, 323, 324, 335, 390
 - spannung, 46, 323, 356, 386, 387, 390, 392, 436
 - strom, 4, 335, 390, 396
 - temperatur, 374
 - widerstand, 20, 374
 - Netz/filter, 348, 349, 367, 388
 - gleichrichter, 348, 379
 - gerät, 322, 323, 348
 - kondensator, 46, 367
 - ladegerät, 331
 - liste, 441
 - rückwirkung, 348, 349
 - spannung, 97, 349, 390
 - spannungsumschalter, 379
 - störung, 316, 367
 - strom, 348, 349
 - teil, 303, 322, 348
 - transformator, 86, 322, 367, 390
 - werk, 13, 372
 - neutral, 14
 - NF-/drossel, 388
 - Leistungsverstärker, 302, 303, 304, 305, 431
 - Transistor, 142, 426
 - Übertragung, 278, 279
 - Verstärker, 140ff., 160, 162, 302ff.
 - NiCd-Akku → Nickel-Cadmium-Akku
 - nichtinvertierend, 162, 165
 - Nichtleiter, 14
 - NICHT-/Funktion, 240
 - Glied, 238
 - nichttransparent, 250, 252, 414
 - Nickel, 62, 354
 - antimonid, 24
 - Cadmium-Akku, 328ff., 437
 - Eisen, 60, 82, 83, 354
 - Eisen-Pulver, 60
 - Nickelin, 354
 - NiCr-Folie, 373
 - Niederfrequenz-Verstärker, 302ff., 431
 - NiH-Akku → NiMH-Akku
 - NIK, 186
 - NiMH-Akku, 328, 437
 - Niob-Elko, 48
 - Niveaufühler, 21
 - Nixie-Röhre, 96, 97
 - n-Kanal-FET, 108, 109, 122, 292, 396
 - n-Leitung, 14, 15
 - Non-punch-through, 427
 - NOR, 240, 241, 412
 - Flip-Flop, 248
 - Funktion, 240
 - Gatter, 222, 240ff., 246, 247, 262, 412
 - Latch, 248, 249
 - Normal/batterie, 326, 436
 - generator, 365
 - Normierung, 4, 10, 28, 70, 174, 177
 - Normierungswiderstand, 200
 - Norm/lichtquelle, 424
 - reihe, 9, 368
 - Norton, 12
 - Notabschaltung, 344
 - Notch-Filter, 176
 - NPO-Typ (NPO-Typ), 356, 386
 - npn-Transistor, 130, 131ff., 398ff.
 - NPT, 427
 - NTC-/Regelung, 209
 - Verhalten, 20
 - Widerstand, 16, 18, 374
 - Null/abgleich, 24, 188, 189, 193, 196
 - durchgang, 310
 - durchgangsdetektor, 316, 318
 - einstellung, 254, 257
 - kippspannung, 307
 - Ohm-Widerstand, 370
 - punktabgleich, 158, 274, 275
 - rückstellung, 256, 260
 - spannung, 28, 377
 - spannungsquelle, 446ff.
 - spannungsschalter, 316, 317, 320, 425, 433
 - Nur-Lese-Speicher, 268, 419
 - NV-RAM, 266
 - Nyquist, 12
- O**
- Oberflächenmontage, 359, 386
 - Oberschwingungen, 22, 348, 349, 364
 - Oberschwingungsgehalt, 348
 - Oberton/quarz, 76, 210
 - oszillator, 210
 - OC, 267
 - ODER-/Gatter, 178, 236, 237, 412
 - Matrix, 268, 269
 - NICHT-Schaltung, 240, 412
 - Schaltung, 222, 236ff., 240, 262, 412
 - Öffner, 91
 - Ölstandskontrolle, 21
 - OE, 418
 - OEM, 439
 - OFF, 128
 - Offen-Kollektor-Ausgang, 188, 220, 240, 404
 - Offset/abgleich, 159, 189, 194, 402, 403
 - fehler, 164, 204
 - korrektur, 189, 190
 - spannung, 158ff., 192, 302, 402ff., 429
 - spannungsdrift, 192, 402, 403
 - strom, 164, 165, 402, 403
 - trimmer, 188, 192
 - offset-dual, 422
 - ohmscher / Bereich, 108
 - Kontakt, 358
 - Widerstand, 6
 - Ohrkurvenfilter, 200
 - OLMC, 420, 421
 - ON, 128
 - One-Shot, 218, 226, 413
 - On-Widerstand, 126, 292
 - OP, 158
 - OP-Analyse, 443ff.
 - OP-Diode, 178
 - Operationsverstärker, 158ff., 188ff., 402, 403

- invertierender, 160
- Leistungs-, 300, 431
- nichtinvertierender, 162
- Opto/elektronik, 276ff.
- isolator, 278, 425
- koppler, 26, 230, 278ff., 294ff., 346, 376, 425
- trigger, 278
- sensor, 280, 281, 424
- Ordnungszahl, 174, 200, 406
- Organisation, 418, 419
- Ortskurve, 68, 69, 142
- Oszillator, 174, 206ff., 408, 466
 - amplitude, 206
- Oszilloskopröhre, 104
- OTA, 176, 194, 195, 204, 344
- OTP-EPROM, 419
- Overshoot, 204, 205
- Oxid, 62, 122
- Oxidation, 358, 436
- Oxidschicht, 98, 122, 292
- P**
- Paarbildung, 14
- package, 358
- PAL, 268, 269
- Papier, 46, 354
 - folie, 48
- Parallel/ersatzbild, 42, 43, 63
 - gegenkopplung, 138, 146, 147, 160
 - kapazität, statische, 76
 - regler, 182, 183, 316, 346, 405, 435
 - resonanz, 76, 212
 - resonanzoszillator, 212
 - resonanzwiderstand, 76
 - schaltung, 17, 20, 22ff.
 - schwingkreis, 64, 68–73, 114, 210, 362, 363
 - Spannungsgegenkopplung, 146, 160
 - umsetzer, 272, 273
 - parasitär, 116, 118, 212, 292
- Paritätsprüfer, 416
- PC, 302
- PCB, 359
- PDP, 97
- PE, 367
- Pegel, 236, 365
 - absoluter, 365
 - darstellung, 365
 - maße, 365
 - relativer, 365
 - umsetzer, 246
 - verschiebung, 158, 190, 191
- P-/Eingang, 158
 - Kern, 63
 - Material, 15
- PEM-Brennstoffzelle, 334
- PEMFC, 334
- Pentawatt, 431
- Pentode, 100, 101, 394
- Pentodenbereich, 108
- Periodendauer, 54
- Permalloy, 62, 83
- Permanent/fluss, 88
 - magnet, 88
- Permeabilität, 56, 61ff.
 - Anfangs-, 56, 58, 60, 354
 - effektive, 60, 62
 - gescherte, 60, 62
 - Impuls-, 84
 - komplexe, 355
 - relative, 56, 60
 - reversible, 60
 - Überlagerungs-, 60
 - Wechselfeld-, 56
- Permeabilitätszahl, 3, 56, 355
- Permittivitätszahl, 355
- PFC, 348
 - Drossel, 348
 - Korrektur, 348, 349
- PFM, 338, 439
- PFM-Schaltregler, 338ff.
- Phantom-UND-Schaltung, 240
- Phasen/abschnittsteuerung, 307
 - anschnittsteuerung, 306ff., 315, 318, 348, 433
 - brücke, 50, 51, 451
 - drehung, 168, 170
 - reserve, 168, 170
 - schieber, 50, 162
 - schieber-Oszillator, 207
 - sprung, 395
 - umkehr, 160, 177
 - umschalter, 106, 262
 - verschiebung, 50
 - winkel, 50, 51, 76, 162, 169, 198, 361, 445
 - winkelmessung, 198
- Photovoltaik, 332, 438
 - relais, 393
- Pierce-Oszillator, 212, 213
- Piezo-Effekt, 76
 - reziproker, 76
- Pin, 125, 358
 - Diode, 279, 282
 - kompatibel, 246
- Pinch-off-Spannung, 108, 111
- PI-Regler, 172, 208, 209, 344
- Pi (π)-Schaltung, 74, 75, 142, 213
- Pixel, 102, 106
- p-Kanal-FET, 108, 109, 396
- P-Kern, 63
- Planar/-Diode, 358, 378
 - Epitaxialtransistor, 358
 - Prozess, 358
 - transistor, 358
- Plasma, 96
 - Bildschirm, 107
 - Display, 97
- Plastikfaser, 282
- Platin, 20, 334, 354
- Platten/drehkondensator, 47
 - gleichrichter, 30
 - kondensator, 43, 46, 355
 - paket, 46
- PLCC, 421
- PLD, 268, 269, 420
- Plot, 443ff.
- p-Leitung, 14, 15
- pnp-/Eingangsstufe, 188, 190, 402
 - Transistor, 130, 131, 398, 399, 426
- pn-Übergang, 30, 31, 108, 358
- Pol, 44, 174
 - güte, 174, 177, 200, 203
 - schuh, 89

- stück, 89
 - zahl, 174
 - Polarisator, 107
 - Polarisierung, 42
 - Polaritätsseparator, 178
 - wender, 224, 225
 - Polung, 178
 - Poly/carbonat, 46, 47, 386
 - ester, 46, 47, 386
 - kristall, 14
 - propylen, 44, 46, 47, 204, 354, 386
 - silizium, 292
 - styrol, 44, 46, 47, 386
 - Switch-Sicherung, 375
 - polykristallin, 14, 333, 438
 - Polymer, 48, 334, 370
 - Polymer Elektrolyt Membran, 334
 - Porzellan, 354
 - Positions-Sensor, 377
 - Positiv-/Mode, 107
 - regler, 325
 - Spannungsregler, 325, 434
 - Potential/ klemme, 373
 - schwelle, 30, 130
 - trennung, 84, 278, 282, 346
 - Potentiometer, 10, 371, 372
 - Power Factor, 348
 - ppm, 354
 - Präzisions/begrenzer, 181
 - Operationsverstärker, 192, 403
 - stromquelle, 401
 - trigger, 222, 226, 410
 - verstärker, 193, 403
 - widerstand, 8, 373
 - Prellen, 90
 - Prellzeit, 90, 392, 393
 - Preset, 250
 - Eingang, 252, 260
 - Primär/batterie, 326, 436
 - induktivität, 80, 82, 391
 - spule, 78
 - strom, 84, 346
 - wicklung, 82, 87, 346
 - zelle, 326, 327, 436
 - primär getaktet, 348, 349
 - Printed circuit, 302
 - prismatische Zelle, 437
 - PRO ELEKTRON, 357
 - PROFET, 430
 - Programmable Logic Device, 268, 420
 - Programmiergerät, 421
 - Programmierung, 268, 406, 421
 - Programmierspannung, 419
 - PROM, 268, 269, 419
 - Propagation delay time, 239
 - Proportional-/Integral-Schaltung, 172, 173
 - verstärker, 172
 - Protection Earth, 367
 - Pt100, 20
 - PTAT, 156, 157, 401, 405
 - PTC-/Regelung, 209
 - Verhalten, 20
 - Widerstand, 20
 - Puffer, 162, 180, 206, 246, 247, 408
 - schaltung, 150
 - stufe, 200, 226, 246
 - verstärker, 162, 170, 171
 - Pull-down-Widerstand, 214, 226, 404, 410
 - Pull-up-Widerstand, 126, 188, 214, 220, 240ff.
 - Puls, 52
 - frequenz, 52, 53
 - periode, 53
 - quelle, 444
 - wärmewiderstand, 284, 285, 286
 - pulse width modulation, 294, 304, 344
 - Pulver/eisen, 64
 - kern, 60
 - Pump/kondensator, 336
 - spule, 336
 - stengel, 99
 - stutzen, 105
 - Punkt/anzeige, 385
 - Matrix-Anzeige, 41, 104ff.
 - Matrix-Modul, 395
 - PUT, 234, 235, 308, 411
 - PVC-Isolation, 4, 5
 - PVR, 393
 - PWL-Quelle, 447, 453
 - PWM, 294, 304, 344, 439
 - Schaltregler, 344
 - Signal, 304
- ## Q
- Quadrac, 432
 - Quadratur-Oszillator, 208, 209, 408
 - Quadrierer, 198
 - Qualitätssicherung, 440
 - Quantisierung, 272
 - Quantisierungsfehler, 272
 - Quarz/kristall, 76
 - oszillator, 210, 256, 408
 - uhr, 256
 - Quecksilber, 354
 - benetzung, 90
 - Quellen/spannung, 12, 16, 328
 - strom, 12, 114, 146
 - Quer/leitwert, 2
 - schnittswandlung, 280
 - strom, 2
- ## R
- R-2R-Leiternetzwerk, 271, 422, 423
 - radial, 359, 389
 - Radizierer, 198, 199
 - Räumdiode, 288, 289, 291
 - Rail-to-Rail, 166, 403
 - RAM, 266, 267, 418
 - System, 437
 - Zelle, 437
 - Rampen/generator, 233, 318
 - spannung, 318
 - umsetzer, 274
 - Random Access Memory, 266
 - RAS, 418
 - Rastermaß, 359, 393
 - Raumladung, 98, 99
 - Rausch/abstand, 366
 - dämpfung, 166
 - ersatzbild, 167
 - kennwerte, 167
 - maß, 366

- spannung, 12, 166
- unterdrückung, 182, 184, 230, 405
- zahl, 366
- Rauschen, 12, 166, 170, 192, 206, 370
- weißes, 12, 166
- RBI, 260, 261
- RBO, 260, 261
- RC-/Allpass, 51, 162, 451
 - Bandpass, 51, 174, 200, 208
 - Beschaltung, 312ff., 433
 - Filter, 50, 51, 160, 162, 174ff., 200, 406, 467
 - Glied, 50, 52, 53, 92
 - Hochpass, 51, 52, 98, 160, 162, 174ff., 200, 406
 - Kette, 206
 - Kippschaltung, 218, 224, 410
 - Oszillator 206–209
 - Schutzbeschaltung, 310, 312, 314, 316
 - Spannungsteiler, 52, 450
 - Tiefpass, 51, 160, 162, 174ff., 200, 406, 445
 - Übertragungsglied, 50
 - Verstärker, 114, 115
 - Zweipol, 361
- RCD-Beschaltung, 288, 289
 - Entlastungsnetzwerk, 289
- Read Only Memory, 268
- Rechteck/Dreieck-Generator, 224, 225, 409
 - former, 220
 - generator, 224, 225, 238, 248, 259, 409
 - impuls, 52, 172
 - puls, 52
 - schwingung, 228, 256ff.
- Reed/kontakt, 88, 392
 - relais, 88ff., 392, 393
- Referenz/baustein, 182, 405
 - diode, 36, 382
 - quelle, 182, 184, 422, 423
 - spannung, 182, 185, 222, 274, 344, 396, 405
 - strom, 185, 188, 196
- reflektiv, 106, 107
- Reflektorfolie, 106
- Reflexions-/Lichtschranke, 281, 424
 - taster, 280, 424
- Refresh, 266
- Regel/pentode, 394
 - schleife, 300
 - schwingung, 322, 340
 - spannung, 208
 - verstärker, 300, 344
- Register, 254, 261, 414
 - Auffang-, 254, 258, 414
 - Schiebe-, 254, 415
 - Umlauf-, 254
- Regler/baustein, 183, 318, 338, 434, 435, 439
 - masse, 341, 343, 344
- Reihen/ersatzbild, 42, 43, 62, 63
 - gegenkopplung, 138, 148ff.
 - resonanz, 76
 - schaltung, 17, 22ff.
 - schwingkreis 68–73, 80, 186, 362, 363, 448
 - Stromgegenkopplung, 112, 148
 - verlustwiderstand, 62
- Reineisen, 354
- Rekombination, 14, 31
- Relais, 88ff., 214, 215, 392, 393
 - anzugverzögerung, 19, 94
 - ausgang, 215
 - bistabiles, 88, 393
 - gepoltes, 89, 393
 - Halbleiter-, 316, 317, 393, 433
 - Kondensator-Schaltung, 94
 - monostabiles, 88, 392, 393
 - neutrales, 88, 392
 - Stromstoß-, 94
 - ungepoltes, 89, 392
 - verzögerung, 94, 95
- Remanenz, 84, 85, 88
 - relais, 88
- Reset, 216
 - Eingang, 216
 - Impuls, 258
- Resonanz, 64, 68, 70, 72, 74, 210
 - anpassung, 72
 - frequenz, 68, 72, 210, 363, 389
 - schaltung, 72ff.
 - überhöhung, 68, 70, 81
 - widerstand, 46, 68, 72, 362
- Rest/lichtverstärker, 102
 - spannung, 132, 136, 188, 216
 - strom, 48, 108, 132ff., 218, 276, 290, 387, 398
- Retardierung, 252, 253
- reverse, 31
- RFCS, 334
- Richtstrom, 35
- Ring/bandkern, 66, 82, 86, 388
 - ing, 170
 - kern, 56, 60, 66, 82, 83, 388
 - kerntransformator, 84, 390
 - schaltung, 206, 254
 - spule, 56, 57, 355
 - zähler, 254, 255
- Ripple, 200, 260, 380, 438
- Ripple/-Blanking, 260, 261
 - Counter, 260
 - rejection, 322
- Rise-time, 137
- RL-Zweipol, 362
- RM-Kern, 389
- RMS, 364
- Röhren, 96, 98ff., 394
 - diode, 98, 394
 - verstärker, 98ff.
 - wicklung, 87
- Röntgenstrahlen, 2
- Rohr/kern, 389
 - kondensator, 47, 356
- ROM, 268, 269
- Rotor, 11, 47
- RRIO, 403
- R-S-T-Flip-Flop, 217
- RS-/Flip-Flop, 216, 248, 250ff., 414
 - Latch, 248, 414
 - Master-Slave-Flip-Flop, 252, 253
 - NAND-Flip-Flop, 249
 - NOR-Flip-Flop, 249
- Rück/fallzeit, 90, 92
 - fallverzögerung, 320
 - kopplung, 160, 176, 206, 210, 214, 346, 410
 - kopplungsteiler, 50, 162
 - kopplungswiderstand, 160
 - kopplungsfaktor, 168

- setzen, 226, 227, 248
- sperrdiode, 39, 332
- strom, 232, 248, 411
- stromsperre, 38, 39, 331
- wärtserholzeit, 32
- wärtssteilheit, 129, 145
- wärtszähler, 260, 261
- wirkungskapazität, 142
- Ruhe/kontakt, 90, 392
 - strom, 100, 110, 427
 - stromeinstellung, 300, 301, 302
- Rund/kabel, 5
 - zelle, 326, 327, 329
- S**
- Salmiak, 326
- Sägezahn/generator, 233
 - schwingung, 224, 344
 - umsetzer, 274
- Sättigung, 56, 58, 61, 85, 159, 220, 238, 290
- Sättigungs/bereich, 108, 133, 151
 - charakteristik, 130
 - drossel, 388
 - gebiet, 99, 132
 - induktion, 62, 82ff., 354
 - spannung, 108, 109, 158, 166, 218, 224, 400, 404
 - strom, 108
- SAL-Elko, 48, 387
- Sallen und Key, 174, 175, 406
- Sallen-Key-Filter, 175, 406
- Sample, 205
- Sample-Hold-/Circuit, 204, 205, 407
 - Verstärker, 204, 407
- Sampling, 205
- SC-/Filter, 202, 406
 - Integrator, 202
 - Technik, 202, 336
- Schalenkern, 62, 63, 83, 347, 389
- Schalt/algebra, 241
 - betrieb, 136
 - diode, 377
 - festigkeit, 387
 - frequenz, 136, 202, 239, 318, 338, 392, 393, 438
 - hysterese, 91, 214, 248, 318
 - kapazität, 52
 - leistung, 392, 393
 - litze, 5
 - netz, 268
 - netzteil, 348, 349
 - regler, 338ff., 439
 - schütz, 88
 - schwelle, 214, 220, 252, 377, 400
 - spannung, 90, 392, 393, 433
 - strom, 90, 392, 393, 439
 - trägheit, 286
 - transistor, 136, 137, 288, 399, 427
 - verstärker, 377, 383
 - wandler, 336ff., 438
 - zeichen, 7, 22, 25, 37, 49
 - zeit, 94, 126, 136, 238, 276, 392, 393, 396, 397, 399, 428
- Schalter, 111, 126, 397ff., 454
 - Kondensator-Filter, 202, 402
 - rauschen, 192
 - spannung, 58, 93
- Schaltung
 - gedruckte, 302
 - integrierte, 124, 358
 - logische, 236, 238ff., 412ff.
- Scheider, 327
- Schein/leistung, 86, 348
 - widerstand, 48, 68, 69, 76, 361
- Scheitel/faktor, 364
 - wert, 50, 364
 - wertmesser, 178
- Schelle, 8, 371
- Scherung, 40, 60, 62
- Scherungsfaktor, 60, 62
- Schicht/kondensator, 47, 386
 - schaltung, 8, 358
 - temperatur, 6
 - widerstand, 7ff.
- Schiebe/register, 254, 255, 272, 273, 415
 - takt, 260
 - widerstand, 10
- Schirm/folie, 367
 - gitter, 100, 101
 - wicklung, 367
- Schleifenverstärkung, 168, 182, 206ff., 214
- Schleifer, 10, 11, 372
 - strom, 10, 371
 - widerstand, 372
- Schleifkontakt, 10
- Schleusenspannung, 30, 32, 54, 108, 132, 150, 218
- Schließer, 90
- Schlussspannung, 328, 329
- Schmalbandverstärker, 114
- Schmelzsicherung, 4, 96, 234, 312, 370
- Schmitt-Trigger, 214, 215
- Schneidenankerrelais, 88, 89
- Schnell/erregung, 90
 - ladung, 330
- Schnitt/bandkern, 82, 83, 86
 - frequenz, 168, 170
- Schonzeit, 310, 311, 314
- Schoopierung, 46
- Schottky/diode, 32, 244, 245, 332, 338, 378, 381
 - Leistungsdiode, 381
 - NAND-Gatter, 245
 - transistor, 244, 245
 - TTL, 244
- Schraub/kern, 64
 - thyristor, 307
- Schreib-Lese-Speicher, 266
- Schritt/schaltwerk, 264
 - spannung, 274
- Schutz/art, 392, 393
 - beschaltung, 32, 159, 312
 - diode, 40, 41, 214, 218, 219, 247, 308, 324, 337
 - gas, 88
 - isolation, 348
 - lack, 2, 9, 359
 - leiter, 367
 - schaltung, 97, 189, 315, 316, 333, 430, 431
 - widerstand, 54, 379
- Schwellen/spannung, 22, 30, 122, 180, 214, 224
 - wert, 180, 220
- Schwellwertschalter, 214
- Schwing/amplitude, 208
 - bedingung, 206
 - frequenz, 168, 206, 210, 212, 408

- kreis, 68ff., 174, 210, 212, 312, 360, 363, 454
- linie, 232
- neigung, 151, 168, 170, 242, 299
- quarz, 76, 210
- Schwingungs/anfachung, 206ff.
 - erzeugung, 206ff., 224ff.
 - paketsteuerung, 318, 319, 433
- SCR, 235
- Segment, 40, 106, 395
 - strom, 385
 - treiber, 261, 395
- Sekundär/batterie, 328, 437
 - elektronen, 100,
 - spule, 78
 - strom, 346, 390
 - wicklung, 78, 79., 324, 346, 390
 - zelle, 328, 437
- sekundär getaktet, 348, 349
- Sekundentakt, 256
- Selbst/entladung, 44, 326, 436, 437
 - erregung, 206, 301, 302
 - halteeffekt, 126
 - haltung, 216
 - heilung, 46
 - induktion, 78
 - leitend, 122, 123
 - regenerierend, 375
 - sperrend, 122, 123, 397
 - zerstörung, 138
- selektiv, 114, 120
- Selektivität, 210
- Selektor, 264
- Selen, 14, 30
 - gleichrichter, 30, 330
- SENSEFET, 296, 297, 428
- sensitiv, 392
- Sensorwiderstand, 184, 190, 198, 338, 344
- Separator, 327
- Serien/ersatzwiderstand, 43
 - regler, 182, 298, 405, 434, 435
 - resonanz, 76, 77, 210
 - resonanzfrequenz, 76, 211
 - resonanzoszillator, 210
 - resonanzwiderstand, 76, 211
 - widerstand, 48, 332, 333
- Set, 216
- Setzeingang, 216
- Shockley, 30, 141
- Shunt/regler, 182, 405, 435
 - widerstand, 332, 373
- SI, 368
 - Einheiten, 3, 368
- SiC, 32
- Sicherung, 4, 323, 375
 - flinke, 4
 - reversible, 370, 375
 - rückstellbare, 370, 375
 - träge, 4
- Sicherungswiderstand, 370
- Sieben-Segment-/Anzeige, 40, 97, 106, 260, 385
 - Code, 268
- Sieb/drossel, 340
 - faktor, 70, 340, 341
 - kondensator, 48
 - schaltung, 70
- Signal/diode, 378
 - laufzeit, 266
 - Rauschabstand, 366
 - Rauschverhältnis, 194
- SIL, 358, 372
- Silber, 49, 92, 354
 - Palladium, 92
- Silikon/folie, 302
 - harz, 354
- Silizium, 14, 30, 357
 - amorphes, 102, 332, 438
 - diode, 31, 378, 379, 381
 - Eisen, 61, 82, 83, 354
 - gleichrichter, 379, 456, 457
 - kaltleiter, 20, 21, 374
 - karbid, 14, 22, 381
 - monokristallines, 14, 332, 438
 - polykristallines, 14, 332, 438
 - transistor, 131, 284
- Simple Switcher, 439
- Simulation, 421, 441
- Single/Chip, 40
 - In-Line, 358
- Single-Supply, 190, 220, 402, 403
 - Betrieb, 190, 192, 224, 402
 - Verstärker, 190
- Sink-Strom, 245, 403, 413
- Sinteranode, 48, 383
- Sinus/oszillator, 206, 210, 408
 - schwingung, 50, 228, 364
- SIP, 358
- Si-Planar-Diode, 376
- Si-Solarzelle, 332
 - amorphe, 332
 - kristalline, 332
- Skalenfaktor, 198
- Skalierspannung, 198
- Skin-Effekt, 64, 65
- Slave-Flip-Flop, 252
- Slew Rate, 166, 167, 178, 180, 204, 220, 402, 403
- Smartpower, 296, 297, 428, 430
 - MOSFET, 428, 430
- SMD, 23, 46, 359, 370, 385, 439
 - Technik, 46, 359, 439
- SMPS, 349
- SMT, 386
- SNT, 349
- Snubber circuit, 288
- SO, 359
- SOAR-Diagramm, 286, 287
- Soffitte, 97
- Softness-Factor, 381
- Soft-Start, 342, 343
- Solar/generator, 332, 438
 - modul, 332, 333, 438
 - panel, 332
 - zelle, 38, 332, 333, 436
- Solid-State-Relay, 433
- Soll-Istwert-Vergleich, 172, 344
- SOT, 359
- Source, 108, 292, 293, 397
 - folger, 118, 150
 - schaltung, 110, 111, 114, 115, 116, 128, 129
- Source-Strom, 244, 245, 403, 413
- SP-Kondensator, 48

- Spalten/dekoder, 266
 - leitung, 268
- Spannungs/abfall, 4
 - abschwächer, 271
 - anstiegsgeschwindigkeit, 166, 310
 - begrenzer, 180, 375
 - belastbarkeit, 359
 - ersatzschaltung, 12, 13, 29
 - festigkeit, 44, 46
 - folger, 150, 162, 178ff., 190, 194, 204, 206, 324
 - Frequenz-Umsetzer, 224, 228ff., 232, 274, 409
 - gegenkopplung, 146, 160, 162
 - glättung, 54
 - inverter, 336, 337, 438
 - komparator, 158, 159, 220, 222, 404
 - pegel, 124, 365
 - prüfer, 97
 - quelle, 12, 182, 183, 187, 270, 298, 299
 - referenz, 405
 - regler, 182, 185, 298, 322, 323, 348, 377, 434
 - rückwirkung, 130, 140, 144, 145
 - stabilisierung, 18, 36, 37, 96, 374, 434, 435
 - steilheit, 312, 432, 433
 - Steuerkennlinie, 134
 - steuerung, 130ff., 146, 150, 151
 - Strom-Umformer, 184
 - teiler, 10, 11, 36, 50, 52, 133, 136
 - überhöhung, 68, 70, 73, 80
 - übersetzung, 74, 78
 - Übertragungsfaktor, 50, 51, 70, 160, 162, 170
 - Übertragungskennlinie, 133, 160, 161, 163
 - umschaltung, 348
 - verdoppler, 337, 379, 380, 438
 - verdreifacher, 380
 - vergleicher, 159, 404
 - versorgung, 322ff., 434
 - verstärkung, 98, 114, 118, 120, 124, 140ff., 160
 - vervielfacherschaltung, 380
 - verzerrung, 348
 - wandler, 336
 - welligkeit, 54, 322
 - zeitfläche, 52, 84, 391
- Spar/transformatoren, 74, 75, 78
 - übertrager, 74
- SPDT, 91
- Speed-up-Kondensator, 136, 220
- Speicher, 204, 266
 - drossel, 336, 338, 342, 346, 388, 66, 67
 - dynamischer, 266
 - kapazität, 266, 268, 418, 419
 - kondensator, 204, 336, 349
 - matrix, 266, 268, 269
 - nichtflüchtiger, 268
 - schaltungen, 236ff.
 - transformator, 346
 - zeit, 136, 276, 288, 290, 424, 427
 - zelle, 266, 268
- Spektralanalyse, 469
- Spektrum, 282
- Sperrbereich, 174, 200
 - erholzeit, 32, 288, 378, 379, 381
 - kennlinie, 30
 - sättigungsstrom, 30, 141
 - spannung, 30ff., 34, 54, 218, 378, 379, 381, 432
 - strom, 30, 31, 108, 136, 378, 379, 381
- trägeit, 288, 310
- verzögerung, 32, 244, 312
- verzugsladung, 381
- vorgang, 381
- wandler, 346, 347
- widerstand, 90
- zeit, 54
- zustand, 136
- Sperrschicht, 30, 31, 33, 108
 - Feldeffekt-Transistor, 108ff., 396, 458, 460, 461
 - kapazität, 30, 116, 142, 378, 381, 458
 - keramik, 42
 - kondensator, 386
 - temperatur, 30, 32ff., 108, 138, 284, 302, 398
- SPICE, 441
- Spindeltrimmer, 371
- Spitzen/diode, 30, 31, 378
 - strom, 378, 379, 381
 - wertgleichrichter, 178
- Sprossenwiderstand, 270
- Sprung/antwort, 70, 71, 161
 - verhalten, 174
- SPDT, 91
- SPST, 91
- Spule, 2, 56ff., 388, 389
 - abgleichbare, 389
 - angezapfte, 75, 78
 - simulierte, 187
 - verlustbehaftete, 62, 63, 355
- Spulen/anzapfung, 74, 78
 - bausatz, 389
 - ersatzbild, 63
 - güte, 62, 74
 - körper, 59, 60, 62, 63, 389
 - kopplung, 78
 - simulation, 187
 - verluste, 62, 74
 - verlustwiderstand, 62, 63, 74, 210
 - wicklung, 58
- SRAM, 418
- SSI, 358
- Stabilisierung, 36, 138, 184, 192
- Stabilisierungs/heißeleiter, 374
 - maßnahme, 138, 169
 - schaltung, 37
- Stabilität, 168, 187
 - thermische, 138, 139
- Stabilitäts/bedingung, 186
 - reserve, 168
- Stabkern, 388
- Stack, 334, 335
- Stahl, 354
 - mantel, 327
- Standard/diode, 379
 - LED, 384
 - Netzgerät, 348
 - Operationsverstärker, 186, 402
- Standby, 418
- Starterbatterie, 328
- State-Variable-Filter, 176, 177, 203, 208, 406
- Stator, 47
- Status, 423
 - Anzeige, 430
 - Signal, 272
- Steckerlader, 331

- Steckverbindung, 282
 - Steilheit, 110, 120, 140, 146, 194, 396
 - effektive, 114, 148
 - innere, 142
 - Steilheits/multiplizierer, 194, 198
 - Operationsverstärker, 194, 195
 - Stellentreiber, 260, 261
 - Stell/charakteristik, 10
 - kondensator, 46
 - transistor, 182
 - widerstand, 10, 111, 270, 314, 460
 - Stellkennlinie, 10, 11
 - lineare, 11
 - logarithmische, 11
 - Steuer-/Flip-Flop, 258
 - fluss, 88
 - gitter, 98, 100
 - gleichung, 110, 111
 - konstante, 17, 372
 - kreis, 90
 - leistung, 90, 132, 392, 393
 - spannung, 130, 433
 - strom, 28, 130, 397, 433
 - Stirnkontaktierung, 46
 - Stör/abstand, 238, 239, 243, 246
 - festigkeit, 220
 - impuls, 367
 - schutz, 367
 - schutzdrossel, 67, 312, 367
 - schutzkondensator, 312, 367
 - sicherheit, 230, 238, 239, 246, 316
 - spannung, 367
 - stellenleitung, 14
 - strom, 367, 388
 - unterdrückung, 300, 423
 - Stoß/erregung, 95
 - ionisation, 32, 96
 - strom, 54, 369, 375, 379, 382
 - Strahl/ablenkung, 104, 105
 - erzeugungssystem, 104, 105
 - Strahlungsspektrum, 40, 283
 - Streu/fluss, 78, 80
 - grad, 80
 - induktivität, 80, 81, 84, 86, 288, 391
 - kapazität, 441
 - Strobe, 243, 264ff., 402, 404
 - Eingang, 260, 264, 402
 - Strom, 2
 - begrenzung, 20, 54, 166, 182, 188, 299, 322, 344
 - belastbarkeit, 4, 5, 61, 300, 359, 438, 439
 - dichte, 61, 86, 87
 - drift, 401
 - einschnürung, 32, 286, 292
 - ersatzschaltung, 12, 13
 - flusswinkel, 34, 306, 310, 318
 - formfaktor, 306, 307
 - fühler, 340
 - gegenkopplung, 112, 120, 148, 152, 156, 214
 - inverter, 186
 - lücke, 338, 339, 344
 - messung, 190, 191, 373
 - mittelwert, 364, 378
 - nulldurchgang, 314
 - pegel, 365
 - pfeil, 38, 352
 - PTAT-Schaltung, 157
 - quelle, 12, 112, 124, 148, 164, 184ff., 228, 401
 - rauschen, 12
 - rauschindex, 12
 - referenz, 401, 405
 - regler, 290
 - rückkopplung, 198
 - sammler, 328
 - senke, 124, 125, 154, 164, 184, 188, 230, 383
 - sensor, 28, 182, 296, 298, 322, 373
 - Spannungs-Kennlinie, 6, 19, 20, 23, 24
 - Spannungs-Umformer, 192, 278
 - spektrum, 349
 - spiegel, 124, 125, 154, 156, 188, 194, 401
 - Spike, 242, 410
 - steller, 290
 - steuerung, 130ff., 214
 - teilung, 13
 - trigger, 214ff.
 - überhöhung, 70, 73
 - übersetzung, 78, 80, 397
 - übertragungsfaktor, 70, 278
 - übertragungskennlinie, 459
 - umschalter, 245
 - ventil, 32, 98
 - verdrängung, 64
 - verhältnis, 397, 425
 - versorgung, 322ff., 434ff.
 - verstärkung, 130ff., 290, 398, 399, 426
 - verzerrung, 146, 147
 - wandler, 66
 - Zweipol, 112, 156, 191, 401
 - S-TTL, 244
 - Stützkondensator, 242
 - Stufen/indexfaser, 282, 283
 - spannung, 202, 230, 274
 - Styroflex, 46, 382
 - Subcircuit, 467
 - Substrat, 97, 122, 126, 293, 358
 - dioden, 122
 - Subtrahierschaltung 160–163, 190
 - Summierschaltung, 161, 162, 176, 178, 202
 - Supercap, 48
 - Suppressordiode, 382
 - SVF, 176, 177, 208, 406
 - SVP, 96
 - SVRR, 158
 - Sweep, 443, 444
 - Switched capacitor, 202, 336
 - Symmetrierschaltung, 324
 - symmetrisch, 388
 - Synario, 421
 - synchron, 252
 - Synchronisierung, 308, 318
 - Synchronzähler, 260, 415
- T**
- Tachometerbaustein, 409
 - Takt/eingang, 216, 252
 - flankensteuerung, 251
 - frequenz, 192, 202, 274, 294, 406
 - geber, 256, 257
 - generator, 417
 - impuls, 250, 251, 254
 - steuerung, 250
 - zustandssteuerung, 251

- Tal/punkt, 232, 233
 spannung, 232
 strom, 411
 tan δ , 42ff., 386
 Tandem/kondensator, 50
 potentiometer, 50, 176
 Tantal-Elko, 48, 49, 387
 Tast/grad, 53
 teiler, 52
 verhältnis, 53, 218, 224, 259, 286, 318, 344, 409
 TAZ-Diode, 382
 Technologie, 358
 Temperatur/abhängigkeit, 4, 16ff., 468
 beiwert, 4, 8, 354
 drift, 158, 409, 410
 durchgriff, 134, 158
 erhöhung, 4
 fühler, 16, 17, 20, 21, 156, 374, 375
 gang, 16
 koeffizient, 4, 6, 8, 16, 20, 36, 37, 46, 62, 354
 kompensation, 16
 messwiderstand, 20, 374
 messung, 16, 401
 regelung, 318, 433
 schalter, 375
 sensor, 401, 405
 spannung, 30, 135, 141, 298
 TEMPFET, 296
 Tesla, 24
 Tetrode, 100, 101, 235
 TF-Analyse, 463, 464
 TFA-Bildsensor, 102
 T-Flip-Flop, 216, 252, 253, 256, 264, 344
 TFT-LCD, 107
 THD, 462, 463
 thermischer Weglauf, 138
 Thermistor, 16, 372
 Thermo/element, 192
 schutz, 431
 spannung, 94, 192
 spannungsverstärker, 192, 193
 Thernewid, 16
 Thévenin, 12
 Thomson-Effekt, 24
 Threshold voltage, 122
 Thyatron, 234
 Thyristor, 234, 235, 306ff., 411, 432, 433
 ausgang, 425
 diode, 234, 235
 koppler, 316, 425
 parasitärer, 292, 293
 tetrode, 234, 235, 348, 411
 triode, 234, 235
 Zweirichtungs-, 314
 Tiefentladung, 328, 332
 Tiefpass, 50, 52, 70, 160ff., 174ff., 198, 200, 365
 aktiver, 160, 161, 168, 174
 steuerbarer, 195, 199
 Tiefsetzsteller, 342
 Tiefstwert/begrenzer, 181
 gatter, 236, 237
 Timer, 226, 258, 376, 410
 -Counter, 258
 TK-Wert, 6, 8, 62, 182, 370, 371, 386, 396, 427
 TN-Zelle, 106, 107
 Toggle-Flip-Flop, 216, 250, 252, 256
 Toleranz, 368, 370, 372, 382, 383, 385, 392, 401
 Tonfrequenzübertrager, 82, 387
 TO, 285
 TOPFET, 296
 Toroidspule, 57
 Tor/schaltung, 236
 zeit, 274, 320, 344
 Totem-Pole-Schaltung, 94, 240, 241
 Totzeit, 320, 344, 429
 Totzone, 222
 Track-and-Hold, 204, 403
 Tracking, 204, 205
 methode, 272
 Trägerstau-Effekt, 32, 312
 Trafoblech, 83
 transflektiv, 106
 Transformationsschaltung, 186, 187
 Transformator, 34, 54, 78ff., 322ff., 390
 ersatzbild, 81, 84
 formel, 80, 86, 87
 idealer, 78
 Transientanalyse, 444ff.
 Transienten, 22, 316
 Transimpedanz-Verstärker, 193, 278, 383
 Transistor, 108ff., 130ff., 358, 396ff.
 -Array, 397, 400
 -Bezeichnung, 357
 bipolarer, 130, 398
 ersatzbild, 133ff.
 Feldeffekt-, 108ff.
 Foto-, 276ff.
 Injektions-, 130
 matrix, 269
 modell, 458, 459
 NF-, 142
 steuerung, 133
 unipolarer, 108
 verbundschaltung, 156
 -Transistor-Logik, 242, 243
 Transitfrequenz, 142, 168, 398, 399, 402, 403
 transition time, 239
 Transmissionsgatter, 126, 246
 transmissiv, 106, 107
 transparent, 250, 414
 Treiber, 247, 286, 287, 296, 397, 398, 412, 429
 transformator, 391
 transistor, 214, 260, 286, 290, 296, 302, 398
 Trenn/transformator, 296
 verstärker, 278, 279
 Treppengenerator, 230, 422
 Triac, 314ff., 348, 432, 433
 Trigger, 190, 214, 218, 224, 226, 248, 376, 413
 -Ausgang, 424, 425
 diode, 308, 309, 314
 flanke, 410, 413
 invertierender, 221
 impuls, 224, 258
 nichtinvertierender, 220, 221
 schwelle, 214, 220, 224
 Trimm/kondensator, 46
 potentiometer, 10, 11, 371
 Triode, 98, 394
 Triodenbereich, 108
 Tristate/-Ausgang, 243, 246, 266, 412, 414

- Logik, 242
- Puffer, 261
- schaltung, 246, 247
- Trocken/last, 92
- zelle, 326, 428
- TS, 267
- T-Schaltung, 142
- TSE, 32, 312
- Tschebyscheff-Filter, 174, 200
- TT, 4, 5
- TTL, 242, 244
 - Gatter, 243
 - kompatibel, 190
- Typenbezeichnung, 357
- U**
- U-Ladung, 331
- UB, 246
- U_{BE}-Vervielfacher, 188, 300ff.
- Über-alles-Gegenkopplung, 204, 205
- Überanpassung, 210
- Überdrucksicherung, 328
- Übergangs/zeit, 238, 239
 - widerstand, 10
- Überhitzung, 312
- Überkompensation, 16
- Überkopfzündung, 306, 316
- Überladeschutz, 332
- Überladung, 328, 332
- Überlagerungs/gesetz, 110
 - permeabilität, 60
- Überlast/abschaltung, 297, 435
 - schütz, 431
 - sicherung, 434
- Übernahmeverzerrung, 150, 190, 300, 302
- Überschwingen, 84, 85, 166, 167, 170, 180, 248
- Überschwinger, 170, 248, 249, 289, 347
- Übersetzungs/faktor, 74
 - verhältnis, 74, 78, 80, 82, 84, 100, 391
- Überspannung, 316, 381
- Überspannungs/ableiter, 22, 96, 97
 - abschaltung, 234, 235
 - schutzdiode, 382
- Übersprechen, 304
- Übersteuerung, 132, 134, 136, 158, 286
- Übersteuerungs/faktor, 136
 - grenze, 133, 136
- Übertemperatur, 6, 16, 18
- Übertrag, 261
- Übertrager, 78, 80, 82, 83, 391
 - idealer, 78
 - realer, 80, 81
- Übertragungs/faktor, 50, 70ff., 160, 161, 163
 - fenster, 282
 - gatter, 127, 246
 - glied, 50, 52
 - kennlinie, 109, 122, 134, 141, 150ff., 239
 - leitwert, 128
 - verzerrung, 80, 150
 - widerstand, 383
- ÜsAG, 96
- U-Ladung, 330, 331
- Ultra Cap, 48
- Ultra Fast, 379, 381
- U/f-Umsetzer, 230, 231, 409
- UI-Kern, 390
- UJT, 232, 233, 308, 309, 411
- Umgebungstemperatur, 6, 36, 138
- Umkehr/addierer, 160
 - stufe, 238
- Umlauf/betrieb, 254, 255
 - schieberegister, 255, 260, 261
- Umpolspannung, 387
- Umschalter, 91, 126, 393
- Umschalt/kontakt, 88, 91
 - relais, 389
- Umsetzdauer, 423
- Umsetzerkennlinie, 422
- UND-/Gatter, 236, 237, 240, 252, 262, 264, 338
 - Matrix, 268, 269, 420
 - NICHT-Schaltung, 240
 - ODER-Array, 269
 - ODER-Schaltung, 242, 243
 - ODER-NICHT-Schaltung 240–243, 262
 - Schaltung, 236, 237
- Unifilarwicklung, 8, 9
- Unijunction-Transistor, 232, 233, 308, 309, 411
 - programmierbarer, 234
- unipolar, 108, 377, 382, 422
- Universal/filter, 177, 200, 203, 406
 - spannungsregler, 183, 434, 435
- Univibrator, 218
- Unlytic, 340
- Untersetzer, 216, 217, 251, 256, 257
 - Flip-Flop, 216
- Unterspannung, 332
- UP/DOWN, 260
- UV-Licht, 2, 104, 268
- UVLO, 294
- V**
- Vakuum/diode, 98, 99, 102
 - Fluoreszenz-Display, 107
 - Lumineszenzröhre, 104
 - röhren, 98ff.
 - triode, 98ff.
- Variometer, 78
- Varistor, 22, 92, 288, 316, 321, 375
- VCA, 195
- VCCS, 114, 115
- VCO, 212, 224, 409
- VCR, 110, 111, 208, 409
- VCVS, 465
- VDE, 1
 - Bestimmungen, 1
- VDR, 22, 316, 375
- Ventil, 32, 34, 54
 - steuerbares, 306
- Verarmungs/betrieb, 122
 - typ, 122
- Verbindungshalbleiter, 14, 24
- Verbundschaltungen, 156, 290
- Verdoppler, 336, 380, 438
- Verdrillung, 367
- Vergleicher, 159, 262, 416
- Verlust/arbeit, 288
 - hyperbel, 24, 26, 36
 - leistung, 6, 10, 26, 30, 35, 42, 138, 245, 284
 - widerstand, 42, 63, 362
 - winkel, 42, 56, 57, 355
- Verlustfaktor, 42, 56, 57, 62, 70, 354, 362, 386
 - bezogener, 63

- effektiver, 62
- Verriegelung, 126, 248, 318
- Verschleißausfall, 440
- Verstärker, 98ff., 398, 399
 - Instrumenten-, 190
 - invertierender, 160, 161
 - nichtinvertierender, 162, 163
 - programmierbarer, 270
 - rauschen, 166
 - röhren, 98ff., 394
 - spannungsgesteuerter, 195
- Verstärkungs/-Bandbreite-Produkt, 168
 - faktor, 160
 - steuerung, 376
- Vertikal-DMOS-Technik, 292
- Vervielfacher-Kaskade, 348
- Verzerrungen, 22, 146, 147, 148, 150, 154, 206
- Verzögerungs/schaltung, 18, 94, 95, 258, 374
 - zeit, 18, 137, 238, 244, 247, 250, 320, 404, 421
- VFD, 105
- Videosignal, 102
- Vidikon, 102, 103
- Vielkanalplatte, 102, 103
- Vielschichtkondensator, 46, 386
- Vierfach-/D-Latch, 254
 - Operationsverstärker, 190, 191, 402, 403
- Vierleiteranschluss, 373
- Vierpol, 50, 128, 144
 - darstellung, 145
 - gleichung, 128, 144
 - parameter, 129, 144, 145
 - röhre, 100, 101
 - theorie, 128
- Vier/punktschaltung, 74
 - quadranten-Multiplizierer, 198
 - Rampen-Umsetzung, 274
 - schichtdiode, 234, 235
 - schichtelement, 234
- Villard-Schaltung, 380
- Virtuelle Masse, 160, 170
- VLSI, 358
- VMOS, 292
- Voll/brücke, 290, 429
 - wellenstrom, 178
- Vor/alterung, 440
 - bereitungsseingang, 216, 250
 - einstellung, 260
 - haltkondensator, 168
 - magnetisierung, 60, 61, 62, 82, 388
 - null, 260
 - rangschtaltung, 249
 - regler, 342
 - stromung, 194
 - spannung, 24, 98, 376
 - verstärker, 191
 - wahlzähler, 260, 262, 263, 415
 - wärtserholzeit, 288
 - wärtssteilheit, 129
 - widerstand, stellbarer, 11
- VSWITCH, 454
- W**
- W-Ladung, 331
- Wägeverfahren, 272, 273, 423
- Wärme/ableitung, 24, 284, 285
 - kapazität, 6, 18, 19
 - leistung, 6
 - leitpaste, 284
 - leitwert, 6, 21, 24, 25, 27, 374, 375
 - quelle, 6
 - rauschen, 12
 - strom, 6
 - trägheit, 18
 - übergangswiderstand, 284
 - widerstand, 6, 33, 284, 285, 302, 370, 396, 398
- Wahrheitstabelle, 236
- Wanne, 292
- waschdicht, 392, 393
- Wasser, 42, 354
 - stoff, 328, 334
 - stoffprotonen, 334
- WE, 266, 267
- Wechselfeld/stärke, 60
 - permeabilität, 56, 84
- Wechsel-/Flip-Flop, 216
 - richter, 294, 295
 - schalter, 265
 - spannungsmesser, 184
 - spannungsquelle, 300, 301
 - spannungsverstärker, 160, 163, 164, 170
- Wechselstrom, 364
 - gegenkopplung, 114
 - kurzschluss, 114, 128, 148
 - relais, 88, 317
 - schalter, 265, 276, 314, 316, 317
 - steller, 309, 310, 311, 315
- Wechselwegschaltung, 310
- Wechsler, 91
- Wehnelt-Zylinder, 104
- weichmagnetisch, 57, 354
- Weitbereichseingang, 348
- Wellen/länge, 26, 280, 282, 283, 424
 - löten, 359
- Welligkeit, 54, 200, 208, 322, 336–340, 346, 364
- Wendelpotentiometer, 10, 11
- Werkstoffe, 354
- Wheatstone-Brücke, 16, 17
- Wickel/fläche, 59, 62, 82
 - körper, 60
 - kondensator, 46ff.
 - querschnitt, 61, 86
- Wicklung, 56ff., 90
 - Flach-, 65
 - Kammer-, 65
 - Kreuz-, 65
 - Lagen-, 65
- Wicklungs/art, 9, 65
 - isolation, 87
 - kapazität, 64, 65, 80, 81, 84
 - sinn, 79, 81
 - widerstand, 389, 392, 393
- Widerstand, 4, 6, 9, 370
 - Ausgangs-, 28, 118
 - differentieller, 6, 7, 32, 382
 - Draht-, 8, 9, 370
 - Eingangs-, 28, 74
 - Foto-, 26, 27, 376
 - Gleichstrom-, 7
 - Hochlast-, 8, 370
 - Kanal-, 108, 110
 - komplexer, 68, 69, 361

linearer, 6, 12
 Miller-, 118, 146, 164
 negativer, 186, 187, 232, 233
 nichtlinearer, 6
 ohmscher, 6
 Präzisions-, 8, 370, 373
 spezifischer, 354
 stellbarer, 10, 11, 371
 thermischer, 6, 7, 32, 33, 284, 285
 transformierter, 72, 78ff., 186
 Widerstands/anpassung, 74, 84
 bahn, 11
 bezeichnungen, 368
 faktor 5, 8
 gerade, 18, 26, 27, 36, 39, 111, 113ff.
 kennzeichnung, 356, 368, 370
 -Miller-Effekt, 146
 modulation, 126
 netzwerke, 12, 372
 paste, 8
 programmierung, 408
 rauschen, 12, 13
 schicht, 9
 -Temperatur-Kennlinie, 20
 thermometer, 371
 transformation, 72, 73, 78, 79, 186
 übersetzung, 78, 79, 80, 84, 391
 Wiederholgenauigkeit, 410
 Widlar-Schaltung, 156, 157
 Wien-/Brücken-Oszillator, 207, 466
 Oszillator, 206–209, 408, 466
 Rückkopplungsteiler, 208
 Spannungsteiler, 51, 206, 208
 Wilson-/Schaltung, 156, 157
 Stromspiegel, 195, 401
 Windungs/länge, 58–61
 spannung, 86, 87
 zahl, 59, 61ff., 65, 79, 86ff.
 zahlenverhältnis, 78
 Winkelgeber, 24, 25
 WinSpice, 441
 Wirbelstrom, 58, 62, 82, 367
 dämpfung, 60
 verluste, 62
 Wired-AND, 240, 243, 320
 -Schaltung, 240, 242, 243, 258
 Wirkungsgrad, 87, 332, 342, 348
 W-Ladung, 331
 Wobbelgenerator, 228, 229
 Wolfram, 354
 Wolframkatode, 98
 Wort, 126
 länge, 268
 leitung, 268, 269
 organisation, 267
 Write-Enable, 266

X
 X, 408
 X7R, 386
 X-Kondensator, 367
 XO, 408

Y
 y-Parameter, 128, 144
 Y-Kondensator, 367

Z
 Zähl/code, 256, 260, 415
 dekade, 257, 260ff., 268, 415
 Zähler, 254, 258, 260, 261, 320, 415
 Zählpfeil, 7, 31, 38, 45, 129, 131, 314, 352
 system, 109, 128, 129
 Zähl/schaltung, 256
 verfahren, 272, 273
 Z-Diode, 36, 92, 148, 180, 182, 288, 308, 332, 382
 einstellbare, 182, 234, 299, 300, 346, 405, 435
 Ersatz-, 382
 ideale, 36
 temperaturkompensierte, 182, 382
 Zeilenleitung, 268
 Zeit/basis, 410
 normierung, 70
 schalter, 226, 235, 258, 320
 steuerung, 320
 zähler, 258, 259, 320
 Zeitkonstante, 18, 42ff., 58, 82, 84, 90, 361
 thermische, 18, 284, 318
 Zelle, 266, 326
 Alkaline, 326
 Lithium, 326
 Zink/Kohle, 326
 Zink/Luft, 326
 Zellenspannung, 328, 332, 438
 Zementschicht, 8
 Zener/diode, 36, 382
 durchbruch, 30
 -Effekt, 36
 kennlinie, 36, 37
 knick, 36, 405
 spannung, 36
 strom, 36
 -Zapping, 192
 Zero/-Ausgang, 260
 Ohm Jumper, 370
 Voltage Switch, 316
 Ziehkapazität, 76, 77
 Ziehtrimmer, 408
 Ziffernanzeige, 40, 41, 97, 104, 106, 254, 395
 röhre, 97, 104
 Zink, 62, 326, 354
 -Braunstein, 327, 436
 -Chlorid, 436
 -Kohle, 326, 436
 -Quecksilberoxid, 327, 436
 -Silberoxid, 327, 436
 Zinkoxidvaristor, 22
 Zinn, 354
 -Oxid, 106
 ZnO-Varistor, 375
 Zoom, 445, 464, 466
 Zünden, 2, 232, 234, 306
 über Kopf, 306
 Zünd/art, 314, 315, 432, 433
 baustein, 308, 433
 blockade, 316
 empfindlichkeit, 276, 314, 316
 impuls, 318
 spannung, 96, 232, 233, 411, 432
 sperrre, 316
 strom, 234, 306, 314, 315, 411, 425, 432
 transformator, 308, 391

- vorgang, 313, 314
- winkel, 306, 308, 310, 314, 318
- Zündung, 2, 96, 232, 234, 306, 307, 314, 316, 318
- Zufalls/ausfall, 440
 - funktion, 467
 - zahl, 467
- Zugriffszeit, 266, 418, 419
- Zusatzstrom, 78
- Zustands/steuerung, 216, 217, 250
 - tabelle, 257
- Zuverlässigkeit, 440
- ZVS, 316
- Zwei/drahtleitung, 3
 - fachdrossel, 367, 388
 - fach-Operationsverstärker, 190, 191, 402, 403
 - flankensteuerung, 252, 253
- parameter-Darstellung, 112
- pol, 6, 12, 361, 362
- polquelle, 12
- punktregler, 222, 318
- rampenumsetzer, 275, 423
- richtungs-Thyristor, 314
- speicher-Flip-Flop, 252
- tor, 128, 144
- weggleichrichter, 34, 35, 80, 178, 179
- wicklungstransformator, 78, 79
- Zwischen/puffer, 207
 - verstärker, 158, 188
- Zyklus, 329
 - frequenz, 260
- Zylinder/kondensator, 43
 - spule, 56, 57, 64, 65