

laus Beuth / Olaf Beuth

# Bauelemente

## lektronik 2



Klaus Beuth/Olaf Beuth

Bauelemente

Klaus Beuth/Olaf Beuth

# Bauelemente

20., überarbeitete und erweiterte Auflage

Vogel Buchverlag

Zur Fachbuchgruppe «Elektronik» gehören die Bände:

Klaus Beuth/Olaf Beuth: Elementare Elektronik

Heinz Meister: Elektrotechnische Grundlagen (Elektronik 1)

Klaus Beuth/Olaf Beuth: Bauelemente (Elektronik 2)

Klaus Beuth/Wolfgang Schmusch: Grundschaltungen (Elektronik 3)

Klaus Beuth: Digitaltechnik (Elektronik 4)

Helmut Müller/Lothar Walz: Mikroprozessorteknik (Elektronik 5)

Wolfgang Schmusch: Meßtechnik (Elektronik 6)

Klaus Beuth/Richard Hanebuth/Günter Kurz/Christian Lüders: Nachrichtentechnik (Elektronik 7)

Wolf-Dieter Schmidt: Sensorschaltungstechnik (Elektronik 8)

Olaf Beuth/Klaus Beuth: Leistungselektronik (Elektronik 9)

---

#### Weitere Informationen:

[www.vogel-buchverlag.de](http://www.vogel-buchverlag.de)



<http://twitter.com/>



[www.facebook.com/vogel.buchverlag](http://www.facebook.com/vogel.buchverlag)



[www.vogel-buchverlag.de/rss/buch.rss](http://www.vogel-buchverlag.de/rss/buch.rss)

---

E-Book: ISBN 978-3-8343-6198-1

20. Auflage. 2015

Alle Rechte, auch der Übersetzung, vorbehalten.

Kein Teil des Werkes darf in irgendeiner Form  
(Druck, Fotokopie, Mikrofilm oder einem anderen  
Verfahren) ohne schriftliche Genehmigung des  
Verlages reproduziert oder unter Verwendung  
elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt  
oder verbreitet werden.

Hiervon sind die in §§ 53, 54 UrhG ausdrücklich  
genannten Ausnahmefälle nicht berührt.

Printed in Germany

Copyright 1975 by Vogel Business Media GmbH & Co KG, Würzburg

Umschlaggestaltung: Michael M. Kappenstein, Frankfurt/M.

# Vorwort

Die Elektronik dringt in immer weitere Bereiche unseres beruflichen und privaten Lebens ein. Heute müssen sich Angehörige sehr verschiedenartiger Berufe mit der Elektronik, das heißt mit den elektronischen Bauelementen und den elektronischen Schaltungen, auseinandersetzen. Kraftfahrzeuge, Büromaschinen, Haushaltsgeräte und Uhren – um nur einige Dinge unserer Umwelt zu nennen – enthalten in zunehmendem Maße «Elektronik». Moderne Operationsräume und Praxisräume von Ärzten bekommen eine gewisse Ähnlichkeit mit Elektroniklabors.

Die Entwicklung schreitet auf dem Gebiet der Elektronik außerordentlich rasch voran. Häufige Fortbildung, ein dauerndes Lernen, wird für alle, die in ihrem Beruf Können sein und bleiben wollen, zur unumgänglichen Notwendigkeit. Das vorliegende Buch ist das Ergebnis langjähriger Erfahrung, die der Autor in Fachschulen und bei der Durchführung von Erwachsenenfortbildungskursen auf dem Gebiet der Elektronik und Datenverarbeitung gewinnen konnte. Die verhältnismäßig komplizierten Zusammenhänge werden anschaulich und leicht fasslich dargestellt. Viele Abbildungen und Skizzen erleichtern das Verständnis. Auf allzu viel Mathematik wird bewusst verzichtet, denn das Buch wendet sich an den Praktiker. Die für die Praxis wichtigen Stoffinhalte werden ausführlich, die lediglich theoretisch interessierenden Stoffinhalte werden nur kurz behandelt.

Das Buch wurde gründlich überarbeitet. Neuentwickelte Bauelemente werden vorgestellt und die Fortentwicklung bewährter Bauelemente erläutert. Die moderne Elektronik ermöglicht heute Vieles, was man nicht erwartet und nicht für realisierbar gehalten hatte. Vor allem im Bereich der Leuchtdioden und Displays hat sich viel geändert. Zusätzlich wurden die organischen Leuchtdioden (OLED) aufgenommen. Einige Bauelemente haben an Bedeutung verloren. Sie werden nur knapp erwähnt oder weggelassen.

Die einzelnen Abschnitte sind so aufgebaut, dass ein Selbststudium ohne Schwierigkeiten möglich ist, obwohl das Buch in erster Linie als unterrichtsbegleitendes Lernmittel gedacht ist. Ein Lernziel-Test mit Fragen und Aufgaben am Ende eines jeden Kapitels gibt Auskunft über den Lernerfolg und den erreichten Grad des Verstehens. Die Lösungen der Lernziel-Test-Aufgaben sind auf den letzten Buchseiten angegeben.

Studierende verschiedener Fachrichtungen, Ingenieure, Techniker, Meister und Facharbeiter unterschiedlichster Berufe, die über elektrotechnische Grundkenntnisse verfügen, können das Buch mit gutem Erfolg nutzen. Aber auch Mediziner, Biologen, Pharmazeuten und Schüler höherer Schulen, finden hier einen ballastarmen Einstieg in die Elektronik.

Die dargestellten Beispiele und die vorgeführten Berechnungen sind praktischen Anwendungsfällen entnommen.

Waldkirch  
Berlin

Klaus Beuth  
Olaf Beuth



## **Inhaltsverzeichnis**

<b>Vorwort</b>	5
<b>1 Einführung in die Oszillographenmesstechnik</b>	17
1.1 Allgemeines	17
1.2 Aufbau und Arbeitsweise eines Oszilloskops	18
1.3 Bedienung eines Oszilloskops	23
1.4 Lernziel-Test	25
<b>2 Lineare und nichtlineare Widerstände</b>	27
2.1 Allgemeine Eigenschaften	27
2.2 Festwiderstände	29
2.2.1 Eigenschaften von Festwiderständen	29
2.2.2 Bauarten von Festwiderständen	33
2.2.2.1 Schichtwiderstände	33
2.2.2.2 Widerstände in der Mikromodultechnik	35
2.2.2.3 Drahtwiderstände	35
2.3 Einstellbare Widerstände	37
2.3.1 Einstellbare Schichtwiderstände	39
2.3.2 Einstellbare Drahtwiderstände	40
2.3.3 Widerstandskaskaden	40
2.3.4 Elektronische Potentiometer	41
2.4 Temperaturabhängigkeit von Widerständen	43
2.5 Heißleiterwiderstände und Kaltleiterwiderstände	44
2.5.1 Heißleiterwiderstände	44
2.5.1.1 Aufbau und Arbeitsweise	44
2.5.1.2 Kennwerte und Grenzwerte	45
2.5.1.3 Anwendungen	46
2.5.2 Kaltleiterwiderstände	46
2.5.2.1 Aufbau und Arbeitsweise	46
2.5.2.2 Kennwerte und Grenzwerte	47
2.5.2.3 Anwendungen	47
2.6 Spannungsabhängige Widerstände	49
2.6.1 Aufbau und Arbeitsweise	49
2.6.2 Kennwerte und Grenzwerte	50
2.6.3 Anwendungen	52
2.7 Lernziel-Test	53
<b>3 Kondensatoren und Spulen</b>	57
3.1 Kapazität	57
3.2 Kondensatoren	59
3.2.2 Bauarten von Kondensatoren	62
3.2.2.1 Papierkondensatoren, Kunststoffkondensatoren (Folienkondensatoren)	62
3.2.2.2 Metall-Papier-Kondensatoren (MP-Kondensatoren)	63

3.2.2.3	Metall-Kunststoff-Kondensatoren (MK-Kondensatoren) .....	64
3.2.2.4	Keramikkondensatoren .....	65
3.2.2.5	Elektrolytkondensatoren .....	65
3.2.2.6	Einstellbare Kondensatoren.....	68
3.2.2.7	Superkondensatoren (Supercaps, Powercaps) ....	69
3.3	Kondensator im Gleichstromkreis .....	71
3.3.1	Kondensatorladung.....	71
3.3.2	Kondensatorenergie .....	73
3.3.3	Kondensatorenentladung .....	73
3.4	Kondensator im Wechselstromkreis .....	74
3.4.1	Durchlass von Wechselstromschwingungen .....	74
3.4.2	Kapazitiver Blindwiderstand .....	75
3.4.3	Phasenverschiebung und Zeigerdiagramm .....	76
3.4.4	Verlustfaktor und Verlustwinkel .....	76
3.5	Reihen- und Parallelschaltung von Kondensatoren .....	77
3.5.1	Reihenschaltung .....	77
3.5.2	Parallelschaltung .....	78
3.6	Spulen .....	79
3.6.1	Induktivität .....	79
3.6.2	Bauarten von Spulen .....	81
3.6.2.1	Airspulen .....	81
3.6.2.2	Eisenkernspulen .....	82
3.7	Spule im Gleichstromkreis .....	83
3.7.1	Magnetfeldaufbau (Einschaltvorgang) .....	83
3.7.2	Spulenenergie .....	85
3.7.3	Magnetfeldabbau (Ausschaltvorgang) .....	85
3.8	Spule im Wechselstromkreis .....	86
3.8.1	Auf- und Abbau des Magnetfeldes .....	86
3.8.2	Phasenverschiebung und Zeigerdiagramm .....	87
3.8.3	Induktiver Blindwiderstand .....	87
3.8.4	Verlustfaktor und Güte .....	88
3.8.5	Wickeln von Spulen .....	89
3.9	Reihen- und Parallelschaltung von Spulen .....	91
3.9.1	Reihenschaltung .....	91
3.9.2	Parallelschaltung .....	92
3.10	Lernziel-Test .....	94
4	Frequenzabhängige Zwei- und Vierpole .....	97
4.1	Allgemeines .....	97
4.1.1	Zweipole .....	97
4.1.2	Vierpole .....	97
4.2	Reihenschaltung von $R$ und $C$ .....	97
4.3	Reihenschaltung von $R$ und $L$ .....	98
4.4	RC-Glied .....	99
4.5	CR-Glied .....	101
4.6	RL-Glied .....	103
4.7	LR-Glied .....	105

4.8	Schwingkreise .....	106
4.8.1	Reihenschaltung von $R$ , $L$ und $C$ .....	106
4.8.2	Reihenschwingkreise .....	108
4.8.3	Parallelschaltung von $R$ , $L$ und $C$ .....	112
4.8.4	Parallelschwingkreise .....	114
4.9	RC-Glied als Integrierglied .....	118
4.9.1	Arbeitsweise .....	118
4.9.2	Integrationsvorgang .....	119
4.9.3	Einfluss des speisenden Generators .....	120
4.10	CR-Glied als Differenzierglied .....	120
4.10.1	Arbeitsweise .....	120
4.10.2	Differentiationsvorgang .....	122
4.10.3	Einfluss des speisenden Generators .....	123
4.11	Lernziel-Test .....	123
5	<b>Halbleiterdioden .....</b>	<b>125</b>
5.1	Halbleiterwerkstoffe .....	125
5.2	Aufbau eines Halbleiterkristalls .....	126
5.3	Eigenleitfähigkeit .....	128
5.4	n-Silizium .....	128
5.5	p-Silizium .....	130
5.6	pn-Übergang .....	132
5.6.2	pn-Übergang mit äußerer Spannung .....	135
5.7	Arbeitsweise von Halbleiterdioden .....	138
5.7.1	Einkristall-Halbleiterdioden .....	138
5.7.2	Vielkristall-Halbleiterdioden .....	143
5.8	Schaltverhalten von Halbleiterdioden .....	144
5.9	Temperaturverhalten von Halbleiterdioden .....	146
5.10	Halbleiterdioden als Gleichrichter .....	147
5.10.1	Einweg-Gleichrichterschaltung (Einpuls-Mittelpunktschaltung M 1) .....	147
5.10.2	Mittelpunkts-Zweiweg-Gleichrichterschaltung (Zweipuls-Mittelpunktschaltung M 2) .....	150
5.10.3	Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung (Zweipuls-Brückenschaltung B 2) .....	150
5.11	Halbleiterdioden als Schalter .....	152
5.12	Bauarten von Halbleiterdioden .....	153
5.12.1	Flächendioden .....	153
5.12.2	Spitzendioden .....	154
5.12.3	Leistungsdioden (Gleichrichter) .....	155
5.13	Prüfen von Halbleiterdioden .....	156
5.14	Kennwerte und Grenzwerte .....	157
5.15	Lernziel-Test .....	159
6	<b>Halbleiterdioden mit speziellen Eigenschaften .....</b>	<b>161</b>
6.1	Z-Dioden .....	161
6.1.1	Allgemeines .....	161
6.1.2	Zenereffekt .....	161

6.1.3	Lawineneffekt .....	162
6.1.4	Durchbruchverhalten .....	162
6.1.5	Regeneration der Sperrsicht .....	163
6.1.6	Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte .....	163
6.1.7	Anwendungen .....	168
6.1.8	Temperaturkompensation .....	169
6.2	Kapazitätsdioden .....	170
6.2.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	170
6.2.2	Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte .....	172
6.2.3	Anwendungen .....	174
6.3	Tunneldioden (Esakidioden) .....	175
6.3.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	175
6.3.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	177
6.3.3	Anwendungen .....	177
6.4	Backwarddioden .....	178
6.5	PIN-Dioden .....	179
6.5.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	179
6.5.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	181
6.5.3	Anwendungen .....	182
6.6	Schottky-Dioden (Hot-Carrier-Dioden) .....	182
6.6.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	182
6.6.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	183
6.6.3	Anwendungen .....	184
6.7	Lernziel-Test .....	184
7	<b>Bipolare Transistoren .....</b>	<b>187</b>
7.1	Allgemeines .....	187
7.2	Arbeitsweise von pnp-Transistoren .....	187
7.3	Arbeitsweise von npn-Transistoren .....	192
7.4	Spannungen und Ströme beim Transistor .....	194
7.5	Kennlinienfelder und Kennwerte (Emittergrundschaltung) .....	197
7.5.1	Eingangskennlinienfeld .....	197
7.5.2	Ausgangskennlinienfeld .....	199
7.5.3	Stromsteuerungskennlinienfeld .....	200
7.5.4	Rückwirkungskennlinienfeld .....	202
7.5.5	Vierquadrantenkennlinienfeld .....	203
7.6	Wahl des Transistorarbeitspunktes .....	203
7.7	Steuerung des Transistors .....	207
7.8	Restströme, Sperrspannungen und Durchbruchspannungen .....	211
7.8.1	Restströme .....	211
7.8.2	Sperrspannungen .....	214
7.8.3	Durchbruchspannungen .....	214
7.9	Übersteuerungszustand und Sättigungsspannungen .....	214
7.10	Transistorverlustleistung .....	216
7.10.1	Verlustleistung und Verlusthyperbel .....	216
7.10.2	Kühlung von Transistoren .....	218
7.11	Temperatureinfluss und Arbeitspunktstabilisierung .....	220
7.12	Transistorrauschen .....	221

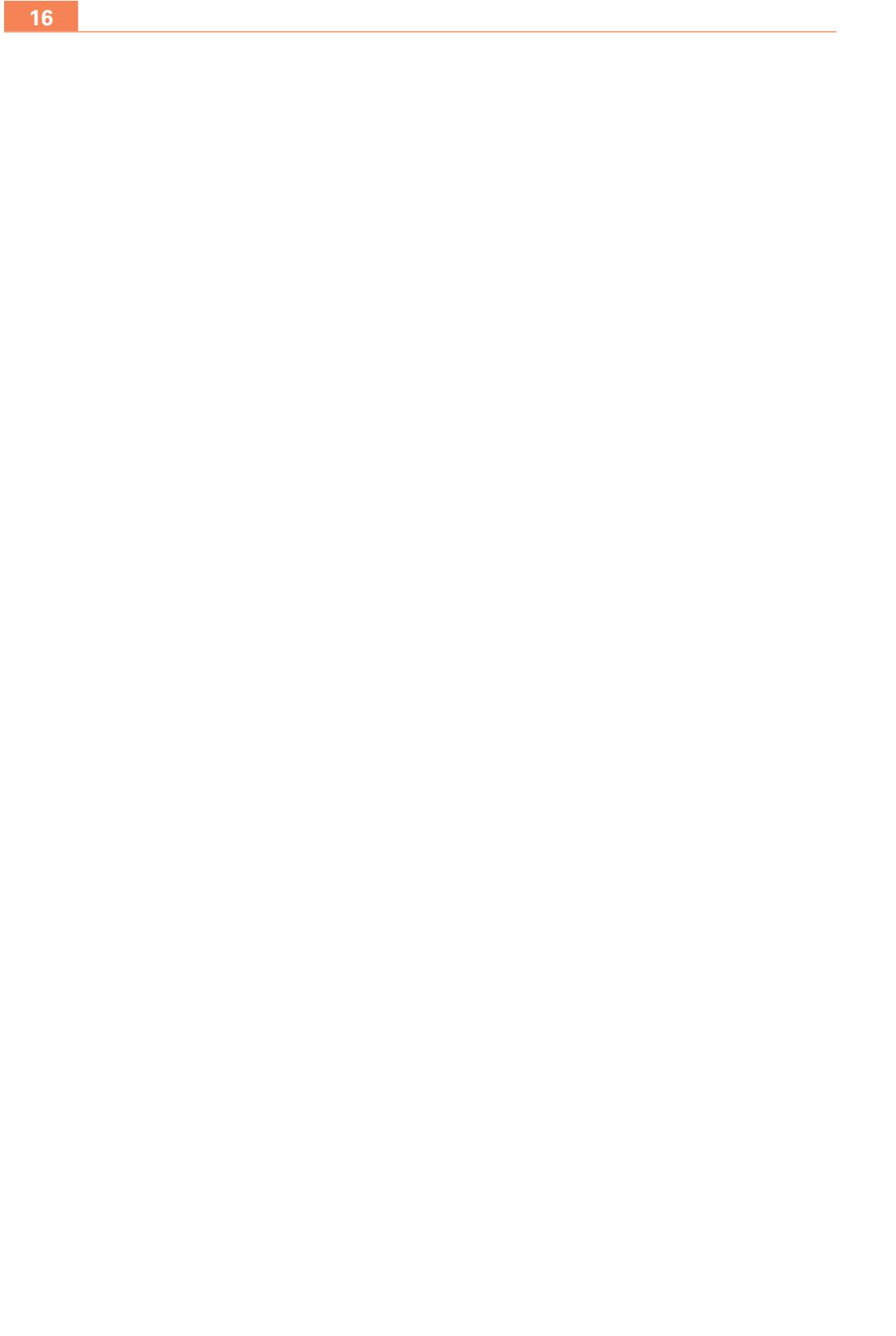
7.12.1	Ursachen des Rauschens .....	221
7.12.2	Widerstandsrauschen .....	222
7.12.3	Rauschzahl und Rauschmaß .....	223
7.13	Transistordaten .....	225
7.13.1	Kennwerte .....	226
7.13.1.1	Signalkennwerte .....	226
7.13.1.2	Gleichstromverhältnis .....	226
7.13.1.3	Restströme und Durchbruchspannungen .....	226
7.13.1.4	Sperrschichtkapazitäten .....	227
7.13.1.5	Grenzfrequenzen .....	227
7.13.1.6	Wärmewiderstände .....	227
7.13.1.7	Rauschmaß .....	228
7.13.1.8	Transistor-Schaltzeiten .....	228
7.13.2	Grenzwerte .....	228
7.13.2.1	Höchstzulässige Sperrspannungen .....	228
7.13.2.2	Höchstzulässige Ströme .....	228
7.13.2.3	Höchstzulässige Verlustleistungen .....	229
7.13.2.4	Höchstzulässige Temperaturen .....	229
7.13.3	Datenblätter .....	229
7.14	Anwendungen .....	230
7.14.1	Transistorschalterstufen .....	230
7.14.2	Transistorverstärker .....	231
7.14.2.1	Einstufige Verstärker .....	231
7.14.2.2	Mehrstufige Verstärker .....	233
7.14.3	Verstärker-Grundschaltungen .....	235
7.15	Lernziel-Test .....	236
8	<b>Unipolare Transistoren .....</b>	239
8.1	Sperrschi-Feldeffekttransistoren (JFET) .....	239
8.1.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	239
8.1.2	Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte .....	244
8.1.3	Anwendungen .....	248
8.2	MOS-Feldeffekttransistoren (IG-FET) .....	249
8.2.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	250
8.2.1.1	Allgemeines .....	250
8.2.1.2	Anreicherungstyp .....	251
8.2.1.3	Verarmungstyp .....	251
8.2.1.4	Sperrschihaftaufbau und Kanalabschnürung .....	252
8.2.2	Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte .....	254
8.2.3	Temperaturabhängigkeit .....	258
8.2.4	Verlustleistung .....	259
8.2.5	Anwendungen .....	260
8.2.5.1	Sourceschaltung .....	260
8.2.5.2	Drainschaltung .....	262
8.2.5.3	Gateschaltung .....	264
8.3	Dual-Gate-MOS-FET .....	264
8.4	Unijunktiontransistoren (UJT) .....	265
8.5	Lernziel-Test .....	269

<b>9</b>	<b>Integrierte Schaltungen .....</b>	<b>271</b>
9.1	Allgemeines .....	271
9.2	Integrationstechniken .....	272
9.2.1	Monolithtechnik (Halbleiterblocktechnik) .....	272
9.2.2	Hybridtechnik .....	275
9.2.2.1	Dünnfilmtechnik .....	275
9.2.2.2	Dickschichttechnik .....	276
9.3	Analoge und digitale integrierte Schaltungen .....	277
9.3.1	Digitale IC .....	277
9.3.2	Analoge IC .....	279
9.4	Integrationsgrad und Packungsdichte .....	279
9.5	Vor- und Nachteile integrierter Schaltungen .....	280
9.6	Nanotechnik .....	281
9.6.1	Ergebnisse der Nanotechnik .....	281
9.6.2	Festkörperspeicher in Nanotechnik .....	281
9.7	Operationsverstärker .....	282
9.7.1	Einführung .....	282
9.7.2	Aufbau und Arbeitsweise .....	283
9.7.3	Idealer Operationsverstärker .....	286
9.7.4	Realer Operationsverstärker .....	287
9.7.5	Anwendungen .....	288
9.8	Lernziel-Test .....	289
<b>10</b>	<b>Thyristoren .....</b>	<b>291</b>
10.1	Vierschichtdioden (Thyristordioden) .....	291
10.1.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	291
10.1.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	294
10.1.3	Anwendungen .....	295
10.2	Thyristoren (rückwärtssperrende Thyristortrioden) .....	296
10.2.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	296
10.2.2	Schaltverhalten .....	302
10.2.3	Kennwerte und Grenzwerte .....	305
10.2.4	Anwendungen .....	307
10.2.4.1	Thyristor im Wechselstromkreis .....	307
10.2.4.2	Thyristor im Gleichstromkreis .....	310
10.3	Thyristortetroden .....	311
10.3.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	311
10.3.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	312
10.3.3	Anwendungen .....	312
10.4	GTO-Thyristoren .....	313
10.4.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	313
10.4.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	314
10.4.3	Anwendungen .....	316
10.5	Lernziel-Test .....	316
<b>11</b>	<b>Diac und Triac .....</b>	<b>319</b>
11.1	Diac .....	319
11.1.1	Zweirichtungsdioden .....	319

11.1.1.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	319
11.1.1.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	320
11.1.2	Zweirichtungs-Thyristordioden .....	321
11.1.2.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	321
11.1.2.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	322
11.1.3	Anwendung von Diac .....	322
11.2	Triac .....	322
11.2.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	322
11.2.2	Triggermodes .....	325
11.2.3	Kennwerte und Grenzwerte .....	326
11.3	Steuerungen mit Diac und Triac .....	328
11.4	Lernziel-Test .....	331
12	<b>Fotohalbleiter</b> .....	333
12.1	Innerer fotoelektrischer Effekt .....	333
12.2	Fotowiderstände .....	334
12.2.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	334
12.2.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	335
12.2.3	Anwendungen .....	336
12.3	Fotoelemente und Solarzellen .....	336
12.3.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	336
12.3.1.1	Silizium-Fotoelemente .....	337
12.3.1.2	Selen-Fotoelemente .....	342
12.3.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	344
12.3.3	Anwendungen .....	344
12.4	Fotodioden .....	345
12.4.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	345
12.4.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	346
12.4.3	Anwendungen .....	347
12.5	Fototransistoren .....	347
12.5.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	347
12.5.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	348
12.5.3	Anwendungen .....	349
12.6	Fotothyristoren, Fotothyristortetroden .....	349
12.6.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	349
12.6.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	351
12.6.3	Anwendungen .....	351
12.7	Leuchtdioden (LED) .....	352
12.7.1	Grundlagen .....	352
12.7.2	Aufbau und Arbeitsweise .....	353
12.7.3	Technologie der LED .....	355
12.7.4	Bauformen .....	356
12.7.5	Versorgungsschaltungen .....	357
12.7.6	LED-Farben .....	359
12.7.7	Anwendungen .....	360
12.7.8	Wirkungsgrad .....	361
12.7.9	Lebensdauer, Temperatureinflüsse .....	361
12.7.10	Vorteile / Nachteile zu konventionellen Leuchtmitteln .....	361

12.7.11	Kennwerte und Grenzwerte .....	362
12.7.12	Organische Leuchtdioden (OLED) .....	362
12.8	Halbleiterlaser .....	367
12.9	Lichtwellenleiter .....	368
12.10	Opto-Koppler .....	371
12.10.1	Aufbau und Arbeitsweise .....	371
12.10.2	Kennwerte und Grenzwerte .....	373
12.10.3	Anwendungen .....	373
12.11	Lernziel-Test .....	374
13	<b>Halbleiterbauelemente mit speziellen Eigenschaften</b> .....	375
13.1	Hallgeneratoren .....	375
13.1.1	Halleffekt .....	375
13.1.2	Hallspannung .....	376
13.1.3	Aufbau .....	376
13.1.4	Kennwerte und Grenzwerte .....	377
13.1.5	Anwendungen .....	378
13.2	Feldplatten .....	379
13.2.1	Aufbau .....	379
13.2.2	Widerstandsänderung .....	380
13.2.3	Kennwerte und Grenzwerte .....	381
13.2.4	Anwendungen .....	381
13.3	Magnetdioden .....	382
13.3.1	Aufbau .....	382
13.3.2	Widerstandsänderung .....	383
13.3.3	Kennwerte und Grenzwerte .....	383
13.3.4	Anwendungen .....	383
13.4	Druckabhängige Halbleiterbauelemente .....	384
13.4.1	Piezoeffekt .....	384
13.4.2	Piezohalbleiter .....	385
13.5	Flüssigkristall-Bauteile .....	385
13.5.1	Flüssige Kristalle, Liquid Crystal Device, LCD .....	385
13.5.2	Aufbau von Anzeigebauteilen .....	386
13.5.3	Anwendungen .....	389
13.6	Thin-Film-Transistor(TFT)-LCD-Bildschirme .....	389
13.7	Plasma-Displays (PDP, Plasma Display Panel) .....	392
13.8	Lernziel-Test .....	393
14	<b>Elektronen- und Ionenröhren</b> .....	395
14.1	Thermoemission .....	395
14.2	Röhrendiode (Zweipolröhre, Vakuumdiode) .....	395
14.3	Triode (Dreipolröhre) .....	397
14.3.1	Kennlinien .....	397
14.3.2	Kennwerte .....	398
14.3.3	Anodenrückwirkung .....	399
14.3.4	Spannungsverstärkung .....	401
14.3.5	Anodenverlustleistung .....	402
14.4	Tetrode (Vierpolröhre) .....	402

14.5 Pentode (Fünfpolröhre) .....	403
14.5.1 Kennlinien .....	403
14.5.2 Kennwerte .....	404
14.5.3 Spannungsverstärkung .....	405
14.5.4 Vor- und Nachteile der Pentode gegenüber der Triode .....	406
14.6 Elektronenstrahlröhren .....	407
14.6.1 Strahlerzeugungssystem .....	407
14.6.2 Strahlbündelungssystem .....	408
14.6.3 Strahlablenksystem .....	409
14.6.4 Leuchtschirm .....	411
14.6.5 Stromkreis der Elektronenstrahlröhren .....	411
14.7 Ionenröhren .....	412
14.7.1 Stoßionisation .....	412
14.7.2 Gasdiode .....	413
14.7.3 Glimmröhren .....	414
14.7.3.1 Aufbau und Arbeitsweise .....	414
14.7.3.2 Anwendungen .....	415
14.8 Fotozellen .....	416
14.8.1 Fotoemission .....	416
14.8.2 Aufbau und Arbeitsweise .....	417
14.8.2.1 Vakuumfotozellen .....	417
14.8.2.2 Gasfotozellen .....	419
14.9 Lernziel-Test .....	420
15 Lösungen der Lernziel-Tests .....	421
Anhang Datenblätter .....	431
Glossar .....	440
Stichwortverzeichnis .....	441



# 1 Einführung in die Oszilloskopmesstechnik

## 1.1 Allgemeines

Oszilloskope sind bildgebende Messgeräte. Sie kommen in Labors, Werkstätten und Schulen zum Einsatz. Ein Lernender sollte sich möglichst früh mit deren Technik vertraut machen. Auf dem Schirm können zum Beispiel Spannungsverläufe angezeigt werden.

Moderne Oszilloskope verwenden Flachbildschirme. Oszilloskope sind in ihrem Aufbau immer computerähnlicher geworden. Die Grundfunktionen sind jedoch erhalten geblieben. Sie lassen sich mit den herkömmlichen Oszilloskopen am besten erklären. Ursprünglich nannte man diese Geräte Oszillosgraphen. Heute gibt es Erweiterungen für den PC mit Oszilloskopfunktion.

Der Name «Oszillosgraph» kommt von *oscillare*, lat. = schwingen, und *grafein*, griech. = schreiben. Oszillosgraph heißt also Schwingungsschreiber. Schreiben im eigentlichen Sinne, das heißt aufzeichnen und festhalten, erfolgt jedoch nur bei Speicher-Oszillosgraphen mit Registriereinrichtung. Bei den einfachen Oszillosgraphen wird nichts festgehalten. Sie sind reine Sichtgeräte und werden treffender als *Oszilloskope* bezeichnet (scopein, griech. = sehen, Oszilloskop = Schwingungssichtgerät).

### Merksatz



Mit Hilfe eines Oszilloskops ist es möglich, den zeitlichen Verlauf einer elektrischen Spannung sichtbar zu machen.

$$U = f(t)$$

$U$  ist eine Funktion der Zeit (Bild 1.1).

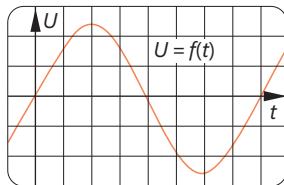


Bild 1.1 Zeitlicher Verlauf einer elektrischen Spannung

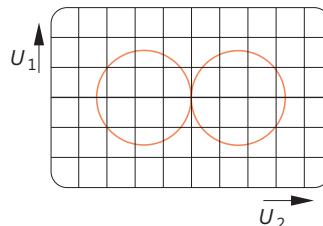


Bild 1.2 Verlauf einer Spannung,  $U_1$  in Abhängigkeit von einer Spannung  $U_2$

Weiterhin kann der Verlauf einer Spannung ( $U_1$ ) in Abhängigkeit von einer zweiten Spannung ( $U_2$ ) dargestellt werden (Bild 1.2).

$$U_1 = f(U_2)$$

$U_1$  ist eine Funktion von  $U_2$ .

Der Verlauf eines elektrischen Stromes kann *direkt* nicht dargestellt werden. Lässt man den Strom  $I$  durch einen Widerstand  $R$  fließen, so entsteht an  $R$  ein Spannungsabfall  $U_R$  (Bild 1.3), der den gleichen zeitlichen Verlauf wie der Strom  $I$  hat.  $U_R$  kann dann stellvertretend für  $I$  dargestellt werden.

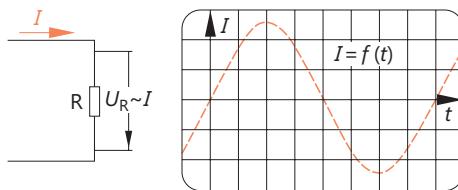


Bild 1.3  
Umwandlung eines Stromes  $I$  in eine äquivalente Spannung, zeitlicher Verlauf des Stromes

Entsprechendes gilt für die Darstellung anderer Größen, wie z.B. der magnetischen Flussdichte  $B$ , der magnetischen Feldstärke  $H$  und der Frequenz  $f$ . Alle diese Größen müssen in zeitlich gleich verlaufende Spannungen umgesetzt werden. Diese Spannungen werden dann stellvertretend für die betreffenden Größen dargestellt.

## 1.2 Aufbau und Arbeitsweise eines Oszilloskops

Das Sichtbarmachen der Funktionsverläufe  $U=f(t)$  oder  $U_1=f(U_2)$  erfolgt mit Hilfe eines Elektronenstrahls, der in einer Bildröhre, auch Elektronenstrahlröhre genannt, fast trägeheitslos abgelenkt werden kann (Bild 1.4).

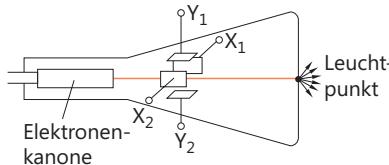


Bild 1.4  
Grundaufbau einer Elektronenstrahlröhre

Eine solche Elektronenstrahlröhre ist genauer in Kapitel 14 beschrieben. Sie besteht aus einer Elektronenkanone, die den Strahl erzeugt. Der Strahl prallt auf den sogenannten Leuchtschirm auf. Dort, wo er aufprallt, wird der Schirmwerkstoff zum Leuchten angeregt. Es entsteht ein Lichtpunkt.

Im Glaskolben der Elektronenstrahlröhre sind zwei Plattenpaare angeordnet. Das eine Plattenpaar hat die Aufgabe, den Elektronenstrahl senkrecht abzulenken. Ist die untere Platte z.B. positiver gegenüber der oberen Platte, so zieht sie die Elektronen an. Der Strahl wird nach unten gekrümmmt. Der Lichtpunkt wandert nach unten (Bild 1.5).

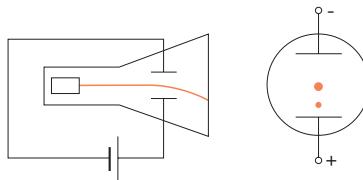


Bild 1.5  
Senkrechte Ablenkung des Elektronenstrahls



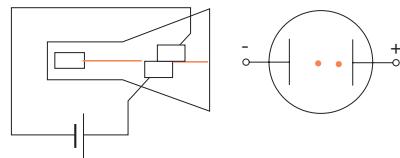
### Definition

Das Plattenpaar, durch dessen Spannung der Elektronenstrahl senkrecht ausgelenkt wird, heißt Y-Plattenpaar.

Das andere Plattenpaar hat die Aufgabe, den Elektronenstrahl waagerecht abzulenken. Auch hier krümmt sich der Elektronenstrahl zur positiven Platte hin (Bild 1.6).

Bild 1.6

Waagerechte Ablenkung des Elektronenstrahls



## Definition



**Das Plattenpaar, durch dessen Spannung der Elektronenstrahl waagerecht ausgelenkt wird, heißt X-Plattenpaar.**

Mit den Spannungen an den X- und Y-Platten kann der Elektronenstrahl an jeden Punkt des Schirmes gelenkt werden.

Es gibt Elektronenstrahlröhren mit zwei Elektronenstrahlen. Röhren dieser Art enthalten zwei Elektronenkanonen. Jeder Elektronenstrahl hat sein eigenes Y-Plattenpaar. Bei den meisten Zweistrahlröhren steuert das X-Plattenpaar beide Strahlen gemeinsam.

Oszilloskope mit Zweistrahlröhren heißen Zweistrahlzosiloskope oder Zweistrahlzosillographen. Mit Geräten dieser Art kann man zwei Funktionen gleichzeitig darstellen.

Welche Spannung wird nun an einem Plattenpaar benötigt, um den Elektronenstrahl so auszulenken, dass sein Auftreffpunkt auf dem Schirm um 1 cm verschoben wird?

Die Größe der erforderlichen Spannung ist vom inneren Aufbau der Elektronenstrahlröhre und von den verwendeten Beschleunigungsspannungen abhängig.

Die Ablenkempfindlichkeit einer Elektronenstrahlröhre gibt der Ablenkkoeffizient an. Er liegt je nach Röhrentyp zwischen 1 V/cm und 50 V/cm.

Für das X-Plattenpaar und für das Y-Plattenpaar gelten normalerweise unterschiedliche Ablenkkoeffizienten.

Will man nun die zeitlichen Verläufe von Spannungen darstellen, die wesentlich kleiner als 1 V sind, so ist es erforderlich, diese Spannungen zunächst einmal zu verstärken.

Jedes Oszilloskop hat einen Verstärker für die an die Y-Platten anzulegenden Spannungen. Dies ist der sogenannte **Y-Verstärker**. Sein Verstärkungsfaktor ist stufig und stetig einstellbar (Bild 1.7).

Bild 1.7

Y-Verstärker mit stetig und stufig einstellbarem Verstärkungsfaktor



Bild 1.8

X-Verstärker mit stetig und stufig einstellbarem Verstärkungsfaktor



Zur Verstärkung der an die X-Platten anzulegenden Spannungen dient der **X-Verstärker**, dessen Verstärkungsfaktor ebenfalls stufig und stetig einstellbar ist (Bild 1.8).

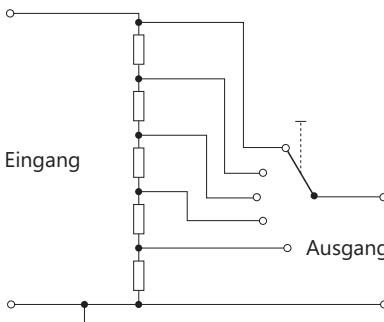


Bild 1.9  
Aufbau eines Abschwächers für den Y-Eingang oder für den X-Eingang

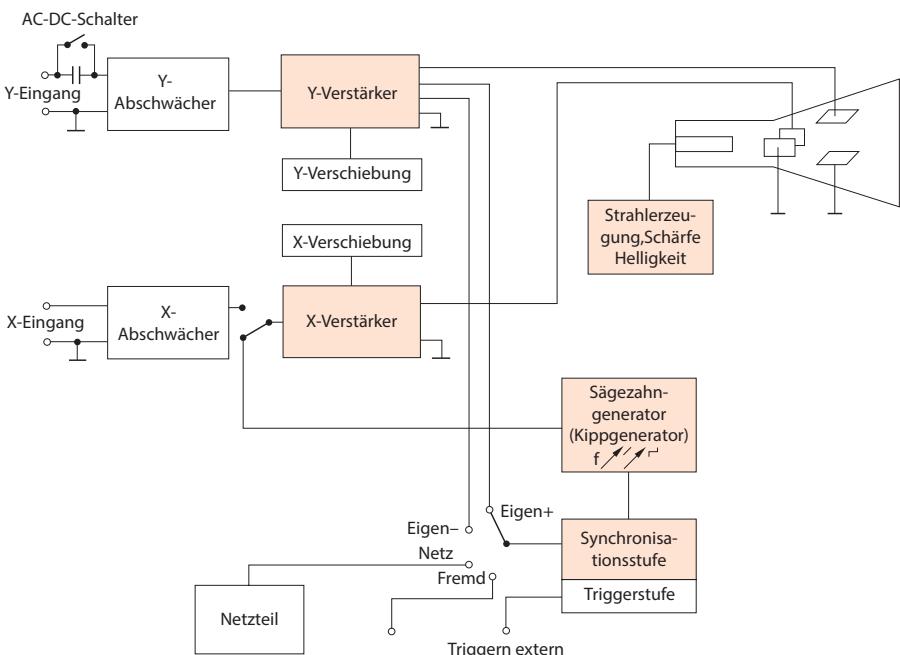


Bild 1.10 Blockschaltbild eines Oszilloskops

Oft ist es notwendig, die zeitlichen Verläufe verhältnismäßig großer Spannungen darzustellen, z.B. den zeitlichen Verlauf der Netzspannung von 230 V. Um dies zu ermöglichen, sind in den meisten Oszilloskopen sogenannte *Abschwächer* eingebaut. Das sind verhältnismäßig einfach aufgebaute Spannungsteiler, die stufig schaltbar sind (Bild 1.9). Meist ist je ein Abschwächer für den Y-Eingang und für den X-Eingang vorhanden, immer aber für den Y-Eingang.

Bild 1.10 zeigt das Blockschaltbild eines Oszilloskops. Die Darstellung ist auf das Wesentliche beschränkt.

Der Y- und der X-Eingang sind unsymmetrisch. Ein Pol liegt jeweils an Masse. Die Eingangswiderstände betragen einige  $M\Omega$ .

**Merksatz**

Das an den Y-Eingang angelegte Signal (Y-Signal) durchläuft den Y-Abschwächer, den Y-Verstärker und wird an den Y-Platten wirksam.

Der Y-Verstärker ist heute fast immer als Gleichspannungsverstärker aufgebaut, d.h., er verstärkt auch Gleichspannungsanteile des Y-Signals.

Wird eine Darstellung des Gleichspannungsanteils nicht gewünscht, so kann der Gleichspannungsanteil durch Vorschalten eines Kondensators «ausgesperrt» werden. Hierzu dient der AC-DC-Schalter.

**Definition**

AC alternating current, Wechselspannung

DC direct current, Gleichspannung

Bei Schalterstellung AC ist der Kondensator vorgeschaltet. Es werden nur Wechselspannungen durchgelassen.

**Merksatz**

Das an den X-Eingang angelegte Signal (X-Signal) durchläuft den X-Abschwächer, den X-Verstärker und wird an den X-Platten wirksam.

Bild 1.11  
Nach oben verschobene Spannungskurve

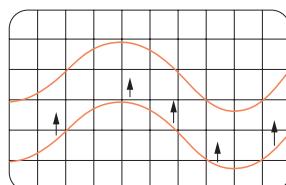
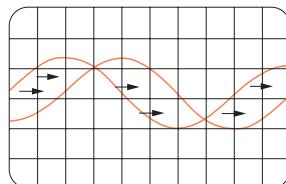


Bild 1.12  
Nach rechts verschobene Spannungskurve



Die Darstellung auf dem Schirm kann verschoben werden (Bild 1.11). Gibt man zusätzlich zum verstärkten Y-Signal eine Gleichspannung auf die Y-Platten, so wird je nach Polung und Größe der Gleichspannung das Schirmbild mehr oder weniger nach oben oder unten verschoben. Diese zusätzliche Gleichspannung kommt aus der Stufe «Y-Verschiebung».

Ebenfalls mit Hilfe einer Gleichspannung kann das Schirmbild nach links oder rechts verschoben werden (Bild 1.12). Diese Gleichspannung wird zusätzlich zum verstärkten X-Signal auf die X-Platten gegeben. Sie kommt aus der Stufe «X-Verschiebung».

Soll der Verlauf einer Spannung in Abhängigkeit von der Zeit dargestellt werden, so ist es zunächst einmal erforderlich, den Elektronenstrahl mit gleichbleibender Geschwindigkeit von links nach rechts zu bewegen. Dies ist die sogenannte Zeitablenkung. Der Elektronenstrahl wird z.B. in  $1/50$  Sekunde vom linken Schirmrand zum rechten Schirmrand bewegt.

Für die gleichmäßige Bewegung des Elektronenstrahls benötigt man eine gleichmäßig ansteigende Spannung. Hat der Elektronenstrahl den rechten Schirmrand erreicht, so muss die Spannung auf ihren Anfangswert zurückspringen. Eine derartige Spannung nennt man *SägezahnsSpannung* (Bild 1.13).

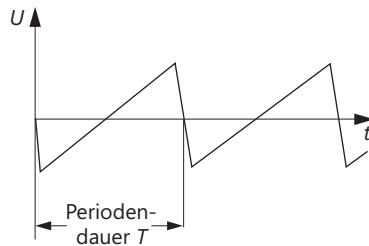


Bild 1.13  
SägezahnsSpannung (KippsSpannung)

Da eine solche SägezahnsSpannung häufig benötigt wird, enthält jedes Oszilloskop einen Sägezahngenerator, auch Kippgenerator genannt. Die Frequenz dieses Kippgenerators ist stufig und stetig einstellbar. Je größer die eingestellte Frequenz, desto schneller erfolgt die waagerechte Ablenkung des Elektronenstrahls.

Will man z.B. eine Periode einer Sinusschwingung darstellen, so gibt man auf den Y-Eingang eine sinusförmige Spannung und auf den X-Eingang eine SägezahnsSpannung. Die Periodendauer der SägezahnsSpannung muss gleich der Periodendauer der Sinusspannung sein (Bild 1.14). Ist die Periodendauer der SägezahnsSpannung etwas größer oder kleiner als die Periodendauer der Sinusspannung, so bleibt das Bild nicht stehen.

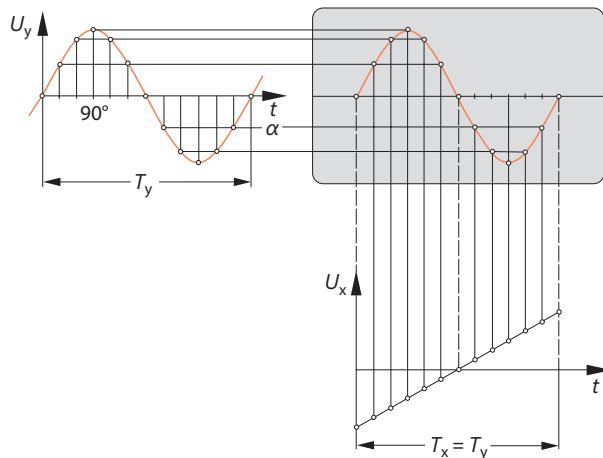


Bild 1.14 Zusammenhang zwischen der Periodendauer des Y-Signals und der Periodendauer der SägezahnsSpannung

Ist die Periodendauer der Sägezahnspannung doppelt so groß wie die Periodendauer der Sinusspannung, so erscheinen zwei Sinusperioden auf dem Bildschirm.

### Merksatz



Man erhält nur dann ein stehendes Bild, wenn die Periodendauer der Sägezahnspannung ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer des darzustellenden Y-Signals ist.

Zwischen dem Y-Signal und der Sägezahnspannung muss ein zeitlicher Gleichlauf herrschen. Dieser zeitliche Gleichlauf kann von Hand eingestellt werden. Das ist aber schwierig. Die Stufe, die den zeitlichen Gleichlauf automatisch einstellt, heißt *Synchronisationsstufe*.

### Definition



Synchronisation ist die Herstellung eines zeitlichen Gleichlaufs.

Die Synchronisationsstufe kann verschieden gesteuert werden. Es ist eine Steuerung durch die Netzspannung möglich (*Netzsynchronisation*). Diese Synchronisation ist immer dann zu empfehlen, wenn die darzustellenden Signale mit der Netzspannung gekoppelt sind.

Man kann weiterhin durch von außen zugeführte (fremde) Spannungen die Synchronisationsstufe steuern (*Fremdsynchronisation*). Die Fremdsynchronisation wird aber selten angewendet. Meist wendet man die *Eigensynchronisation* an. Hier wird das eigene Signal, das Y-Signal, zur Synchronisation herangezogen. Will man den positiven Teil zur Synchronisation nutzen, so schaltet man den Synchronisationsenschalter auf «+ Eigen»; will man den negativen Teil nutzen, auf «- Eigen».

Teurere Oszilloskope haben als Erweiterung der Synchronisationsstufe eine *Triggerstufe*. Bei der Triggerung wird der Sägezahngenerator so lange gehalten, bis ein Triggerimpuls kommt. Erst dann beginnt die Sägezahnschwingung. Die Auslösung der Zeitablenkung durch den Triggerimpuls kann einmalig, periodisch oder vollkommen regellos mit einer Steuerung von außen (externe Triggerung) erfolgen.

Zum Betrieb des Oszilloskops werden verschiedene Spannungen benötigt, die teilweise stabilisiert sein müssen. Sie werden in einem Netzgerät erzeugt.

Die Spannungen der Elektronenstrahlröhre sind teilweise einstellbar. Mit einer Spannung kann die Stromstärke des Strahls und damit die *Helligkeit* des Schirmbildes eingestellt werden.

Mit einer anderen Spannung wird die Bündelung des Elektronenstrahls beeinflusst. Man kann die *Schärfe* des Strahls einstellen.

Die Einstellung von Helligkeit und Schärfe erfolgt mit Hilfe von zwei Potentiometern.

## 1.3 Bedienung eines Oszilloskops

Bei einem unbekannten Oszilloskop verwirrt oft die Vielzahl der Drehknöpfe und Schalter. Leider hat jedes Fabrikat eine etwas andere Anordnung der Bedienelemente.

elemente. Vor dem Einschalten des Geräts sollte man sich zuerst die Bedeutung der einzelnen Drehknöpfe und Schalter klarmachen.

Nach dem Einschalten des Oszilloskops muss man zunächst etwas warten. Die Elektronenstrahlröhre und evtl. weitere im Gerät vorhandene Röhren benötigen eine gewisse Anwärmzeit.

Erscheint der Lichtpunkt des Elektronenstrahls, so ist das Gerät betriebsbereit. Erscheint auch nach einiger Wartezeit kein Lichtpunkt, so ist das Gerät vermutlich verstellt.

Der Helligkeitseinsteller ist etwas weiter aufzudrehen. Die Einsteller «Y-Verschiebung» und «X-Verschiebung» sollten in Mittelstellung stehen. Die Zeitablenkung ist abzuschalten. Jetzt muss der Leuchtpunkt erscheinen, wenn das Gerät nicht defekt ist.

Der Leuchtpunkt darf nicht zu hell eingestellt werden. Der Schirm kann durch Einbrennen beschädigt werden. Durch die Einsteller «Y-Verschiebung» und «X-Verschiebung» kann der Leuchtpunkt zur Schirmmitte geschoben werden. Der Durchmesser des Leuchtpunktes ist mit Hilfe des Einstellers «Schärfe» veränderbar.

Will man den zeitlichen Verlauf einer Spannung darstellen, so ist eine Zeitablenkung zu wählen. Der Kippgenerator ist einzuschalten.

Durch die Sägezahnspannung wird der Leuchtpunkt waagerecht über den Schirm bewegt. Es erscheint ein waagerechter Strich (Bild 1.14). Die Schärfe des Striches kann mit dem Einsteller «Schärfe» eingestellt werden.

Moderne Oszilloskope sind *kalibriert*, das heißt, die Werte ihrer Zeitablenkung sind «geeicht», ebenso die Verstärkungs- oder Abschwächungsfaktoren.

Die Zeitablenkung bezieht sich meist auf einen Skalenteil der Bildschirmskala, manchmal auch auf 1 cm. Der stetige Frequenzeinsteller des Kippgenerators muss ganz zurückgedreht werden. Jetzt gilt die Zeitablenkung, die der stufige Einsteller angibt, z.B. 10 ms/Skt. (10 ms pro Skalenteil, Bild 1.15).

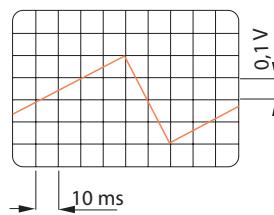


Bild 1.15  
Kalibrierte Zeitablenkung, kalibrierte Y-Ablenkung

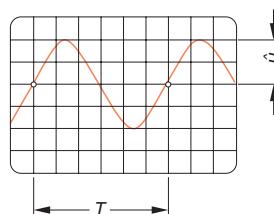


Bild 1.16  
Darstellung einer sinusförmigen Spannung mit einem Scheitelwert von 20 mV und einer Frequenz von 6,67 kHz

Die Y-Ablenkung eines Oszilloskops ist auf 10 mV/Skt. eingestellt, die Zeitablenkung auf die Angabe des stufigen Einstellers, z.B. 0,1 V/Skt. (0,1 V pro Skalenteil, Bild 1.15).

**Beispiel**

Die Y-Ablenkung eines Oszilloskops ist auf 10 mV/Skt. eingestellt, die Zeitablenkung auf 25  $\mu$ s/Skt. Es wird die in Bild 1.16 dargestellte Sinuskurve aufgezeichnet. Wie groß sind Scheitelwert und Frequenz der Sinusspannung?

$$\text{Zeitachse: } 6 \text{ Skt.} \triangleq 150 \mu\text{s}$$

$$T \quad 150 \mu\text{s}$$

$$\text{Y-Achse: } 2 \text{ Skt.} \triangleq 20 \text{ mV}$$

$$u \quad 20 \text{ mV}$$

$$f = 1/T = 1/150 \mu\text{s} = 6,67 \text{ kHz}$$

Ein nichtkalibriertes Oszilloskop ist vor Durchführung einer Messung zu «eichen». Mit Hilfe einer bekannten Vergleichsspannung ist die Y-Ablenkung einzustellen, z.B. 1 Skt.  $\triangleq 0,5 \text{ V}$ .

Zur Einstellung der Zeitablenkung benötigt man ebenfalls einen Vergleichsmaßstab. Ein solcher Vergleichsmaßstab kann eine Spannung mit bekannter Frequenz sein, z.B. ein Teil der Netzspannung ( $T = 20 \text{ ms}$ ). Ein Skalenteil der Zeitachse sei z.B. 5 ms.

Die gefundene Einstellung darf während der Messung nicht verändert werden. Das Arbeiten mit nichtkalibrierten Oszilloskopen ist recht mühsam.

Computerähnliche Oszilloskope kalibrieren automatisch. Sie führen auch beliebige Speicheraufgaben aus. Ein besonderes Qualitätsmerkmal ist die Genauigkeit und die Frequenz, bis zu der sie noch einwandfrei arbeiten. Hochfrequenztaugliche Oszilloskope haben obere Grenzfrequenzen bis ca. 250 MHz.

## 1.4 Lernziel-Test

1. Wie wird in einer Elektronenstrahleröhre der Elektronenstrahl waagrecht und senkrecht abgelenkt?
2. Welche Aufgabe hat der Y-Verstärker?
3. Wozu wird ein Sägezahngenerator benötigt?
4. Was versteht man unter Synchronisation?
5. Jedes Oszilloskop hat einen AC-DC-Schalter. Welche Bedeutung hat dieser Schalter?
6. Wie wird die Zeitachse auf dem Schirm des Oszilloskops erzeugt?
7. Was versteht man unter einer kalibrierten Zeitablenkung?
8. Welche Aufgabe hat eine Triggerstufe?



## 2 Lineare und nichtlineare Widerstände

### 2.1 Allgemeine Eigenschaften

Widerstände sind Bauteile mit einem gewünschten Widerstandsverhalten. Sie setzen der Elektronenströmung Widerstand entgegen.

Nach ihrem Verhalten im Stromkreis unterscheidet man *lineare Widerstände* und *nichtlineare Widerstände* (Bild 2.1).

#### Merksatz



Lineare Widerstände sind Widerstände mit linearer I-U-Kennlinie.

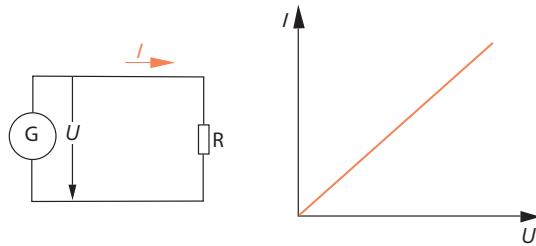


Bild 2.1  
I-U-Kennlinie eines  
linearen Widerstandes

Zwischen Strom und Spannung besteht Verhältnisgleichheit (Proportionalität). Es gilt das Ohmsche Gesetz:

$$I = \frac{U}{R}, \quad R = \frac{U}{I}$$

Die I-U-Kennlinien einiger linearer Widerstände sind in Bild 2.2 dargestellt. Das Steigungsmaß, der Tangens des Winkels  $\alpha$ , entspricht dem Leitwert des Widerstandsbauartes.

$$\tan \alpha = \frac{\Delta I}{\Delta U} = \frac{1}{R} = G$$

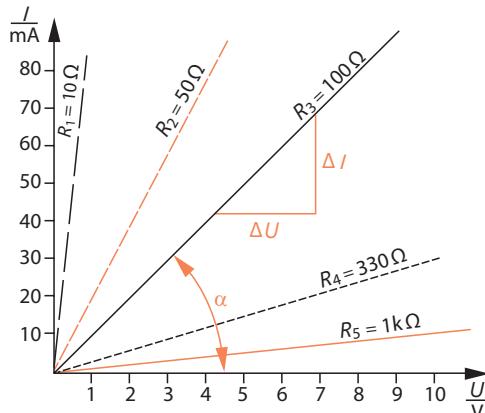


Bild 2.2  
I-U-Kennlinien linearer  
Widerstände mit verschiedenen  
Widerstandswerten

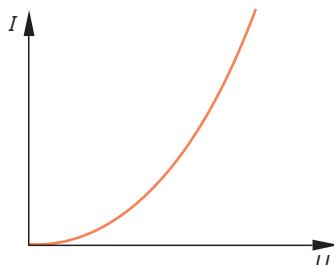


Bild 2.3 I-U-Kennlinie eines nichtlinearen Widerstandes

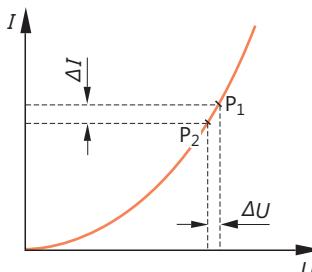


Bild 2.4 I-U-Kennlinie eines nichtlinearen Widerstandes. Im Bereich zwischen P1 und P2 verläuft die Kennlinie fast linear

Lineare Widerstände heißen auch *ohmsche Widerstände*, da das Ohmsche Gesetz für sie gilt.



### Definition

Nichtlineare Widerstände sind Widerstände mit nichtlinearer I-U-Kennlinie.

Zwischen Strom und Spannung besteht keine Verhältnisgleichheit (Bild 2.3). Das Ohmsche Gesetz in der üblichen Form kann nicht angewendet werden.

Betrachtet man ein kleines Stück der Kennlinie (Bild 2.4), so stellt man fest, dass hier angenäherte Linearität herrscht. Die Kennlinie verläuft in dem kleinen Bereich fast gerade. Man kann ihren Anstieg durch die Differenzen  $\Delta U$  und  $\Delta I$  angeben und erhält den sogenannten differentiellen Widerstand  $r$ .

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$



### Merkzettel

Mit dem differentiellen Widerstand  $r$  kann man kleine Änderungen von  $I$  und  $U$  in dem betrachteten Kennlinienbereich berechnen.

Spricht man allgemein von Widerständen, so meint man ohmsche Widerstände, also lineare Widerstände. Nichtlineare Widerstände sind besondere Widerstände. Es ist nicht einfach, den Begriff nichtlineare Widerstände abzugrenzen. Es gibt sehr viele Bauteile mit nichtlinearem Widerstandsverhalten. Bauteile mit nichtlinearem Widerstandsverhalten sind z.B. Halbleiterdioden, Transistoren, Elektronenröhren und Thyristoren. Sie werden aber nicht als nichtlineare Widerstände bezeichnet. Die eigentlichen nichtlinearen Widerstände sind z.B. VDR-Widerstände und NTC- und PTC-Widerstände. NTC- und PTC-Widerstände können auch nur dann als nichtlineare Widerstände gelten, wenn ihre Temperatur bei Stromänderungen nicht konstant gehalten wird.

Widerstände haben einen *Widerstandswert* und eine *Belastbarkeit*.

Es gibt Widerstände mit festem Widerstandswert und Widerstände mit einstellbarem Widerstandswert.

Die Belastbarkeit gibt an, welche elektrische Leistung der Widerstand dauernd in Wärmeleistung umsetzen kann. Die Größe der Belastbarkeit hängt von der Fähigkeit des Widerstandes ab, Wärme an die Umgebung abzugeben. Sie hängt weiterhin von der höchstzulässigen Temperatur des Widerstandes ab.

Die Fähigkeit, Wärme an die Umgebung abzugeben, wird durch den **Wärmediagramm**  $R_{\text{thU}}$  erfasst.

Die höchstzulässige Temperatur der Widerstandsoberfläche ist  $\vartheta_{\max}$ , die Temperatur der umgebenden Luft ist  $\vartheta_U$ .

Mit diesen Größen lässt sich die Belastbarkeit  $P$  eines Widerstandes errechnen:

$$P = \frac{\vartheta_{\max} - \vartheta_U}{R_{\text{thU}}}$$

Die Belastbarkeit von Widerständen wird in Watt angegeben.

Die gewünschten Widerstandswerte (Widerstandsnennwerte) lassen sich bei der Herstellung nicht genau erreichen. Man muss bestimmte *Toleranzen* zulassen. Die Toleranzgrenzen liegen zwischen  $\pm 0,1\%$  bis  $\pm 20\%$  vom Widerstandsnennwert. Enge Toleranzgrenzen erfordern einen größeren Aufwand bei der Herstellung. Widerstände mit geringeren Toleranzen sind teurer als solche mit großen Toleranzen.

Die technischen Eigenschaften von Widerständen ändern sich durch Lagerung und Betrieb. Sie unterliegen einer *Alterung*.

Die *Güteklassen* geben im Einzelnen an, in welchen Grenzen sich die Eigenschaften von Widerständen in bestimmten Zeiträumen ändern dürfen.

## 2.2 Festwiderstände

### 2.2.1 Eigenschaften von Festwiderständen

Festwiderstände sind ohmsche Widerstände mit festen, d.h. nicht einstellbaren Widerstandswerten. Sie sind bestimmt durch

- Nennwiderstand,
- Belastbarkeit,
- Auslieferungstoleranz,
- Güteklaße.

Die Nennwiderstände sind abgestuft nach bestimmten Normzahlreihen. Eine solche Abstufung ist aus wirtschaftlichen Gründen erforderlich. Man kann nicht Festwiderstände mit jedem beliebigen Widerstandswert herstellen. Benötigt man einen ganz bestimmten Widerstandswert, der in der Normreihe nicht enthalten ist, so kann man einen einstellbaren Widerstand verwenden und diesen auf den gewünschten Wert einstellen.

Festwiderstände werden heute fast ausschließlich nach den international gültigen IEC-Normreihen hergestellt (Bild 2.5).

E 6 ( $\pm 20\%$ )	1,0		1,5			2,2			3,3			4,7			6,8		
E 12 ( $\pm 10\%$ )	1,0		1,2			1,5		1,8		2,2		2,7		3,3		3,9	
E 24 ( $\pm 5\%$ )	1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7
	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1										

Bild 2.5 IEC-Widerstands-Normreihen E 6, E 12 und E 24

Die Normreihe E 6 gilt für Widerstände mit einer Auslieferungstoleranz von  $\pm 20\%$ . Folgende Nennwiderstände sind nach der Normreihe E 6 möglich:

$$\begin{array}{ccccccc} 1 \Omega, & 1,5 \Omega, & 2,2 \Omega, & 3,3 \Omega, & 4,7 \Omega, & 6,8 \Omega, \\ 10 \Omega, & 15 \Omega, & 22 \Omega, & 33 \Omega, & 47 \Omega, & 68 \Omega, \\ 100 \Omega, & 150 \Omega, & 220 \Omega, & 330 \Omega, & 470 \Omega, & 680 \Omega, \\ 1k\Omega, & 1,5k\Omega, & 2,2k\Omega, & 3,3k\Omega, & 4,7k\Omega, & 6,8k\Omega, \\ 10k\Omega, & 15 k\Omega, & 22 k\Omega, & 33 k\Omega, & 47 k\Omega & 68 k\Omega \text{ usw.} \end{array}$$

Widerstände der Normreihen E 6, E 12 und E 24 werden besonders häufig verwendet. Außer diesen Normreihen gibt es noch die Normreihen

E 48 ( $\pm 2,0\%$ )

E 96 ( $\pm 1,0\%$ )

E 192 ( $\pm 0,5\%$ )

Die Normreihen E 48 und E 96 sind auf der übernächsten Seite dargestellt.

Die Normzahlreihen sind so festgelegt, dass die Toleranzfelder der einzelnen Nennwiderstandswerte sich berühren oder leicht überschneiden (Bild 2.6). Aus einer großen Zahl von Widerständen kann somit jeder beliebige Widerstandswert herausgemessen werden.

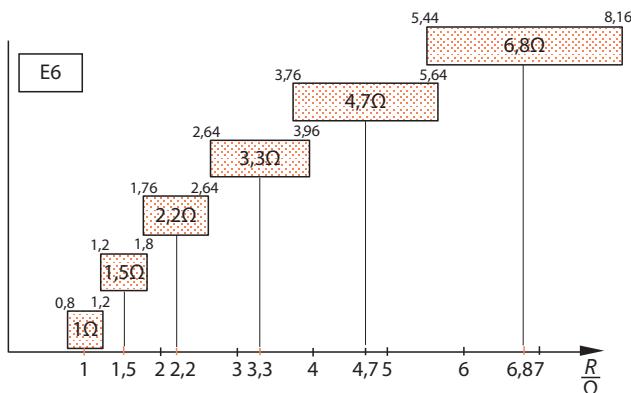


Bild 2.6 Toleranzfelder einiger Nennwiderstandswerte der Normreihe E 6

Zur Kennzeichnung von Widerständen verwendet man den internationalen Farbcoden. Nennwiderstand und Toleranz dürfen auch als Zahlenwert mit Einheit aufgedruckt werden. Diese Kennzeichnung ist heute vor allem bei großen Wider-

ständen mit hoher Belastbarkeit üblich. Die Belastbarkeit der Widerstände ist ebenfalls gestuft. Die Nennlastreihe enthält folgende Werte:

0,05W, 0,1W, 0,25W, 0,5W, 1W, 2W, 3W, 6W, 10W, 20W.

Die vom Hersteller angegebene Belastbarkeit gilt stets bis zu einer bestimmten Umgebungstemperatur (z.B. 50 °C). Oberhalb dieser Temperatur wird die zulässige Belastbarkeit geringer.

Beim internationalen Farbcodes unterscheidet man die Vierfachberingung und die Fünffachberingung (Tabelle 2.2). Widerstände der Normreihen E 6, E 12, und E 24 werden durch (Tabelle 2.1) Vierfachberingung gekennzeichnet. Die Fünffachberingung dient der Kennzeichnung von Widerständen der Normreihen E 48, E 96 und E 192. Sie erlaubt die Angabe des Widerstandsbeiwertes mit drei Wertziffern.

Tabelle 2.1 Internationaler Farbcodes für Vierfachberingung (E 6, E 12, E 24)

Kennfarbe	1. Ring = 1. Wertziffer	2. Ring = 2. Wertziffer	3. Ring = Multiplikator	4. Ring = Toleranz
Farblos	–	–	–	±20%
Silber	–	–	$\cdot 10^{-2} \Omega$	±10%
Gold	–	–	$\cdot 10^{-1} \Omega$	±5%
Schwarz	0	0	$\cdot 10^0 \Omega$	
Braun	1	1	$\cdot 10^1 \Omega$	±1%
Rot	2	2	$\cdot 10^2 \Omega$	±2%
Orange	3	3	$\cdot 10^3 \Omega$	
Gelb	4	4	$\cdot 10^4 \Omega$	±0,5%
Grün	5	5	$\cdot 10^5 \Omega$	
Blau	6	6	$\cdot 10^6 \Omega$	
Violett	7	7	$\cdot 10^7 \Omega$	
Grau	8	8	$\cdot 10^8 \Omega$	
Weiß	9	9	$\cdot 10^9 \Omega$	

## Beispiele



Gelb      Violett      Rot      Gold  
4            7             $\cdot 10^2$       ±5%      = 4700 Ω      ±5%

Blau      Grau      Blau      –  
6            8             $\cdot 10^6$       ±20%      = 68 MΩ      ±20%

Braun      Grün      Orange      Silber  
1            5             $\cdot 10^3$       ±10%      = 15 kΩ      ±10%

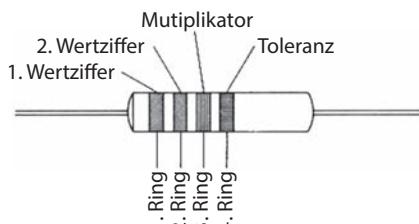


Bild 2.6a

Lage der Ringe des internationalen Farbcodes bei Vierfachberingung

Tabelle 2.2 Internationaler Farbcode für Fünffachberingung (E 48, E 96, E 192)

Kennfarbe	1. Ring = 1. Wertziffer	2. Ring = 2. Wertziffer	3. Ring = 3. Wertziffer	4. Ring = Multiplikator	5. Ring = Toleranz
Farblos	–	–	–	–	± 20%
Silber	–	–	–	· $10^{-2} \Omega$	± 10%
Gold	–	–	–	· $10^{-1} \Omega$	± 5%
Schwarz	0	0	0	· $10^0 \Omega$	
Braun	1	1	1	· $10^1 \Omega$	± 1%
Rot	2	2	2	· $10^2 \Omega$	± 2%
Orange	3	3	3	· $10^3 \Omega$	
Gelb	4	4	4	· $10^4 \Omega$	± 0,5%
Grün	5	5	5	· $10^5 \Omega$	
Blau	6	6	6	· $10^6 \Omega$	
Violett	7	7	7	· $10^7 \Omega$	
Grau	8	8	8	· $10^8 \Omega$	
Weiß	9	9	9	· $10^9 \Omega$	

## Beispiele

Braun 1	Grau 8	Violett 7	Orange $\cdot 10^3$	Rot $2\% = 187 \text{ k}\Omega \pm 2\%$
Orange 3	Blau 6	Grün 5	Gold $\cdot 10^{-1}$	Braun $1\% = 36,5 \Omega \pm 1\%$
Wei\ß 9	Violett 7	Blau 6	Silber $\cdot 10^{-2}$	Gr\"un $0,5\% = 9,76 \Omega \pm 0,5\%$

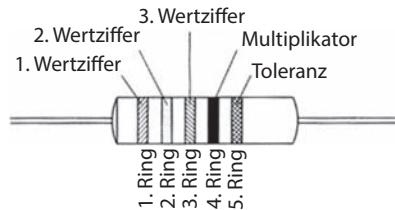


Bild 2.6b  
Lage der Ringe des internationalen Farbcodes bei Fünffachberingung

Tabelle 2.3 IEC-Widerstands-Normreihen E 48 ( $\pm 2\%$ ) und E 96 ( $\pm 1\%$ )

E 48	E 96														
100	100	133	133	178	178	237	237	316	316	422	422	562	562	750	750
	102		137		182		243		324		432		576		768
105	105	140	140	187	187	249	249	332	332	442	442	590	590	787	787
	107		143		191		255		340		453		604		806
110	110	147	147	196	196	261	261	348	348	464	464	619	619	825	825
	113		150		200		267		357		475		634		845
115	115	154	154	205	205	274	274	365	365	487	487	649	649	866	866
	118		158		210		280		374		499		665		887
121	121	162	162	215	215	287	287	383	383	511	511	681	681	909	909
	124		165		221		294		392		523		698		931
127	127	169	169	226	226	301	301	402	402	536	536	715	715	953	953
	130		174		232		309		412		549		732		976

## 2.2.2 Bauarten von Festwiderständen

### 2.2.2.1 Schichtwiderstände

Auf zylindrische Keramik- oder Hartglaskörper wird eine dünne leitfähige Schicht durch Tauchen, Aufsprühen oder Aufdampfen im Vakuum aufgebracht. Die Schichtdicke liegt zwischen  $0,001\text{ }\mu\text{m}$  und  $20\text{ }\mu\text{m}$ .

Als Schichtwerkstoffe verwendet man Kohle, Metalle (auch Edelmetalle) und Metalloxide.

Den gewünschten Widerstandsnennwert erreicht man angenähert durch die Wahl der Schichtdicke bzw. der Aufdampfzeit. Die moderne Aufdampftechnologie gestattet die Herstellung von Widerständen im Toleranzbereich  $\pm 5\%$  ohne nachträgliche Abgleicharbeit.

Bei größeren Anforderungen an die Genauigkeit wird der Widerstandswert durch Einschliff in die Schicht abgeglichen (Bild 2.7). Beim Wendelschliff entsteht eine bandförmig um den Trägerkörper laufende Widerstandsbahn, die leider die Induktivität des Widerstandes erhöht. Das Einschleifen von Längs- und Querrillen (Mäanderschliff) ist günstiger (Bild 2.8).

Bild 2.7  
Festwiderstand mit Wendelschliff

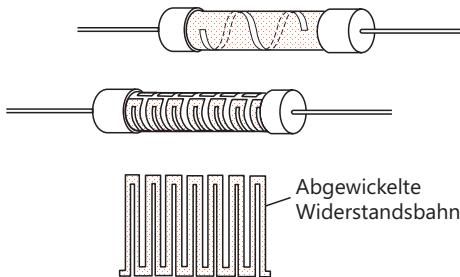
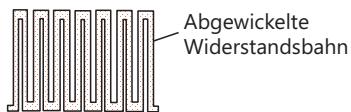
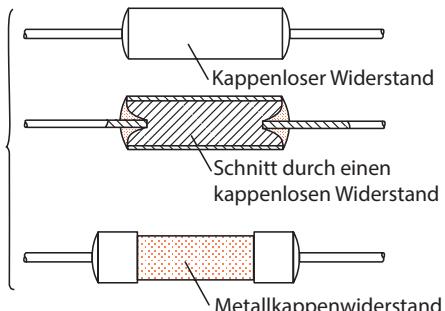


Bild 2.8  
Festwiderstand mit Mäanderschliff



Der Widerstandskörper wird mit Anschlüssen versehen. Besonders hochwertig sind Kappenanschlüsse. Metallkappen (meist Messing) mit angeschweißten Anschlussdrähten werden an beiden Enden auf den Widerstandskörper aufgepresst. Bei kappenlosen Anschlüssen erhalten die Stirnseiten des Widerstandskörpers einen Metallüberzug (meist Einbrennpaste). Die Anschlussdrähte werden etwa 2 mm tief in vorgesehene stirnseitige Vertiefungen des Keramikkörpers eingepresst und mit dem Metallüberzug leitend verbunden (Bild 2.9).

Bild 2.9  
Bauformen von Schichtwiderständen



Der Widerstandskörper einschließlich eventueller Kappen wird mit Lack oder Kunstharz überzogen. Ein Einpressen in Kunststoff ist ebenfalls üblich. Damit ist der Widerstand gegen Feuchtigkeit, aggressive Luftbestandteile und mechanische Beschädigung geschützt.

Axiale Anschlüsse sind für die Bestückung von Leiterplatten nicht günstig. Die Anschlüsse müssen vor der Bestückung gebogen und auf richtige Länge geschnitten werden (Bild 2.10).



Bild 2.10

Widerstand mit gebogenen und auf richtige Länge geschnittenen Anschlussdrähten

Die Länge des Widerstandes erfordert ein verhältnismäßig großes Rastermaß.

In neuerer Zeit werden immer mehr Widerstände mit einseitigen Anschläßen (Bild 2.11) von den Herstellern angeboten. Als Träger wird anstelle eines zylindrischen Keramikkörpers ein Keramikplättchen verwendet. Auf dieses Plättchen wird die Widerstandsschicht wie vorstehend beschrieben aufgebracht und durch Einschleifen abgeglichen.

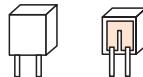


Bild 2.11

Widerstand mit einseitigen Anschläßen

Viele Widerstände werden heute gegurtet geliefert (Bild 2.12a). Dadurch wird eine Maschinenbestückung von Leiterplatten ermöglicht. In zunehmendem Umfang wird die Oberflächen-Montagetechnik, die sogenannte SMD-Technik, angewendet (SMD = *Surface Mounted Device*). Die Widerstände werden plan auf der Leiterplatte fixiert (meist geklebt) und anschließend mit den anderen Bauteilen gemeinsam gelötet. Bild 2.12b zeigt einen SMD-Widerstand auf der Leiterplatte.

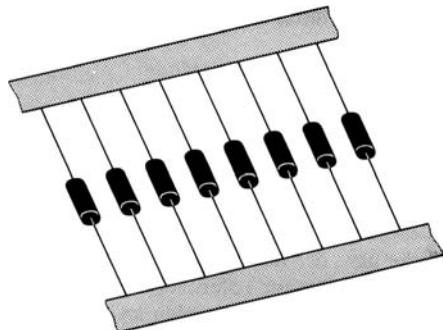


Bild 2.12a Gegurtete Widerstände

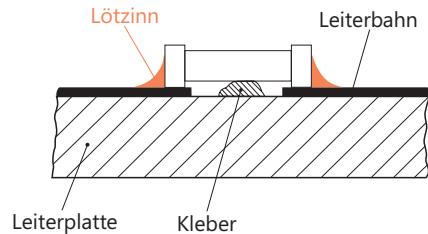


Bild 2.12b SMD-Widerstand auf der Leiterplatte, SMD-Technik

Vor allem in der Digitaltechnik werden oft mehrere gleiche Widerstände in einem Bauelement zusammengefasst. Ein solches Bauelement wird als Widerstandsnetzwerk bezeichnet.

## 2.2.2.2 Widerstände in der Mikromodultechnik

In der Mikromodultechnik werden Widerstände, Dioden, Transistoren und Kondensatoren mit kleinen Kapazitätswerten zu einer Schaltung vereinigt und mit Kunststoff umpresst. Eine derartige Schaltung wird *Modul* genannt. Man unterscheidet zwei Technologien: die *Dünnfilmtechnik* und die *Dickschichttechnik*.

In der Dickschichttechnik verwendet man zur Herstellung der Widerstände Metallpasten (Edelmetalle, Oxide, Beimischungen). Die Pasten werden nach dem Siebdruckverfahren auf den Träger gedruckt. Als Träger dienen oxidierte Aluminiumplättchen. Die Pasten werden nach dem Aufdrucken eingearbeitet. Ein nachträglicher Abgleich ist durch Schleifen möglich (Bild 2.13a).

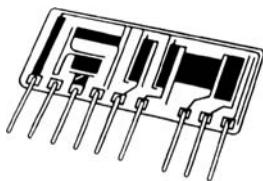


Bild 2.13a Widerstandskörper in Dickschichttechnik

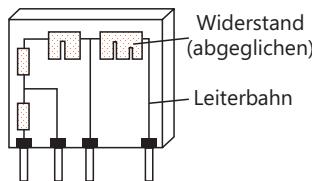


Bild 2.13b Widerstandskörper in Dünnfilmtechnik

Die Dünnfilmtechnik verwendet das Aufdampfverfahren im Vakuum. Auf ein Plättchen aus Keramik oder Hartglas wird eine Maske mit «Fenstern» aufgebracht (Bild 2.13b). Dort, wo Fenster sind, entstehen Widerstandsschichten. Die Widerstandsschichten können abgeglichen werden. Mit einem Laserstrahl werden sehr genaue Einschnitte erzeugt. Der Widerstandswert kann auf diese Weise auf  $\pm 0,1\%$  genau abgeglichen werden.

## 2.2.2.3 Drahtwiderstände

Auf einen Körper aus temperaturbeständiger Keramik wird Widerstandsdräht gewickelt. Es werden spezielle Widerstandslegierungen verwendet.

Drahtwiderstände können verhältnismäßig große Induktivitäten haben. Bei normaler Wicklung sind sie ja wie Spulen aufgebaut. Um möglichst kleine Induktivitäten zu erhalten, wendet man die bifilare Wickeltechnik an. Der Widerstandsdräht wird in der Mitte seiner Länge zusammengefaltet (Bild 2.14) und doppeldrähtig gewickelt. Zwei nebeneinander liegende Windungen werden dann entgegengesetzt vom Strom durchflossen, so dass sich ihre Magnetfelder fast aufheben. Trotzdem ergibt sich noch eine nicht zu vernachlässigende Induktivität. Auch induktivitätsarme Drahtwiderstände können nur bis zu einer Frequenz von etwa 200 kHz eingesetzt werden.

Die Widerstandsdrähte müssen bei enger Wicklung isoliert sein. Lackisierung wird gelegentlich angewendet. Sie ist jedoch sehr temperaturempfindlich. Besser ist die Isolation durch Oberflächenoxidschichten.

Bei sehr hoch belastbaren Drahtwiderständen verwendet man Widerstandsdrähte mit Rechteckquerschnitt, um den Wickelraum besser auszunutzen.

Drahtwiderstände werden meist mit Schellen-, Kappen- oder Lötfahnenanschluss geliefert.

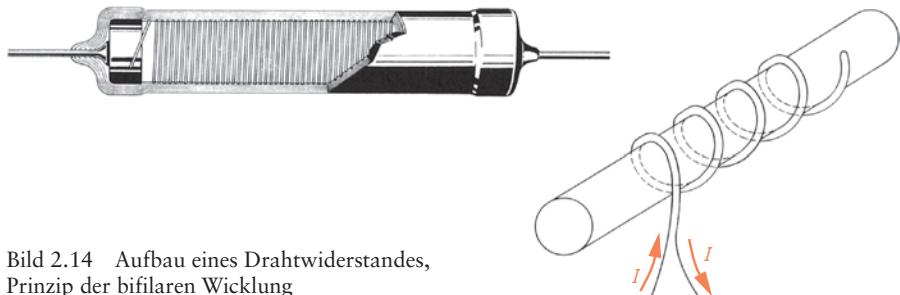
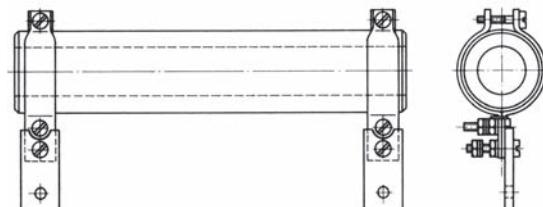
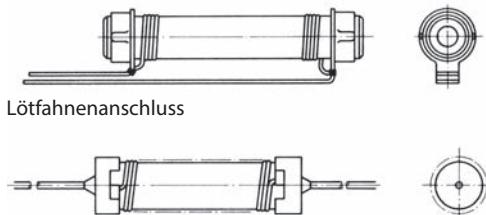


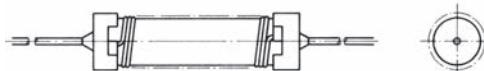
Bild 2.14 Aufbau eines Drahtwiderstandes,  
Prinzip der bifilaren Wicklung



Schellenanschluss



Lötfahnenanschluss



Kappenanschluss

Bild 2.15  
Bauarten von Drahtwiderständen

Kappenlose Anschlüsse mit Drahtenden sind ebenfalls üblich (Bild 2.15).

Die Widerstandswicklung kann ungeschützt, lackiert, zementiert oder glasiert sein.

Am hochwertigsten ist ein Glasurschutz. Es handelt sich um eine porzellanähnliche Abdeckung. Sie bietet einen hervorragenden Schutz gegen Feuchtigkeit, aggressive Bestandteile der Atmosphäre und gegen mechanische Beschädigungen. Einen guten Schutz vor mechanischer Beschädigung bietet auch die Zementierung, nur ist sie feuchtigkeitsdurchlässig.

Die Lackabdeckung bietet keinen großen Schutz, doch ist der Widerstand isoliert, und bei Berührung mit leitenden Teilen der Schaltung entsteht kein Schaden.

Ungeschützte Drahtwiderstände sind mechanischen Beschädigungen und Feuchtigkeit voll ausgesetzt. Sie können jedoch bis zum Schmelzpunkt der Lötstellen, in denen der Widerstandsdräht angelötet ist, erwärmt werden. Dadurch ergibt sich eine hohe Belastbarkeit.

## 2.3 Einstellbare Widerstände

Bei einstellbaren Widerständen kann die Größe des Widerstandswertes in einem bestimmten Bereich eingestellt werden.

Die Einstellung kann, je nach Ausführung, mit einer Drehachse, mit einem Schieber oder mit Hilfe eines Schraubenziehers vorgenommen werden.

Die einfachsten einstellbaren Widerstände sind ungeschützte Drahtwiderstände mit einer verschiebbaren Schelle (Abgreifschelle) (Bild 2.16).

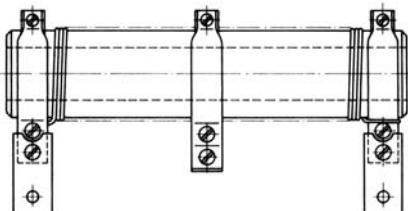


Bild 2.16  
Einstellbarer Widerstand mit  
verschiebbarer Abgreifschelle

Bei den meisten einstellbaren Widerständen wird der Widerstandswert jedoch mit Hilfe eines Schleifkontakte abgegriffen. Der Schleifkontakt kann über eine bestimmte Länge der Widerstandsbahn bewegt werden (Bild 2.17). Diese Strecke wird Arbeitsbereich genannt.

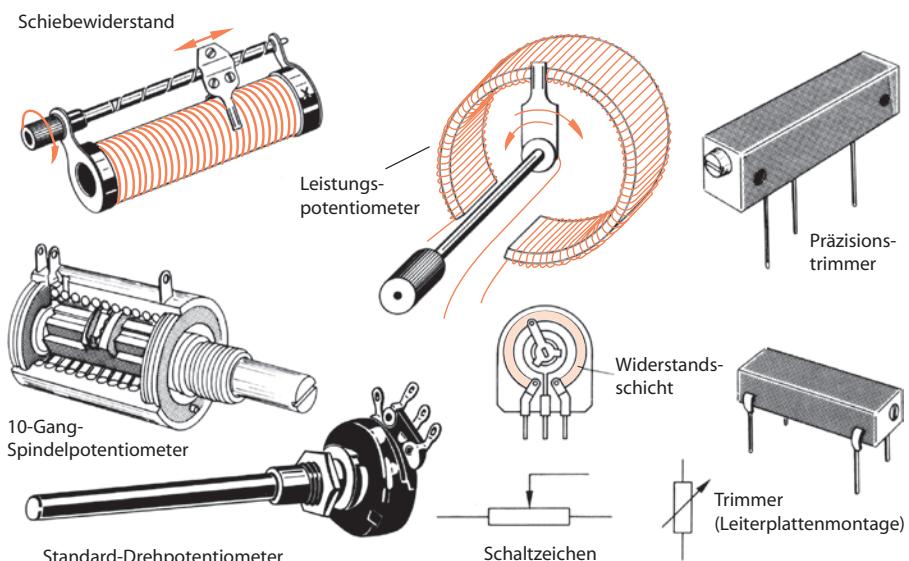


Bild 2.17 Einstellbare Widerstände

Die Widerstandsbahn ist kreisringförmig oder gerade ausgebildet.

Jeder einstellbare Widerstand hat einen Kleinstwert und einen Größtwert. Der Kleinstwert kann null sein. Zwischen Kleinstwert und Größtwert sind sehr verschiedene Widerstandsverläufe möglich (Bild 2.18).

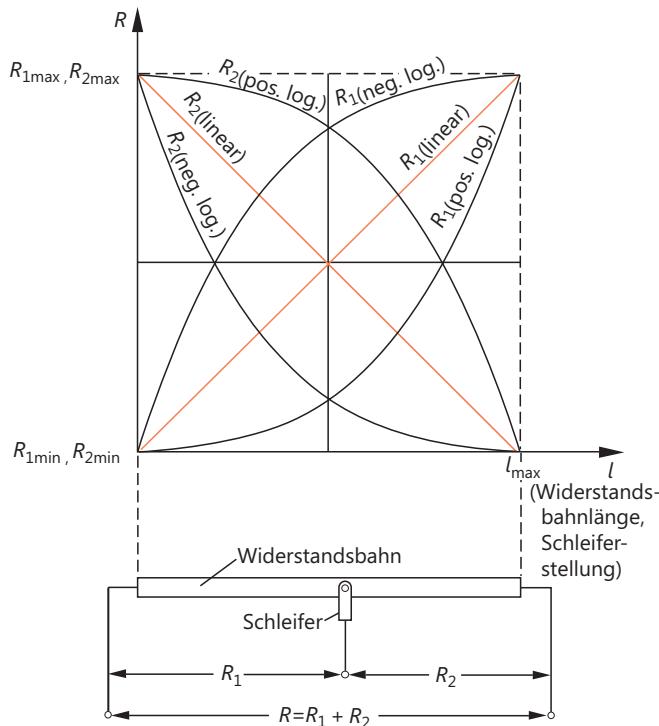


Bild 2.18  
Widerstandskurven  
einstellbarer Widerstände

Beim linearen Widerstandsverlauf nimmt der Widerstandswert pro mm Bahnverlängerung immer um den gleichen Betrag zu. Das bedeutet, pro Drehwinkelgrad ergibt sich stets die gleiche Widerstandszunahme.

Beim positiv-logarithmischen Verlauf nimmt der Widerstandswert pro mm Bahnverlängerung zunächst sehr langsam zu, steigt gegen Ende des Arbeitsbereichs aber stark an (Bild 2.19). Einstellbare Widerstände mit pos.-logarithmischem Widerstandsverlauf werden meist für die Lautstärkeinstellung bei Rundfunk- und Fernsehgeräten verwendet, da die Empfindlichkeit unseres Ohres einen ähnlichen Verlauf hat. Pro Drehwinkelgrad ergibt sich dann eine gleichmäßige Lautstärkezunahme.

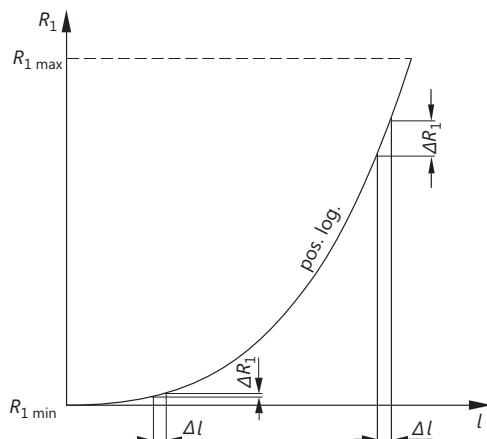


Bild 2.19  
Widerstandsänderung  $R$  pro Bahngröße  $\Delta l$  in verschiedenen Bahnbereichen eines einstellbaren Widerstandes mit positiv-logarithmischem Widerstandsverlauf

Für Steuerungen der verschiedensten Art verwendet man einstellbare Widerstände mit positiv- oder negativ-exponentiellem Widerstandsverlauf. Für die Analogrechen-technik und für Navigationsgeräte benötigt man einstellbare Widerstände mit Sinus-verlauf und mit bestimmtem S-Kurvenverlauf (Bild 2.20). Die Genauigkeit, mit der die Widerstandsverlaufskurven eingehalten werden, ist ein wesentliches Gütemerkmal.

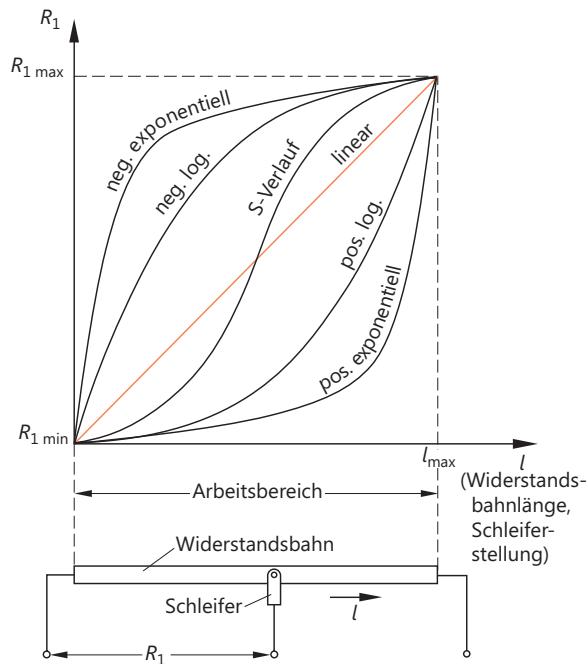


Bild 2.20 Widerstandskurven einstellbarer Widerstände

### 2.3.1 Einstellbare Schichtwiderstände

Die Widerstandsbahnen bestehen aus ähnlichen Werkstoffen wie die Widerstandsbahnen von festen Schichtwiderständen, nur muss hier eine möglichst große *Abriebfestigkeit* und ein geringes *Drehrauschen* angestrebt werden. Das Drehrauschen ist die Störspannung, die beim Drehen des Schleifers entsteht.

#### Definition



Einstellbare Widerstände, deren Widerstandswert durch Drehen einer Achse verändert wird, werden *Potentiometer* genannt. In gedruckten Schaltungen werden kleine Potentiometer ohne Achse verwendet. Sie werden *Trimmer* genannt. Durch Schieben einstellbare Widerstände heißen *Schiebewiderstände*. Der Ausdruck *Schieberegler* sollte nicht verwendet werden, da es sich um einen Einstellvorgang und nicht um einen Regelvorgang handelt.

#### Merksatz



Die vom Hersteller angegebene Belastbarkeit gilt stets für die ganze Widerstandsbahn.

Sind nur Teile der Widerstandsbahn von Strom durchflossen, so ist die Belastbarkeit entsprechend geringer. Einstellbare Schichtwiderstände haben übliche Belastbarkeiten von 0,25 W bis maximal etwa 2 W.

Einstellbare Schichtwiderstände haben oft eine große Kapazität und sind nur bedingt für Hochfrequenzen verwendbar.

Für besonders hochwertige Anwendungen werden Potentiometer mit Widerstandsbahnen aus Leitplastik gefertigt. Sie besitzen eine besonders hohe Abriebfestigkeit und daher eine hohe Lebensdauer.

### 2.3.2 Einstellbare Drahtwiderstände

Sie werden für mittlere bis große Belastbarkeiten gebaut (maximale Belastbarkeit etwa 1 kW).

Sie werden als Schiebewiderstände und als Drehwiderstände hergestellt.

Der Widerstandsdraht wird auf keramische Trägerkörper gewickelt. Die Widerstandswicklung bleibt entweder ungeschützt oder sie wird mit einer Zement- oder Glasurschicht so umhüllt, dass nur die Schleiferbahn frei bleibt (Bild 2.21). Als Schleifer verwendet man Kontaktfedern oder Kohlekontakte.

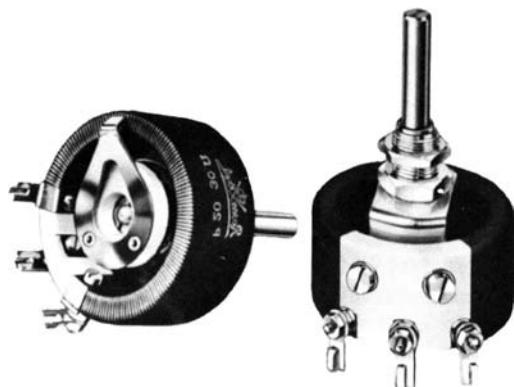


Bild 2.21  
Drahtdrehwiderstand  
(bis zu 500 W)

Der Widerstandsverlauf in Abhängigkeit von der Schleiferbahnlänge ist linear. Andere Widerstandsverläufe sind schwer herzustellen.

Drahtwiderstände können, genau genommen, nicht kontinuierlich, sondern nur stufig eingestellt werden. Der kleinste Betrag, um den der Widerstandswert verändert werden kann, ist der Widerstand einer Drahtwindung.

Für Präzisionsarbeiten (Abgleich, Einstellung von Arbeitspunkten) werden mehrgängige Potentiometer hergestellt. Üblich sind Potentiometer mit 10 Gängen.

### 2.3.3 Widerstandskaskaden

Mechanische Potentiometer unterliegen dem Verschleiß. Die Kohleschicht nutzt sich bei jeder Drehung etwas ab. Widerstandsbahnen aus Leitplastik sind haltbarer, aber auch sie verschleissen im Laufe der Jahre. Die eingestellten Widerstandswerte sind dann ungenau, und bei Audioanwendungen treten Kratzgeräusche auf.

Die Kohleschicht eines Potentiometers kann durch Reihenschaltungen von Widerständen (Kaskaden) ersetzt werden, die über einen Drehschalter oder über einzelne Relais angewählt werden (Bild 2.22).

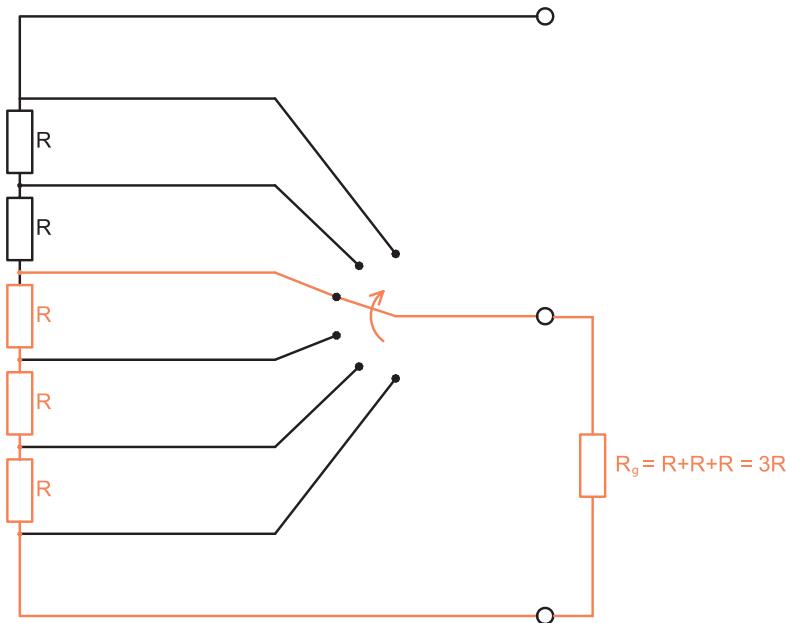


Bild 2.22 Widerstandskaskade mit Stufenschalter

Es wird immer nur ein Schalter eingeschaltet. Dadurch wird die entsprechende Reihenschaltung ausgewählt und an die Ausgangsklemmen gelegt. Der Ausgangswiderstand  $R_g$  ergibt sich aus der Addition der hintereinander geschalteten Einzelwiderstandswerte. Sind die Einzelwiderstände alle gleich, ergibt sich ein Potentiometer mit einem linearen Widerstandsverlauf. Der Widerstand nimmt dann gleichmäßig mit der Änderung des Drehwinkels zu.

Logarithmische Verläufe werden durch Kombination unterschiedlicher Einzelwiderstände realisiert. Das ist von Vorteil, wenn beispielsweise der untere Bereich feiner geregelt werden soll als der obere.

Der Widerstand einer Kaskadenschaltung kann nur stufenweise entsprechend der jeweiligen Reihenschaltung eingestellt werden. Bei einer Audioanwendung kann beispielsweise die Lautstärke nur in Stufen geregelt werden. Es muss daher eine ausreichend große Anzahl von Widerständen in der Kaskade gewählt werden, um den Regelkomfort zu gewährleisten. Die Anzahl der Widerstände bestimmt die Auflösung des Potentiometers. Je mehr Widerstände einzeln schaltbar sind, desto feiner kann der Widerstand eingestellt werden und desto größer ist die Auflösung des Potentiometers.

### 2.3.4 Elektronische Potentiometer

Der Stufenschalter unterliegt mechanischem Verschleiß. Zudem ist eine Fernbedienung bei mechanischen Potentiometern nur mit Stellmotoren aufwendig und vergleichsweise teuer zu realisieren. In vielen Anwendungen, insbesondere in der Unterhaltungselektronik,

nik, ist aber eine Fernbedienung unabdingbar. Daher werden vor allem bei hohen Stückzahlen fast ausschließlich elektronische Schaltungen eingesetzt. Hier übernimmt ein analoger oder digitaler Schaltkreis die Widerstandsänderungen. Am Eingang der Schaltung angeschlossene Taster für  $+$ / $-$  steuern den integrierten Schaltkreis, der im Wesentlichen aus Widerstandskaskaden und Halbleiterschaltern (MOSFETs) besteht. Die Tastimpulse können über Infrarotdioden gesendet und empfangen werden (Bild 2.23).

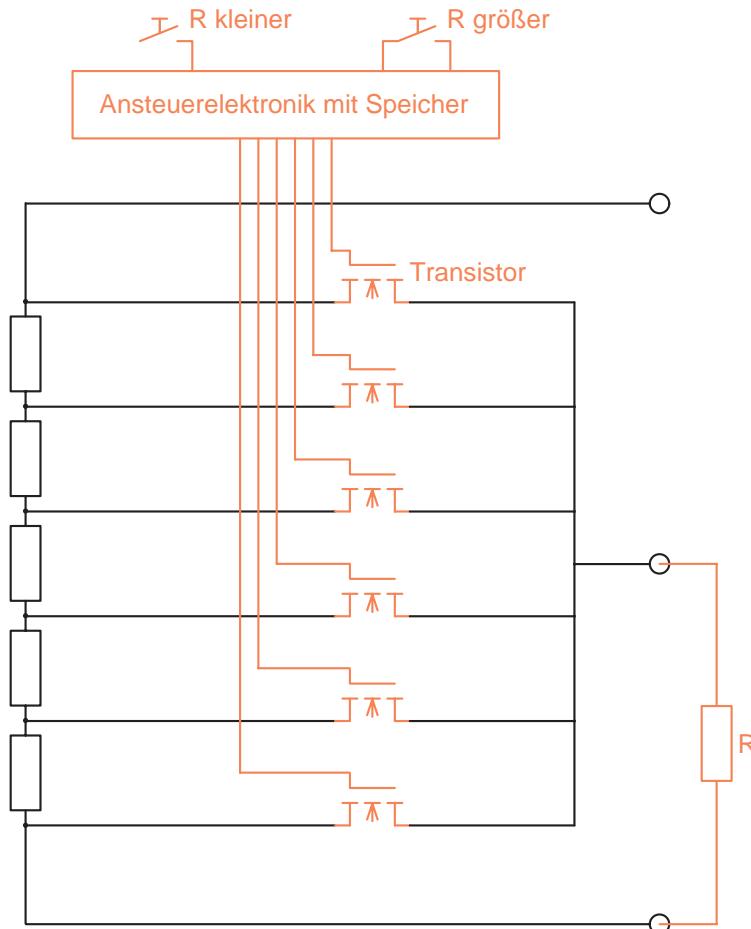


Bild 2.23 Beispiel eines digitalen Potentiometers mit MOSFET-Schaltern

Digitale Potentiometer regeln mit digitalen Eingangssignalen die Widerstandswerte. Sie besitzen zum Teil mehrere Kanäle, z.B. für Audioanwendungen (bis zu 6 Kanäle). Die Steuerung erfolgt über Tasten oder über Drehgeber – ähnlich wie bei einem konventionellen Potentiometer. Die Drehgeber haben häufig keinen Anschlag, sondern erfassen nur die Drehrichtung und übertragen diese an den Signalprozessor. Sie werden auch *Inkrementalgeber* genannt. Es gibt auch Potentiometer, die keine mechanische Eingangsgröße umsetzen, sondern direkt digitale Impulse (Protokolle) auswerten und den Ausgangswiderstand danach einstellen.

Manche digitalen Potentiometer speichern den letzten eingestellten Wert des Schleifers. So wird erreicht, dass beim Einschalten der gleiche Wert anliegt. Solche

Potentiometer haben nichtflüchtige Speicher (*nonvolatile memory*) und heißen entsprechend «Nonvolatile digital Potentiometer». Andere Potentiometer starten nach dem Einschalten mit der Mittelstellung.

Elektronische Potentiometer werden als integrierte Schaltungen (ICs) angeboten. Sie benötigen meist eine Versorgungsspannung von 5 V und sind in Widerstandstoleranzen von 20% bis zu 1% erhältlich. Die Ansteuerelektronik kann über eine Fotodiode die codierten Signale einer Infrarotfernbedienung empfangen und in Stellbefehle umsetzen.

## 2.4 Temperaturabhängigkeit von Widerständen

Die für Festwiderstände und einstellbare Widerstände angegebenen Widerstandswerte gelten normalerweise für eine Temperatur von 20 °C. Ändert man die Temperatur, so ändert sich auch der Widerstandswert. Er wird bei Metallschichten mit steigender Temperatur etwas größer. Die Widerstandswerte von Kohleschichten nehmen mit steigender Temperatur ab. Die Temperaturabhängigkeit von Widerstandswerten wird durch den Temperaturbeiwert  $\alpha$  erfasst. Der Wert von  $\alpha$  wird von den Widerstandsherstellern angegeben.

Die Änderung des Widerstandswertes bei Temperaturerhöhung oder Temperaturabnahme wird mit folgender Gleichung errechnet:

$$\Delta R = R_{20} \cdot \alpha \cdot \Delta \vartheta$$

$\Delta R$  Änderung des Widerstandswertes

$R_{20}$  Widerstandswert bei 20 °C

$\alpha$  Temperaturbeiwert

$\Delta \vartheta$  Temperaturänderung

Der Temperaturbeiwert hat die Einheit  $\frac{1}{\text{°C}}$  bzw.  $\frac{1}{\text{K}}$

Für den erwärmten Widerstand gilt:

$$R_W = R_{20} + \Delta R$$

$R_W$  erwärmter Widerstand (Warmwiderstand)

Für den abgekühlten Widerstand gilt:

$$R_k = R_{20} - \Delta R$$

$R_k$  abgekühlter Widerstand (Kaltwiderstand)

Durch Einsetzen der Gleichung  $\Delta R = R_{20} \cdot \alpha \cdot \Delta \vartheta$  in die Gleichung  $R_W = R_{20} + \Delta R$  erhält man:

$$R_w = R_{20} + \Delta R$$

$$R_w = R_{20} + R_{20} \cdot \alpha \cdot \Delta \vartheta$$

$$R_w = R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta)$$

Entsprechend erhält man für den Kaltwiderstand die Gleichung:

$$R_k = R_{20} \cdot (1 - \alpha \cdot \Delta \vartheta)$$

## 2.5 Heißleiterwiderstände und Kaltleiterwiderstände

Bestimmte Werkstoffe zeigen eine extrem große Temperaturabhängigkeit ihres Widerstandsverhaltens. Aus derartigen Werkstoffen fertigt man Widerstände, deren Widerstandswerte sich bei Temperaturschwankungen stark ändern.

Man unterscheidet *Heißleiterwiderstände* und *Kaltleiterwiderstände*.

### 2.5.1 Heißleiterwiderstände

#### 2.5.1.1 Aufbau und Arbeitsweise

Heißleiterwiderstände leiten im heißen Zustand besonders gut, d.h., ihr Widerstandswert nimmt mit steigender Temperatur ab. Sie haben einen recht großen negativen Temperaturbeiwert und werden daher auch *NTC-Widerstände* genannt (*NTC = Negative Temperature Coefficient*).



#### Merksatz

Der Widerstandswert von NTC-Widerständen (Heißleitern) wird mit ansteigender Temperatur geringer.

In Bild 2.24 sind die Widerstandsverläufe zweier NTC-Widerstände in Abhängigkeit von der Temperatur dargestellt. Die Änderung der Widerstandswerte im angegebenen Temperaturbereich ist sehr groß. Der gekrümmte Verlauf der Kennlinien zeigt, dass der Temperaturbeiwert temperaturabhängig ist.

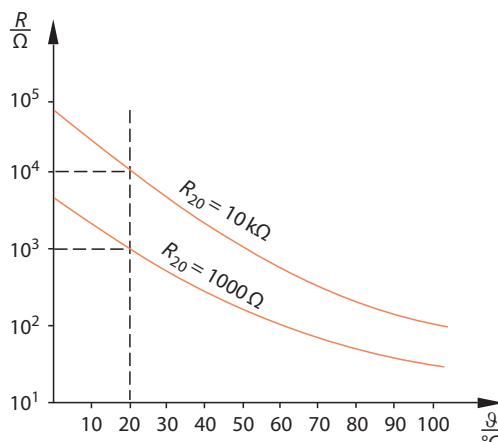


Bild 2.24  
Widerstandskurven von  
NTC-Widerständen

## Merksatz



Die Größe des Temperaturbeiwertes  $\alpha$  hängt vom verwendeten Werkstoff und von der Temperatur des NTC-Widerstandes ab.

Bei den üblichen NTC-Widerständen liegen die Temperaturbeiwerte zwischen  $-2\%/\text{°C}$  bis  $-10\%/\text{°C}$  ( $\alpha = -0,02 \text{ 1/°C}$  bis  $-0,10 \text{ 1/°C}$ ). Statt  $\text{°C}$  wird auch die absolute Temperatur in Kelvin (K) angegeben. 1 Kelvin entspricht  $1\text{°C}$ . Die Temperaturbeiwerte (Temperaturkoeffizienten) liegen somit zwischen  $-2\%/\text{K}$  bis  $-10\%/\text{K}$ .

Da die Temperaturbeiwerte selbst temperaturabhängig sind, wird mit ihnen selten gerechnet. Genaue Widerstandswerte bei bestimmten Temperaturen werden den Kennlinien entnommen.

Die Werkstoffe, die zur Herstellung von NTC-Widerständen verwendet werden, gehören zur Gruppe der Halbleiterwerkstoffe. Es handelt sich um polykristalline Mischkristalle aus Eisenoxiden, Nickeloxiden, Kobaltoxiden, Titanverbindungen und besonderen Beimengungen. Mit steigender Temperatur werden mehr und mehr Elektronen aus ihren Bindungen herausgelöst. Dadurch wird der Werkstoff immer leitfähiger.

### 2.5.1.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die Hersteller von Heißleiterwiderständen geben eine Reihe von Daten an. Folgende Kennwerte und Grenzwerte sind für den Anwender besonders wichtig:

$R_{20}$  Widerstand im kalten Zustand (bei  $20\text{°C}$ )

Statt  $R_{20}$  wird oft  $R_{25}$  oder  $R_{40}$  (Widerstandswerte bei  $25\text{°C}$  bzw. bei  $40\text{°C}$ ) angegeben.

$t$  Abkühlungszeit

Die Abkühlungszeit gibt an, in wie viel Sekunden ein mit  $P_{\max}$  betriebener Heißleiter nach dem Abschalten seinen Widerstandswert verdoppelt

$Tol$  Toleranz des Kaltwiderstandswertes oder eines anderen Widerstandswertes bei bestimmter Temperatur

$P_{\max}$  höchstzulässige Belastung

$\vartheta_{\max 0}$  höchstzulässige Betriebstemperatur bei Nulllast

$\vartheta_{\max P}$  höchstzulässige Betriebstemperatur bei  $P_{\max}$

Bild 2.25 zeigt das Schaltzeichen eines Heißleiterwiderstandes. Die beiden entgegengesetzt gerichteten kleinen Pfeile deuten an, dass bei Zunahme der Temperatur der Widerstand abnimmt.

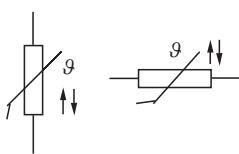


Bild 2.25 Schaltzeichen von Heißleiterwiderständen (NTC-Widerständen)

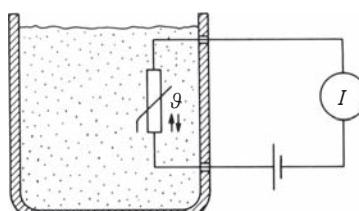


Bild 2.26 Heißleiterwiderstand als Temperaturfühler

### 2.5.1.3 Anwendungen

Heißleiterwiderstände werden in großem Umfang zur Temperaturstabilisierung von Halbleiterschaltungen eingesetzt (Abschnitt 7.11). In Stromkreisen dienen sie zur Herabsetzung des Einschaltstromes. Sie eignen sich ebenfalls gut als Temperaturfühler (Bild 2.26).

## 2.5.2 Kaltleiterwiderstände

### 2.5.2.1 Aufbau und Arbeitsweise

*Kaltleiter leiten in kaltem Zustand besonders gut*, d.h., ihr Widerstandswert nimmt mit steigender Temperatur zu. Sie haben einen recht großen positiven Temperaturbeiwert und werden daher auch PTC-Widerstände genannt (PTC = *Positive Temperature Coefficient*).



#### Merksatz

Der Widerstandswert von PTC-Widerständen (Kaltleitern) wird mit ansteigender Temperatur größer.

In Bild 2.27 ist der Widerstandsverlauf eines PTC-Widerstandes in Abhängigkeit von der Temperatur dargestellt.

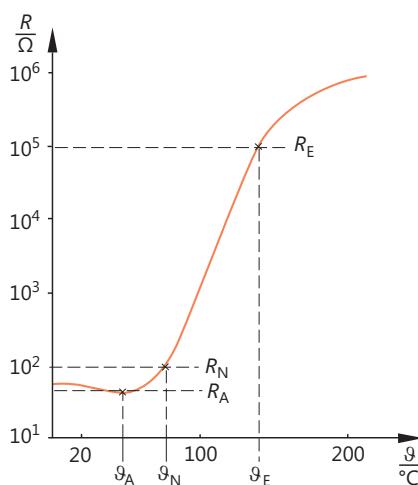


Bild 2.27  
Widerstandsverlauf eines PTC-Widerstandes  
in Abhängigkeit von der Temperatur

Erhöht man von  $20^\circ\text{C}$  ausgehend die Temperatur, so sinkt der Widerstandswert zunächst leicht ab. Durch die Temperaturerhöhung werden Ladungsträger freigesetzt, die die Leitfähigkeit vergrößern. Die Widerstandszunahme beginnt bei der sogenannten *Anfangstemperatur*  $\vartheta_A$ . Der Widerstandsanstieg ist bis zur Temperatur  $\vartheta_N$  stark nichtlinear. Die Temperatur  $\vartheta_N$  heißt *Nenntemperatur*. Von der Nenntemperatur  $\vartheta_N$  bis zur Endtemperatur  $\vartheta_E$  erstreckt sich der eigentliche Arbeitsbereich des PTC-Widerstandes. Der Widerstand nimmt in diesem Bereich sehr stark zu, bei den meisten

PTC-Widerständen um mehrere Zehnerpotenzen. Ursache der starken Widerstandszunahme ist die Ausbildung von Sperrsichten zwischen den Werkstoffkristallen.

Der Temperaturbeiwert  $\alpha$  ist stark temperaturabhängig. Von  $20^\circ\text{C}$  bis zur Temperatur  $\vartheta_A$  ist  $\alpha$  negativ. Ab  $\vartheta_A$  hat der Temperaturbeiwert einen positiven Wert, der im Bereich  $\vartheta_N$  bis  $\vartheta_E$  am größten ist.

*Die Größe des Temperaturbeiwertes  $\alpha$  hängt vom verwendeten Werkstoff und von der Temperatur des PTC-Widerstandes ab.*

Übliche Temperaturbeiwerte liegen etwa zwischen  $\alpha = 0,07 \text{ } 1/\text{ } ^\circ\text{C}$  bis  $\alpha = 0,5 \text{ } 1/\text{ } ^\circ\text{C}$  entsprechend  $7\%/\text{K}$  bis  $50\%/\text{K}$ . Dies gilt für den Bereich  $R_N$  bis  $R_E$  der Kennlinie.

PTC-Widerstände werden aus polykristallinen Titanat-Keramik-Sorten hergestellt. Die Titanat-Keramik wird mit bestimmten Fremdstoffen gezielt verunreinigt. Diesen Vorgang nennt man Dotieren.

### 2.5.2.2 Kennwerte und Grenzwerte (siehe auch Bild 2.27)

$\vartheta_A$	Anfangstemperatur
$R_A$	Anfangswiderstand (Widerstandswert bei $\vartheta_A$ )
$R_{25}$	Widerstandswert bei $25^\circ\text{C}$
$\vartheta_N$	Nenntemperatur
$R_N$	Nennwiderstand (Widerstandswert bei $\vartheta_N$ )
$\alpha_R$	Temperaturbeiwert im steilsten Bereich der $R$ - $\vartheta$ -Kennlinie
$\vartheta_E$	Endtemperatur
$R_E$	Endwiderstand (Widerstandswert bei $\vartheta_E$ )
$U_{\max}$	höchstzulässige Betriebsspannung
$\vartheta_{\max}$	höchstzulässige Temperatur

In Bild 2.28 ist das Schaltzeichen eines Kaltleiterwiderstandes dargestellt.

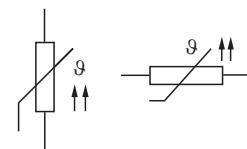


Bild 2.28  
Schaltzeichen von Kaltleiterwiderständen (PTC-Widerständen)

Die beiden gleichgerichteten Pfeile deuten an, dass bei Zunahme der Temperatur der Widerstandswert ebenfalls zunimmt.

### 2.5.2.3 Anwendungen

PTC-Widerstände können im Bereich der *Fremderwärmung* und im Bereich der *Eigenerwärmung* betrieben werden.

#### *Fremderwärmung*

Wird an den PTC-Widerstand nur eine kleine Spannung angelegt (üblich etwa 1 V), so ändert sich die Temperatur praktisch nicht. Der Widerstandswert bleibt angenähert konstant.

**Merksatz**

Die Temperatur des PTC-Widerstandes wird durch die Umgebungstemperatur bestimmt.

Man kann den PTC-Widerstand als Temperaturfühler verwenden. Er wird z.B. in Motor- und Generatorwicklungen eingebaut. Erhöht sich die Temperatur im Innern der Maschine unzulässig stark, so kann eine Sicherheitsabschaltung ausgelöst werden.

*Eigenerwärmung*

Die Spannung am PTC-Widerstand wird so groß gewählt (üblich sind etwa 10 V bis 60 V), dass ein Strom fließt, der den PTC-Widerstand merklich erwärmt.

Mit der Temperatur des PTC-Widerstandes steigt sein Widerstandswert, der Strom geht zurück. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein zwischen der vom Strom «erzeugten» Wärme und der abgegebenen Wärme. Dieser stabile Zustand bleibt erhalten, wenn sich die Kühlung nicht ändert.

**Merksatz**

Die Temperatur des PTC-Widerstandes wird durch die angelegte Spannung und durch die Kühlung bestimmt.

Im Zustand der Eigenerwärmung betriebene PTC-Widerstände werden häufig als Füllstandsmelder eingesetzt (Bild 2.29). Hat die Flüssigkeit den PTC-Widerstand erreicht, so kühlt sie ihn stark. Der Widerstandswert nimmt erheblich ab. Der Füllvorgang kann automatisch unterbrochen werden.

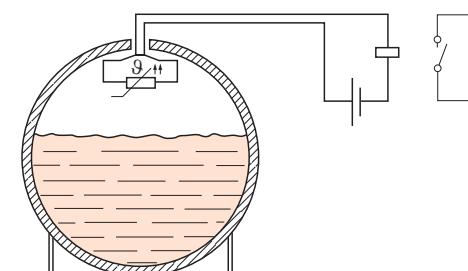


Bild 2.29  
PTC-Widerstand als Füllstandsmelder  
(z.B. als Grenzwertmelder)

Die Zustandsbereiche *Fremderwärmung* und *Eigenerwärmung* können aus der stationären Strom-Spannungs-Kennlinie (Bild 2.30) entnommen werden. Diese Kennlinie wird bei sehr langsamer Spannungserhöhung aufgenommen. Man muss nach jedem Vergrößern der Spannung zunächst warten, bis sich der vorstehend beschriebene Gleichgewichtszustand auch eingestellt hat. Daher nennt man diese Kennlinie auch stationäre Kennlinie.

Bei kleinen Spannungen wird wenig elektrische Energie in Wärme umgesetzt. Der PTC-Widerstand behält seine Temperatur bei. Er hat in diesem Bereich der Fremderwärmung einen fast konstanten Widerstandswert (Bild 2.31).

Im Bereich der Eigenerwärmung ändert sich der Widerstandswert stark. Für jeden Spannungswert gibt es einen Zustandspunkt, in dem Gleichgewicht zwischen der erzeugten und der abgeföhrten Wärme herrscht.

Bild 2.30  
Stationäre Kennlinie eines  
PTC-Widerstandes

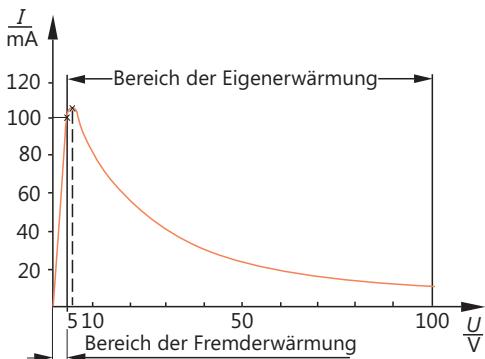
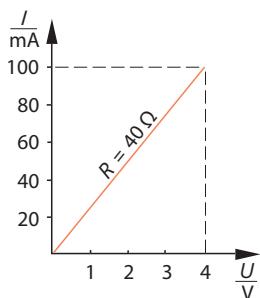


Bild 2.31  
Widerstandsverlauf im Bereich der Fremderwärmung



## 2.6 Spannungsabhängige Widerstände

### 2.6.1 Aufbau und Arbeitsweise

Bei spannungsabhängigen Widerständen ändert sich der Widerstandswert mit der anliegenden Spannung. Diese Widerstände werden auch *VDR-Widerstände* genannt (*VDR* = *Voltage Dependent Resistor*, engl. = spannungsabhängiger Widerstand).

Zur Herstellung von VDR-Widerständen verwendet man Siliziumkarbid mit bestimmten Korngrößen und elektrischen Eigenschaften. Das Siliziumkarbid wird mit einem keramischen Binder zu Scheiben oder Stäben gepresst. Diese Körper werden dann gesintert. Die elektrischen Eigenschaften werden durch die Sinterzeit und durch die Sintertemperatur beeinflusst.

Der fertig gesinterte Widerstandskörper erhält metallische Kontaktflächen und Anschlussdrähte und eine Schutzlackschicht.

Das gesinterte Siliziumkarbid ist ein polykristalliner Halbleiterwerkstoff, d.h., er besteht aus vielen kleinen Halbleiterkristallen. Diese Halbleiterkristalle stellen viele kleine Halbleiterzonen unterschiedlicher Leitfähigkeit dar. Zwischen den kleinen Halbleiterzonen entstehen Sperrsichten ähnlich wie bei Halbleiterdioden. Die Polung dieser Sperrsichten ist völlig unregelmäßig.

Durch die angelegte Spannung entsteht ein elektrisches Feld. Die Kräfte dieses elektrischen Feldes bauen die Sperrsichten teilweise ab.

Je größer die angelegte Spannung, desto größer ist die elektrische Feldstärke, desto mehr Sperrsichten werden abgebaut.

**Merksatz**

Der Widerstandswert eines VDR-Widerstandes wird mit zunehmender Spannung immer kleiner. Die Polung der Spannung spielt keine Rolle.

Bild 2.32 zeigt den Verlauf des Widerstandes in Abhängigkeit von der Spannung.  
Die  $I$ - $U$ -Kennlinie des VDR-Widerstandes ist in Bild 2.33 dargestellt.

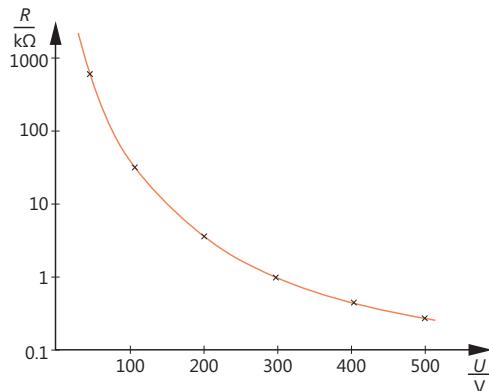


Bild 2.32  
Widerstandsverlauf eines  
VDR-Widerstandes in Abhängigkeit  
von der Spannung

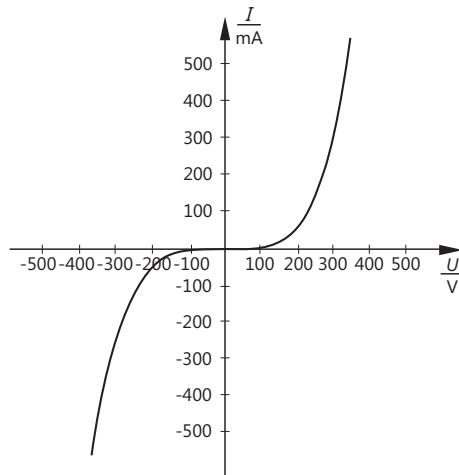


Bild 2.33  
 $I$ - $U$ -Kennlinie eines  
VDR-Widerstandes

## 2.6.2 Kennwerte und Grenzwerte

Das wesentliche Verhalten des VDR-Widerstandes ist durch die  $I$ - $U$ -Kennlinie gegeben. Sie verläuft nach der Einheitengleichung

$$U = C \cdot I^\beta$$

$\beta$  Regelfaktor

C Konstante, die von den Abmessungen des VDR-Widerstandes abhängt.  
( $U$  in Volt,  $I$  in Ampere)

$$I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}}$$

Die Konstante C gibt die Spannung an, bei der ein Strom von 1 A durch den VDR-Widerstand fließt (üblich  $C = 15$  bis  $C = 5000$ ).

$\beta$  = Regelfaktor. Der Wert von  $\beta$  ist ein Maß für die Steilheit der Kennlinie (üblich Werte 0,15 bis 0,40).

Zusätzlich zu diesen Werten werden von den Herstellern noch bestimmte Kurvenpunkte der I-U-Kennlinie angegeben (Messwerte).

Grenzwerte sind:

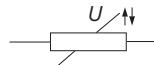
$P_{\max}$  höchstzulässige Belastbarkeit

$\vartheta_{\max}$  höchstzulässige Temperatur

Die Kennwerte werden für Gleichspannung angegeben. Die I-U-Kennlinie gilt ebenfalls für Gleichspannung. Bei Wechselspannungsbetrieb weichen die Werte etwas ab.

Das Schaltzeichen eines VDR-Widerstandes ist in Bild 2.34 angegeben. Die beiden kleinen entgegengerichteten Pfeile deuten an, dass bei zunehmender Spannung der Widerstandswert abnimmt.

Bild 2.34  
Schaltzeichen eines VDR-Widerstandes



### Beispiel



Für einen VDR-Widerstand werden vom Hersteller folgende Daten angegeben:

$$C = 100$$

$$\beta = 0,2$$

Welche Ohmwerte hat dieser VDR-Widerstand bei

- a) 10 V,
- b) 25 V,
- c) 50 V,
- d) 75 V,
- e) 100 V?

Es sind zuerst die sich ergebenden Ströme zu berechnen, dann die Widerstandswerte.

$$a) I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \left( \frac{10}{100} \right)^{\frac{1}{0,2}} A = (0,1)^5 A = 10 \mu A$$

$$R = \frac{U}{I} = \frac{10 \text{ V}}{10 \mu \text{A}} = \underline{\underline{1 \text{ M}\Omega}}$$

$$\text{b) } I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \left( \frac{25}{100} \right)^{\frac{1}{0,2}} A = (0,25)^5 A = 0,997 \text{ mA}$$

$$R = \frac{25 \text{ V}}{0,997 \text{ mA}} = \underline{\underline{25,59 \text{ k}\Omega}}$$

$$\text{c) } I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \left( \frac{50}{100} \right)^{\frac{1}{0,2}} A = (0,5)^5 A = 31,25 \text{ mA}$$

$$R = \frac{50 \text{ V}}{31,25 \text{ mA}} = \underline{\underline{1,6 \text{ k}\Omega}}$$

$$\text{d) } I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \left( \frac{75}{100} \right)^{\frac{1}{0,2}} A = (0,75)^5 A = 237,3 \text{ mA}$$

$$R = \frac{75 \text{ V}}{237,3 \text{ mA}} = \underline{\underline{316 \text{ k}\Omega}}$$

$$\text{e) } I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \left( \frac{100}{100} \right)^{\frac{1}{0,2}} A = (1)^5 A = 1 \text{ A}$$

$$R = \frac{100 \text{ V}}{1 \text{ A}} = \underline{\underline{100 \Omega}}$$

Beim Einsatz von VDR-Widerständen ist darauf zu achten, dass die höchstzulässige Belastbarkeit nicht überschritten wird. Die tatsächliche Belastung ergibt sich aus der Gleichung  $P = U \cdot I$ . Die tatsächliche Belastung muss stets gleich oder kleiner als die höchstzulässige Belastbarkeit sein.

### 2.6.3 Anwendungen

Spannungsabhängige Widerstände eignen sich sehr gut zur Spannungsbegrenzung. Sie werden zu diesem Zweck auch häufig eingesetzt. Sie können als Schutzwiderstände parallel zu Bauteilen geschaltet werden, die durch Überspannungen gefährdet sind (Bild 2.35).

VDR-Widerstände erzeugen Verformungen von Spannungs- und Stromkurven.

Wird z.B. eine sinusförmige Spannung an einen VDR-Widerstand gelegt, so fließt ein nichtsinusförmiger Strom durch den VDR-Widerstand (Bild 2.36).

Lässt man einen sinusförmigen Strom durch den VDR-Widerstand fließen, so entsteht an seinen Klemmen eine nichtsinusförmige Spannung.

Diese Verformungseigenschaft wird in der Impulstechnik, in der Fernsehtechnik und in der Steuer- und Regelungstechnik genutzt.

Bild 2.35  
VDR-Widerstand als Schutz gegen zu hohe Kollektor-Emitter-Sperrspannung

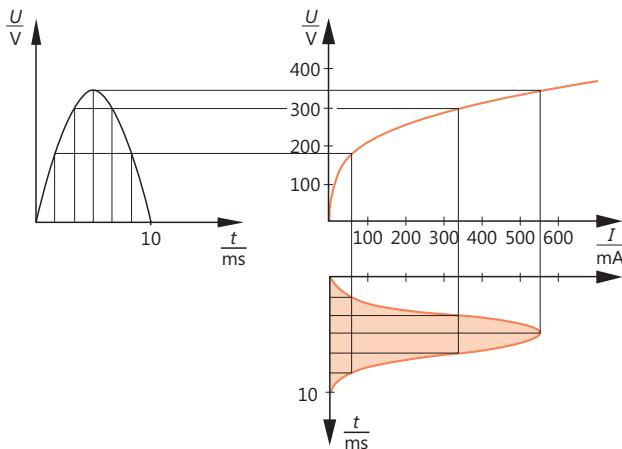
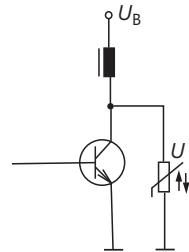


Bild 2.36 Stromverformung durch einen VDR-Widerstand bei sinusförmiger Wechselspannung

## 2.7 Lernziel-Test

- Was versteht man unter einem linearen, was unter einem nichtlinearen Widerstand?
- Wie wird der differentielle Widerstand  $r$  eines Bauteiles ermittelt?
- Was sind IEC-Widerstands-Normreihen?
- Nennen Sie die Widerstandswerte der Normreihe E 12, die zwischen den Ohmwerten 400 Ohm und 10 Kilohm liegen.
- Wieviel Widerstandswerte hat die Normreihe E 96 im Bereich 100 Ohm bis 1000 Ohm? Welche Toleranz gehört zu dieser Normreihe?
- Für die Belastbarkeit gibt es eine Nennlastreihe. Nennen Sie die Belastbarkeitswerte bis 20 W.
- Für die Kennzeichnung der Widerstände werden zwei internationale Farbcodes verwendet, ein Farbcode für Vierfachberingung und ein Farbcode für Fünffachberingung. Welche Bedeutung haben die Ringe a) bei Vierfachberingung, b) bei Fünffachberingung?
- Einige Widerstände sind wie folgt beringt; welche Nennwiderstände und Toleranzen haben sie?

1. Ring	2. Ring	3. Ring	4. Ring
a) braun	schwarz	orange	gold
b) grau	rot	braun	silber

- |          |         |        |         |  |
|----------|---------|--------|---------|--|
| c) rot   | rot     | gold   | gold    |  |
| d) gelb  | violett | blau   | farblos |  |
| e) braun | grün    | silber | silber  |  |
- 
- | 1. Ring  | 2. Ring | 3. Ring | 4. Ring | 5. Ring |
|----------|---------|---------|---------|---------|
| f) grün  | orange  | blau    | silber  | rot     |
| g) grau  | grau    | violett | blau    | braun   |
| h) rot   | violett | gelb    | schwarz | rot     |
| i) braun | orange  | grau    | gold    | braun   |
| k) gelb  | orange  | rot     | braun   | braun   |
9. Geben Sie die Fünffachberingung für folgende Widerstände an:
- a)  $3,74\Omega \pm 1\%$       b)  $681\text{k}\Omega \pm 2\%$       c)  $114\Omega \pm 0,5\%$   
 d)  $2,46\text{M}\Omega \pm 0,5\%$     e)  $46,4\text{k}\Omega \pm 1\%$     f)  $7150\Omega \pm 2\%$
10. Welche Werkstoffe werden für die Herstellung von Schichtwiderständen verwendet?
11. Was versteht man bei Schichtwiderständen unter Wendelschliff, was unter Mäanderschliff? Welchen Zweck haben diese Schliffarten?
12. Erklären Sie den Begriff SMD-Technik. Wie ist ein SMD-Widerstand aufgebaut?
13. Widerstände können in Dünnfilmtechnik und in Dickschichttechnik hergestellt, werden. Beschreiben Sie diese Herstellungstechniken.
14. Wie sind Drahtwiderstände aufgebaut?
15. Wie vermindert man bei Drahtwiderständen die Induktivität?
16. Ein einstellbarer Widerstand (Potentiometer) hat einen positiv-logarithmischen Widerstandsverlauf. Skizzieren Sie den Widerstandsverlauf in Abhängigkeit von der Bahnlänge bzw. vom Drehwinkel.
17. Was versteht man beim einstellbaren Widerstand unter Drehrauschen?
18. Welche Vorteile und Nachteile haben einstellbare Drahtwiderstände gegenüber einstellbaren Schichtwiderständen?
19. Was gibt der Temperaturbeiwert  $\alpha$ , auch Temperaturkoeffizient genannt, eines Widerstandswerkstoffes an?
20. Ein Drehwiderstand aus dem Widerstandswerkstoff Nikelin hat einen Nennwert von  $R_{20} = 490\Omega$ . Der Widerstand wird auf eine Betriebstemperatur von  $110^\circ\text{C}$  erwärmt. Berechnen Sie den Ohmwert bei Betriebstemperatur. Der Temperaturbeiwert von Nikelin ist
- $$\alpha_{\text{NK}} = +0,15 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$$
21. Wie verhält sich der Widerstandswert eines NTC-Widerstandes bei Temperaturhöhung?
22. Wie ist die Abkühlzeit eines Heißleiterwiderandes festgelegt?
23. Skizzieren Sie die typische Kennlinie eines PTC-Widerstandes (Widerstandsverlauf  $R$  in Abhängigkeit von der Temperatur).
24. Was versteht man bei einem Kaltleiterwiderstand unter Eigenerwärmung und unter Fremderwärmung?

25. Wie ändert sich der Widerstandswert eines VDR-Widerstandes mit ansteigender Spannung?
26. Skizzieren Sie die typische  $I-U$ -Kennlinie eines VDR-Widerstandes.
27. Ein VDR-Widerstand hat eine C-Konstante von 120 und einen Regelfaktor  $\beta$  von 0,3. Welchen Ohmwert hat der VDR-Widerstand  
a) bei 20V,  
b) bei 100V?
28. Legt man an einen VDR-Widerstand eine sinusförmige Spannung, so fließt ein nichtsinusförmiger Strom. Warum?
29. Für einen PTC-Widerstand wird die Kennlinie Bild 2.37 angegeben. Was sagt diese Kennlinie aus?

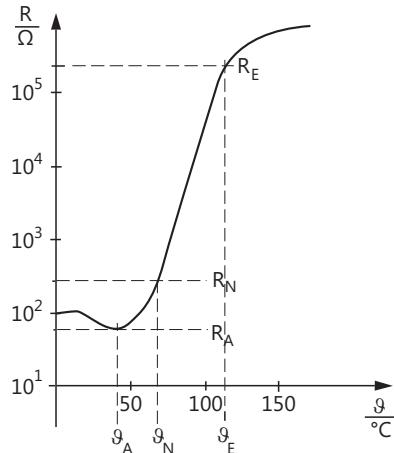
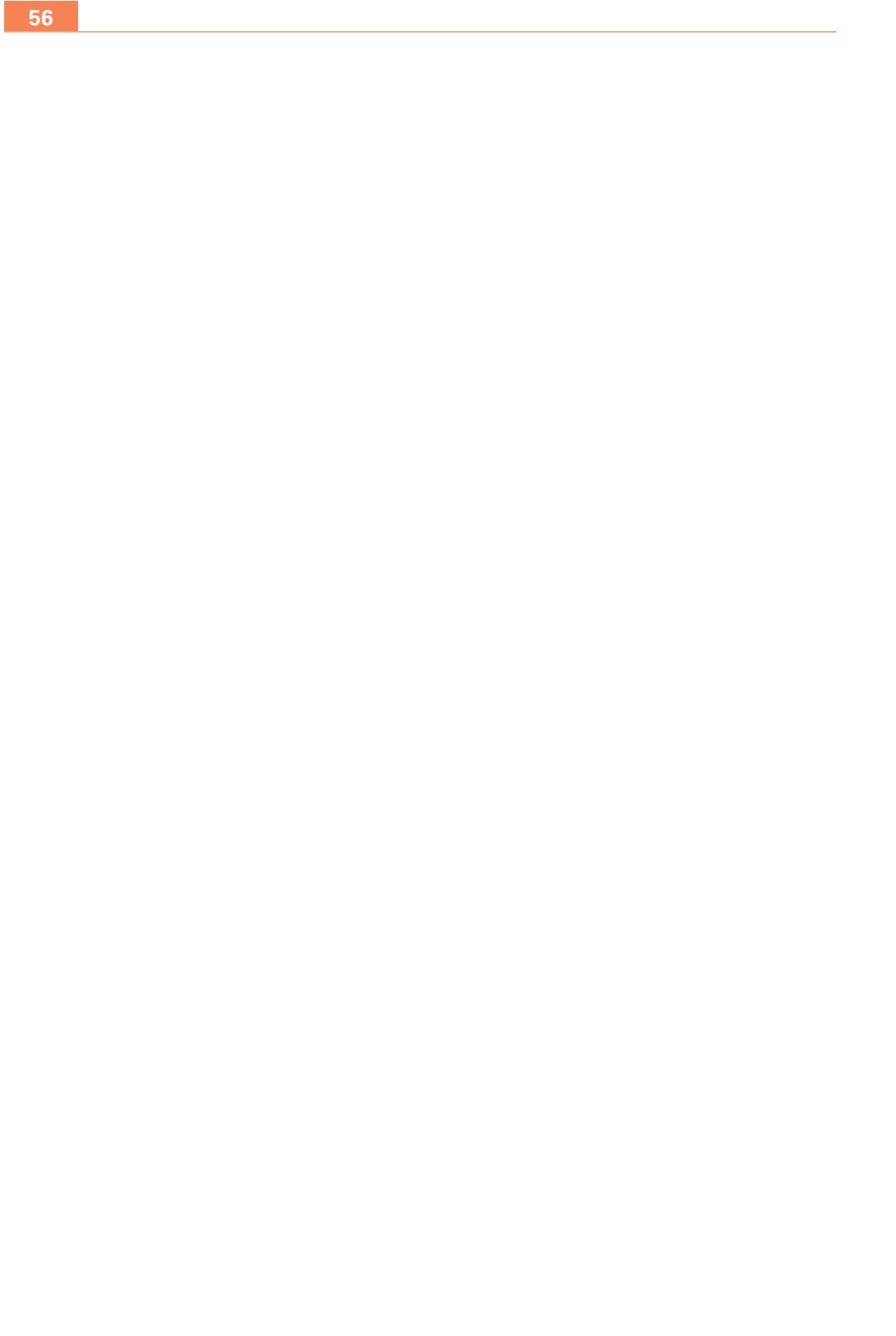


Bild 2.37  
Kennlinie eines PTC-Widerstandes



# 3 Kondensatoren und Spulen

## 3.1 Kapazität

Körper, die mehr Elektronen enthalten als Protonen, sind negativ elektrisch geladen. Die negative Ladung ist die Summe der Elementarladungen der überzähligen Elektronen.

Körper, die weniger Elektronen enthalten als Protonen, sind positiv elektrisch geladen. Die positive Ladung ist die Summe der Elementarladungen der überzähligen Protonen.

### Definition



Der Raum um die elektrisch geladenen Körper ist in einem besonderen Zustand:  
Dieser besondere Raumzustand wird elektrisches Feld genannt.

Man denkt sich das elektrische Feld aus Feldlinien bestehend. Den Feldlinien ist eine Richtung zugeordnet. Sie gehen von der positiven Ladung aus und enden in der negativen Ladung. Legt man an zwei benachbarte voneinander isolierte elektrisch leitfähige Körper eine Spannung an, so werden diese beiden Körper geladen (Bild 3.1).

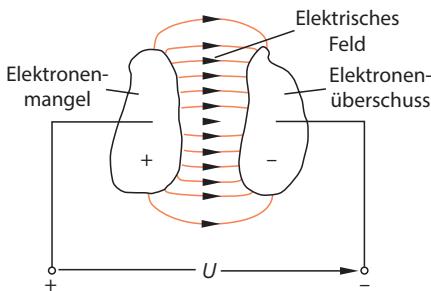


Bild 3.1  
Elektrisches Feld zwischen elektrisch geladenen Körpern

Der mit dem Minuspol der Spannungsquelle verbundene Körper erhält eine bestimmte Menge zusätzlicher Elektronen. Die gleiche Menge Elektronen wird von dem mit dem Pluspol der Spannungsquelle verbundenen Körper abgesaugt. Zwischen beiden Körpern entsteht ein elektrisches Feld.

Die Größe der Ladung  $Q$ , die die beiden Körper aufnehmen können, hängt von der Ausdehnung, Form und Stärke des elektrischen Feldes ab.

Das entstehende elektrische Feld ist abhängig von der angelegten Spannung, von den Abmessungen der beiden Körper und von dem Abstand, den sie zueinander haben.

Der Einfluss, den die Körperabmessungen, ihr gegenseitiger Abstand und der zwischen ihnen befindliche isolierende Stoff auf die Aufnahmefähigkeit elektrischer Ladung haben, wird in einer Größe zusammengefasst. Diese Größe wird *Kapazität* genannt (Formelzeichen  $C$ ). Kapazität heißt Fassungsvermögen, Aufnahmefähigkeit.

Die Kapazität ist der Proportionalitätsfaktor zwischen der Ladung  $Q$  und der Spannung  $U$ .

$$Q = C \cdot U$$

Q elektrische Ladung  
 C Kapazität  
 U Spannung

Aus der Gleichung  $Q = C \cdot U$  ergibt sich die Einheit der Kapazität. Die elektrische Ladung hat die Einheit Amperesekunden (As) = Coulomb.

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

$$[C] = \frac{\text{As}}{\text{V}} = \text{Ss} = \text{F}$$

Die Einheit As/V bzw. Ss wird Farad (F) genannt.

$$\begin{aligned} 1 \text{ Farad} &= 1 \text{ Siemenssekunde} \\ 1 \text{ F} &= 1 \text{ Ss} \end{aligned}$$

Das Farad ist eine recht große Einheit. Folgende Teile dieser Einheit sind üblich:

$$\begin{aligned} 1 \text{ Millifarad} &= 1 \text{ mF} = 10^{-3} \text{ F} \\ 1 \text{ Mikrofarad} &= 1 \text{ } \mu\text{F} = 10^{-6} \text{ F} \\ 1 \text{ Nanofarad} &= 1 \text{ nF} = 10^{-9} \text{ F} \\ 1 \text{ Picofarad} &= 1 \text{ pF} = 10^{-12} \text{ F} \end{aligned}$$



### Merksatz

Eine Anordnung leitfähiger Körper hat eine Kapazität von 1 Farad, wenn bei Anlegen einer Spannung von 1 Volt eine Ladung von 1 Coulomb aufgenommen wird.

Eine Kapazität besteht immer zwischen zwei voneinander isolierten elektrisch leitfähigen Körpern. Die beiden Adern einer Doppelleitung haben eine Kapazität. Ein über der Erde ausgespannter Draht bildet mit der Erde eine Kapazität. Zwei voneinander isolierte Leiterbahnen einer Leiterplatte stellen eine Kapazität dar.



### Merksatz

Kapazität ist die Eigenschaft, unter dem Einfluss einer Spannung elektrische Ladungen speichern zu können.

Die Größe der Kapazität hängt von der Fläche ab, auf der sich die beiden Beläge gegenüberstehen, vom Abstand der beiden Beläge und von der Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  des Dielektrikums.

Für einen Plattenkondensator (Bild 3.2) gilt:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{a}$$

C Kapazität  
 $\epsilon_0$  Dielektrizitätskonstante

$$\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$$

$\epsilon_r$  Dielektrizitätszahl  
A Fläche, auf der sich die beiden Beläge gegenüberstehen  
a Abstand der Beläge

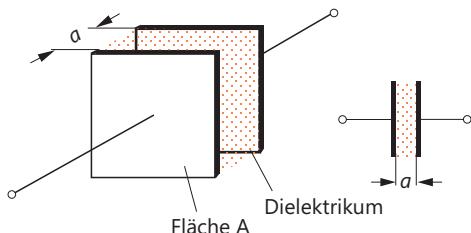


Bild 3.2  
Plattenkondensator

Um große Kapazitäten zu erreichen, verwendet man statt der Platten Metallfolien oder metallisierte Kunststofffolien, die mit zwischengelegten Isolierschichten aufgerollt werden (s. Bauarten).

## 3.2 Kondensatoren

### 3.2.1 Allgemeines

#### Definition



Kondensatoren sind Bauteile, die eine gewollte Kapazität bestimmter Größe haben.

Diese Nennkapazität kann innerhalb eines bestimmten Toleranzbereiches schwanken. Sie ist außerdem temperaturabhängig.

Der zwischen den beiden elektrisch leitfähigen Körpern (Belägen) befindliche Isolierstoff wird Dielektrikum genannt. Das Dielektrikum hat eine bestimmte Durchschlagsfestigkeit. Durch diese Durchschlagsfestigkeit ist die höchste Spannung, die an den Kondensator angelegt werden darf, bestimmt.

Das Dielektrikum hat keinen unendlich großen Widerstand. Ein aufgeladener Kondensator entlädt sich selbst. Im Dielektrikum wird elektrische Arbeit in Wärme umgesetzt. Ein Kondensator hat Verluste. Diese setzen sich zusammen aus den Isolationsverlusten, den Zuleitungs- und Belagsverlusten und den dielektrischen Verlusten. Die dielektrischen Verluste entstehen bei Betrieb an Wechselspannung. Das Dielektrikum wird häufig unipolarisiert.

Man unterscheidet *Gleichspannungskondensatoren* und *Wechselspannungskondensatoren*. Gleichspannungskondensatoren sind für den Betrieb an Gleichspannung gebaut. Man verwendet Isolierstoffe (Dielektrika), die bei Wechselspannungsbetrieb verhältnismäßig große Verluste haben. Gleichspannungskondensatoren für eine

bestimmte Nennspannung dürfen nicht an einer Wechselspannung gleichen Scheitelwertes betrieben werden. In Sonderfällen ist ein Betrieb an einer wesentlich kleineren Wechselspannung möglich. Der Betrieb an einer Gleichspannung mit überlagerter Wechselspannung ist bis zu einer bestimmten Größe der Wechselspannung erlaubt.

Wechselspannungskondensatoren sind für den Betrieb an Wechselspannung geeignet. Sie sind für die bei Wechselspannung auftretenden größeren Verluste bemessen und dürfen auch an Gleichspannungen verwendet werden, deren Höhe den Effektivwert der Nennwechselspannung nicht überschreitet.

Kondensatoren werden in sehr unterschiedlichen Gehäusen geliefert. Für große Kapazitäten und hohe Nennspannungen verwendet man Bechergehäuse, sonst Wickelgehäuse mit axialen Anschlussdrähten oder SMD-Gehäuse ohne Anschlussdrähte für die Oberflächenmontage (siehe auch Abschnitt 2.2.2).

### *Kennwerte und Grenzwerte*

Kennwerte und Grenzwerte eines Kondensators beschreiben seine Eigenschaften.

#### *Kennwerte:*

Nennkapazität

Auslieferungstoleranz

Temperaturabhängigkeit der Kapazität

Feuchteabhängigkeit der Kapazität

Selbstentlade-Zeitkonstante

Betriebstemperaturbereich

Brauchbarkeitsdauer

Betriebszuverlässigkeit

*Verlustfaktor*

#### *Grenzwerte:*

*Nennspannung*

Dauergrenzspannung

Spitzenspannung

zulässige Wechselspannungen

Nennkapazität und Toleranz werden entweder mit Zahlenwert und Einheit auf den Kondensatorkörper aufgedruckt oder durch Farbringe (Farbpunkte) nach einem Farbcodewort angegeben. Dieser Farbcodewort entspricht weitgehend dem für Widerstände gültigen Farbcodewort. Der 5. Ring oder Punkt gibt die Nennspannung an (Tabelle 3.1).

Tabelle 3.1 Farbcodewort

Farbe	1. Ring 1. Ziffer	2. Ring 2. Ziffer	3. Ring Multiplikator	4. Ring Toleranz	5. Ring Nennspannung
keine	—	—	—	± 20%	5000V
Silber	—	—	$10^{-2}$	± 10%	2000V
Gold	—	—	$10^{-1}$	± 5%	1000V
Schwarz	—	0	$10^0 \text{ pF}$		
Braun	1	1	$10^1 \text{ pF}$	± 1%	100V
Rot	2	2	$10^2 \text{ pF}$	± 2%	200V
Orange	3	3	$10^3 \text{ pF}$		300V
Gelb	4	4	$10^4 \text{ pF}$		400V
Grün	5	5	$10^5 \text{ pF}$	± 0,5%	500V
Blau	6	6	$10^6 \text{ pF}$		600V
Violett	7	7	$10^7 \text{ pF}$		700V
Grau	8	8	$10^8 \text{ pF}$		800V
Weiß	9	9	$10^9 \text{ pF}$		900V

Die Nennkapazitäten sind nach den IEC-Normreihen gestuft (siehe Kapitel 2, Widerstände). Vorzugsweise werden die Reihen E 6, E 12 und E 24 verwendet. Für Präzisionskondensatoren gelten die Reihen E 48, E 96 und E 192.

Die außenliegende leitfähige Schicht eines Kondensators kann als Abschirmung verwendet werden, wenn man sie an Masse anschließt. Es ist deshalb wichtig zu wissen, an welchem Kondensatoranschluss der *Außenbelag* liegt.

Bei Kondensatoren mit Farbringkennzeichnung liegt der Außenbelag an der Anschlussseite, die zu den Farbringen den größten Abstand hat (Bild 3.3). Bei anderen Kondensatoren ist der Außenbelag durch einen Strich, schwarzen Ring oder durch einen stilisierten Schirm (Bild 3.4) gekennzeichnet.

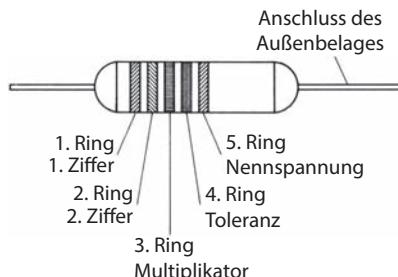


Bild 3.3  
Farbringkennzeichnung von Kondensatoren

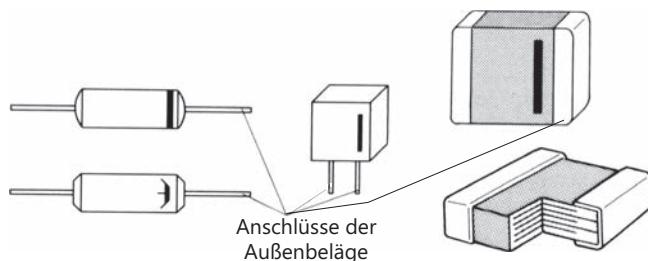


Bild 3.4  
Kennzeichnung des Außenbelages von Kondensatoren, rechts SMD-Kondensatoren

Die Temperaturabhängigkeit eines Kondensators wird durch den Temperaturbeiwert  $\alpha_c$  angegeben. Es gilt:

$$\Delta C = C \cdot \alpha_c \cdot \Delta \vartheta$$

$\Delta C$  Kapazitätsänderung

C Kapazität bei 20 °C oder 40 °C (Nennkapazität)

$\alpha_c$  Temperaturbeiwert [1/°C]

$\Delta \vartheta$  Temperaturänderung

Die anderen Kennwerte sind den Datenblättern der Hersteller zu entnehmen. Bei einigen Herstellern sind weitere Kennwerte durch firmeneigene Buchstaben- und Zifferncodes auf den Kondensatorkörpern angegeben.

## Definition



Die Selbstantladezeitkonstante  $\tau_s$  ist das Produkt aus Isolationswiderstand  $R_{is}$  und Kapazität des Kondensators.

$$\tau_s = R_{is} \cdot C$$

Je größer die Selbstentladzeitkonstante ist, desto hochwertiger ist der Kondensator. Übliche Werte sind  $\tau_s = 1000$  s bis  $\tau_s = 10\,000$  s (s = Sekunden).

Der Betriebstemperaturbereich gibt den zulässigen Temperaturbereich an, in dem der Kondensator betrieben werden darf.

Unter Brauchbarkeitsdauer versteht man die vom Hersteller angegebene Lebensdauer eines Kondensators. Sie wird bestimmt unter Annahme bestimmter Pausen- und Lagerzeiten. Die Brauchbarkeitsdauer liegt meist zwischen 8 und 15 Jahren.

Die Betriebszuverlässigkeit gibt die Anzahl der Betriebsstunden an, in denen ein bestimmter Prozentsatz der Kondensatoren ausfallen kann, z.B. 100 000 h/3%.

Das bedeutet, dass innerhalb von 100 000 Betriebsstunden 3% der Kondensatoren ausfallen dürfen.

Der Verlustfaktor  $\tan \delta$  ist frequenzabhängig. Er nimmt mit steigender Frequenz stark zu. Eine gewisse Temperaturabhängigkeit ist ebenfalls vorhanden.

Die für einen Kondensator angegebene Nennspannung gilt für eine Umgebungstemperatur bis 40 °C. Der Nennspannungswert darf im Dauerbetrieb nicht überschritten werden.

Bei Umgebungstemperaturen, die über 40 °C liegen, ist die Dauergrenzspannung zu beachten. Sie liegt umso niedriger, je höher die Umgebungstemperatur ist, und kann bei 80 °C z.B. nur 60% der Nennspannung betragen. Der Wert der Dauergrenzspannung darf im Dauerbetrieb nicht überschritten werden.

Die Spitzenspannung ist der höchste Scheitelwert der Spannung, die am Kondensator kurzzeitig und selten auftreten darf.

Gleichspannungskondensatoren dürfen an einer Mischspannung betrieben werden. Die höchstzulässige Wechselspannung gibt an, welchen Wechselspannungsanteil diese Mischspannung haben darf.

### 3.2.2 Bauarten von Kondensatoren

#### 3.2.2.1 Papierkondensatoren, Kunststoffkondensatoren (Folienkondensatoren)

Papierkondensatoren bestehen aus zwei Metallfolien, meist Aluminiumfolien, die voneinander durch getränkte Papierlagen isoliert sind. Metallfolien und Isolierstoff werden zu einem Wickel aufgerollt (Bild 3.5).

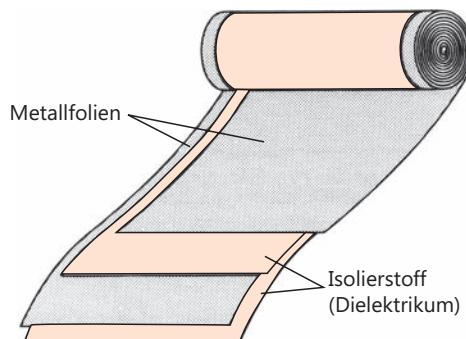


Bild 3.5  
Aufbau eines Papierkondensators bzw.  
eines Kunststoffkondensators

Der Wickel wird mit Anschlüssen versehen und mit Kunststoff umpresst. Er kann auch in einen Kunststoff-, Hartpapier-, Keramik- oder Metallbecher eingesetzt und vergossen werden. Ein luftdichter Abschluss ist erforderlich, um das Eindringen von Feuchtigkeit zu erschweren.

Papier hat als Dielektrikum viele ungünstige Eigenschaften. Es wird immer mehr von Kunststofffolien verdrängt.

Kunststoffkondensatoren sind wie Papierkondensatoren aufgebaut, nur verwendet man statt der Papierzwischenlagen Kunststofffolien. Als Kunststoffe werden Polyester, Polyethylenterephthalat und Polykarbonat verwendet.

Kunststoffkondensatoren haben im Allgemeinen bessere Eigenschaften als Papierkondensatoren. Sie können bei gleicher Kapazität und gleicher Spannungsfestigkeit kleiner gebaut werden.

Ein besonderer Kunststoffkondensator ist der *Styroflexkondensator*. Als Dielektrikum werden Folien aus gerecktem Polystyrol verwendet. Als Beläge dienen Aluminium- oder Zinnfolien. Der fertige Wickel wird einer Wärmebehandlung unterzogen, in deren Verlauf die Polystyrolfolie schrumpft. Es entsteht ein sehr fester Wickel mit hoher Kapazitätskonstanz. Polystyrol hat geringe dielektrische Verluste und einen geringen negativen Temperaturbeiwert  $\alpha_c$ . Es eignet sich gut als Dielektrikum für Hochfrequenzkondensatoren. Styroflexkondensatoren werden vorwiegend als Schwingkreiskondensatoren eingesetzt.

### 3.2.2 Metall-Papier-Kondensatoren (MP-Kondensatoren)

Die Dicke der Metallbeläge hat keinen Einfluss auf die Kapazität eines Kondensators. Will man große Kapazitätswerte pro Volumeneinheit bei bestimmter Spannungsfestigkeit erreichen, so wird man bemüht sein, die Dicke der Beläge so gering wie möglich zu machen.

Bei Metall-Papier-Kondensatoren werden die Metallbeläge auf das als Dielektrikum dienende Papier aufgedampft. Man erzeugt Schichtdicken von etwa  $0,05\text{ }\mu\text{m}$ . Die erforderliche Dicke des Papiers hängt von der gewünschten Nennspannung ab.

Die dünnen Metallschichten haben einen verhältnismäßig großen ohmschen Widerstand. Dies könnte zu einem Nachteil führen. Man spritzt jedoch auf beide Stirnflächen des Wickels Metallschichten auf, an denen die Anschlüsse befestigt werden. Die Ladungsträger können nun von den Stirnseiten her auf die Beläge auffließen und auf dem gleichen Wege wieder abfließen. Durch die Stirnbeschichtung verringert man auch die Eigeninduktivität des Wickels erheblich.

Kommt es bei einem MP-Kondensator zu einem Durchschlag, so entsteht in der Umgebung des Durchschlagspunktes kurzzeitig eine so große Stromdichte, dass die außerordentlich dünne Metallschicht hier verdampft (Bild 3.6). Das Dielektrikum wird dabei nicht beschädigt. Der Durchschlagspunkt ist jetzt isoliert. Der Durchschlag hat sich selbst geheilt.

#### Merksatz



Die Selbstheilung ist eine sehr vorteilhafte Eigenschaft der MP-Kondensatoren.

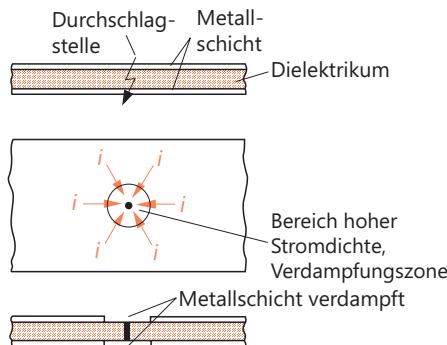


Bild 3.6  
Selbstheilung bei MP- und MK-Kondensatoren

Ein Ausheilvorgang dauert etwa 10 µs bis 50 µs. Während dieser Zeit sinkt die Kondensatorspannung kurzzeitig ab. Dies kann in elektronischen Schaltungen zu einem störenden Impuls führen.

Mit jedem Ausheilvorgang wird die Kapazität des MP-Kondensators etwas geringer. Das macht aber sehr wenig aus. Nach 1000 Ausheilvorgängen ist die Kapazität erst um etwa 1% gesunken.

### 3.2.2.3 Metall-Kunststoff-Kondensatoren (MK-Kondensatoren)

MK-Kondensatoren sind im Prinzip gleich aufgebaut wie MP-Kondensatoren. Anstelle von Papier verwendet man Kunststoff. Auf Kunststofffolien werden dünne Metallschichten aufgedampft. Die Schichtdicken betragen etwa 0,02 µm bis 0,05 µm. Man erhält große Kapazitäten pro Volumeneinheit.

Die Folien werden zu Rundwickeln oder zu Flachwickeln gerollt. Nach neuerer Technik werden Folienstücke aufeinander geschichtet. Die Stirnseiten erhalten Metallschichten, die alle Windungen, die zu einem Belag gehören, elektrisch leitend verbinden. Dadurch erhält man einen geringen ohmschen Widerstand und eine geringe Induktivität.

Eine Selbstheilung ist ebenso möglich wie beim MP-Kondensator.

Bei MK-Kondensatoren unterscheidet man folgende Varianten der Bauform:

#### *MKT-Kondensatoren*

(nach DIN 41 379)

Kunststoff: Polyethylenterephthalat, häufig verwendete Bezeichnung: MKH-Kondensatoren.

#### *MKC-Kondensatoren*

(nach DIN 41 379)

Kunststoff: Polykarbonat, häufig verwendete Bezeichnung: MKM-Kondensatoren.

#### *MKU-Kondensatoren*

(nach DIN 41 379)

Kunststoff: Zelluloseacetat, häufig verwendete Bezeichnung: MKL-Kondensatoren.

## MKS-Kondensatoren

(nach DIN 41 379)

Kunststoff: Polystyrol, häufig verwendete Bezeichnung: MKY-Kondensatoren.

### 3.2.2.4 Keramikkondensatoren

Bei Keramikkondensatoren werden keramische Massen als Dielektrikum verwendet. Die keramischen Massen lassen sich in zwei Gruppen einteilen:

#### Gruppe 1

Keramische Massen mit geringer Dielektrizitätszahl ( $\epsilon_r \approx 6$  bis 450) und kleinen dielektrischen Verlusten. Die Temperaturabhängigkeit der Dielektrizitätszahlen ist gering.

#### Gruppe 2

Spezial-Keramikmassen mit extrem großen Dielektrizitätszahlen ( $\epsilon_r \approx 700$  bis 50 000). Leider sind die Dielektrizitätszahlen dieser Werkstoffe stark temperaturabhängig. Die dielektrischen Verluste sind verhältnismäßig groß.

Keramische Massen der Gruppe 1 eignen sich gut zur Herstellung von Schwingkreiskondensatoren. Man stellt mit diesen Massen Präzisionskondensatoren her, die eine sehr gute Kapazitätskonstanz und eine gute Temperaturstabilität haben. Die dielektrischen Verluste sind bis zu sehr hohen Frequenzen gering.

Mit den Keramikmassen der Gruppe 2 ist es möglich, sehr kleine Kondensatoren mit verhältnismäßig großer Kapazität herzustellen, z.B. erbsengroße Kondensatoren mit  $C = 10 \mu\text{F}$ ,  $U = 30 \text{ V}$ . Diese Kondensatoren haben einen großen Temperaturbeiwert. Der Verlustfaktor ist ebenfalls verhältnismäßig groß. Kondensatoren dieser Art eignen sich nicht als frequenzbestimmende Bauteile (Schwingkreiskondensatoren). Sie werden vorwiegend als Koppelkondensatoren eingesetzt.

### 3.2.2.5 Elektrolytkondensatoren

Bei Elektrolytkondensatoren besteht ein Kondensatorbelag aus einer elektrisch leitenden Flüssigkeit, einem sogenannten Elektrolyten. Bei einer Sonderbauform verwendet man statt des Elektrolyten einen Halbleiterwerkstoff, der sich ähnlich verhält.

#### Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren

Eine Aluminiumfolie ist mit einer Oxidschicht versehen. Diese Oxidschicht stellt das Dielektrikum dar. Die Aluminiumfolie ist der eine Kondensatorbelag, der andere Kondensatorbelag ist die elektrisch leitende Flüssigkeit (Elektrolyt).

Die Oxidschicht hat eine hohe Spannungsfestigkeit. Sie kann sehr dünn sein. Bei einem Kondensator für 100 V Nennspannung hat die Oxidschicht etwa eine Dicke von  $0,15 \mu\text{m}$ . Der Abstand zwischen den Kondensatorbelägen ist also sehr gering. Die auf die Flächeneinheit der Beläge bezogene Kapazität wird damit sehr groß.

Durch ein Aufrauen der Aluminiumfolie wird die Fläche wesentlich vergrößert (Bild 3.7). Der zweite Belag folgt den Oberflächenrauigkeiten, da er ja flüssig ist.

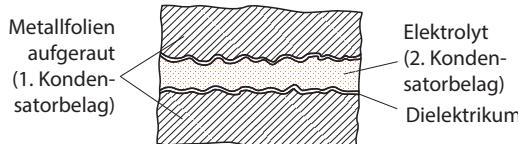


Bild 3.7  
Schichtausschnitt eines  
Elektrolytkondensators mit  
aufgerauten Belägen

Es gibt Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren mit rauen und mit glatten Folien (Elektroden). Die rauen Folien setzen sich immer mehr durch. Sie haben keine besonderen Nachteile gegenüber glatten Folien, außer einem geringfügig größeren Verlustfaktor, erbringen aber eine 6- bis 8-fach größere Kapazität pro Volumeneinheit.

Die Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  der Aluminiumoxidschicht liegt zwischen 7 und 8.

Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren in der beschriebenen Ausführung müssen gepolt betrieben werden. Die Aluminiumfolie ist der positive Pol. Der Elektrolyt bzw. sein Anschluss ist der negative Pol (Bild 3.8).

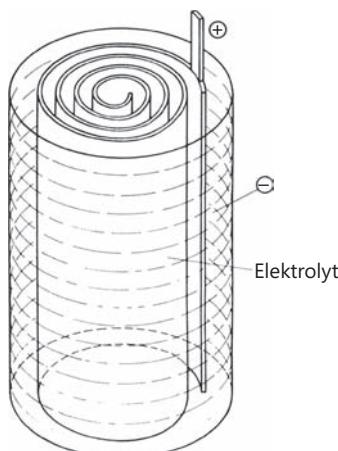


Bild 3.8  
Aufbau eines Elektrolytkondensators

Wird der Elektrolytkondensator an Spannungen oberhalb 2 V falsch gepolt, wird die Oxidschicht abgebaut. Der Elektrolyt erwärmt sich stark. Es kommt zur Gasbildung und möglicherweise zu einer Explosion des Kondensators. Eine Falschpolung bis zu einer Spannung von 2V ist erlaubt. Bis zu dieser Spannung ist auch ein Wechselstrombetrieb möglich.

Um eine Explosion des Kondensators zu vermeiden, werden die Anschlüsse so ausgeführt, dass sie bei Ausdehnung des Gehäuses abreissen und so den Strom unterbrechen, bevor es zum Bersten des Gehäuses kommt.

Bei einigen Elektrolytkondensatortypen wird eine zweite Aluminiumfolie ohne Oxidschicht für die Stromzuführung zum Elektrolyten verwendet. Dadurch wird der Ohmsche Widerstand des Elektrolytkondensators herabgesetzt. Diese Folie, die den Minuspol darstellt, wird *Katodenfolie* genannt. Die Folie, die die Oxidschicht trägt, heißt *Anodenfolie*. Zwischen beiden Folien befindet sich der Elektrolyt und ein Abstandhalter aus Papier oder textillem Werkstoff.

Bild 3.9 zeigt das Schaltzeichen eines Elektrolytkondensators in gepolter Ausführung. Erzeugt man auf der Katodenfolie ebenfalls eine Oxidschicht, so erhält man praktisch zwei Elektrolytkondensatoren, die wie in Bild 3.10 geschaltet sind. Die Kapazität geht auf die Hälfte zurück. Kondensatoren dieser Art können ungepolt

betrieben werden. Wechselspannungsbetrieb ist innerhalb der vom Hersteller angegebenen Grenzen möglich.

Bild 3.9  
Schaltzeichen



Bild 3.10 Zweigepolte Elektrolytkondensatoren sind zu einem ungepolten Elektrolytkondensator zusammengeschaltet



Bild 3.11 Schaltzeichen eines ungepolten Elektrolytkondensators

In Bild 3.11 ist das Schaltzeichen eines ungepolten Elektrolytkondensators dargestellt. Elektrolytkondensatoren in ungepolter Ausführung haben bei gleicher Kapazität und gleicher Spannungsfestigkeit ungefähr das doppelte Volumen wie Elektrolytkondensatoren in gepolter Ausführung.

### Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren

Das verhältnismäßig teure Tantal eignet sich hervorragend zur Herstellung von Elektrolytkondensatoren. Als Dielektrikum dient eine sehr durchschlagsfeste Schicht aus Tantalpentoxid, die durch einen Formierungsvorgang auf die Anodenbeläge aufgebracht wird. Tantalpentoxid hat eine verhältnismäßig große Dielektrizitätszahl ( $\epsilon_r \approx 27$ ). Dadurch ergeben sich große Kapazitätswerte pro Volumeneinheit bei gleicher Spannungsfestigkeit.

Die Tantalpentoxidschicht baut sich auch bei längerer Lagerung nicht ab. Die Restströme sind sehr gering. Tantalkondensatoren genügen meist erhöhten Anforderungen. Sie werden als Tantalfolien-Elektrolytkondensatoren und als Tantal-Sinter-Elektrolytkondensatoren gebaut.

### Tantalfolien-Elektrolyt-Kondensatoren

Elektrolytkondensatoren dieser Art werden als Kondensatoren der Bauart F bezeichnet. Sie sind ähnlich aufgebaut wie Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren. Als Anodenfolie verwendet man eine Tantalfolie mit aufgerauter Oberfläche. Es werden gepolte und ungepolte Ausführungen hergestellt.

### Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren mit Sinteranoden und flüssigem Elektrolyten (Bauart S)

Um eine möglichst große Oberfläche zu erhalten, sintert man Tantalpulver zu einer Art Metallschwamm zusammen. Der Elektrolyt, der ja den zweiten Kondensatorbelag bildet, dringt in die Poren ein. Als Dielektrikum dient auch hier eine dünne Schicht aus Tantalpentoxid, die auf der Oberfläche des Tantalsinterkörpers erzeugt wurde. Den üblichen Aufbau eines solchen Kondensators zeigt Bild 3.12.

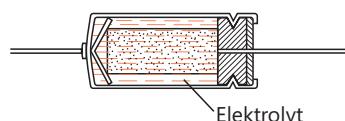


Bild 3.12  
Aufbau eines Tantal-Elektrolyt-Kondensators mit Sinteranode (Bauart S)

Durch die außerordentlich große Oberfläche ergeben sich sehr große Kapazitäten pro Volumeneinheit, wie sie bei keiner anderen Kondensatorenbauart erreicht werden.

*Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren mit Sinteranoden und festem Elektrolyten (Bauart SF)*  
 Ein Elektrolyt ist ja bekanntlich eine elektrisch leitende Flüssigkeit. Es ist also eigentlich nicht richtig, von einem festen Elektrolyten zu sprechen. Der verwendete Werkstoff verhält sich aber sehr ähnlich wie ein Elektrolyt, deshalb wurde diese Bezeichnung gewählt.

Als fester Elektrolyt dient Mangandioxid ( $\text{MnO}_2$ ) in besonderer Struktur. Mangandioxid hat die Eigenschaften eines n-leitenden Halbleitermaterials.

Als Anodenbelag verwendet man einen Tantalsinterkörper. Nach Erzeugen der Tantalpentoxidschicht wird eine Manganverbindung in die Poren des Sinterkörpers gedrückt, die dann durch ein besonderes Verfahren in  $\text{MnO}_2$  umgewandelt wird. Den Aufbau eines Tantal-Elektrolyt-Kondensators mit Sinteranode und festem Elektrolyten zeigt Bild 3.13.

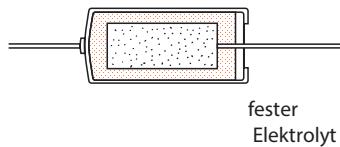


Bild 3.13

Aufbau eines Tantal-Elektrolyt-Kondensators mit festem Elektrolyten (Bauart SF)

Kondensatoren dieser Art sind besonders robust. Der Elektrolyt kann nicht auslaufen, nicht verdunsten und nicht einfrieren. Sie dürfen mit reinen Wechselspannungen betrieben werden, die nicht größer als 15% der Nennspannung sind.

Einige Vorsicht ist beim Laden und Entladen dieser Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren geboten. Sie sind empfindlich gegen zu große Stromstärken, auch wenn diese nur kurzzeitig auftreten. Das Laden und Entladen sollte stets über Vorwiderstände erfolgen.

### 3.2.2.6 Einstellbare Kondensatoren

Verhältnismäßig häufig werden Kondensatoren benötigt, deren Kapazität einstellbar ist. Solche Kondensatoren bestehen meist aus Platten oder Plattenpaketen, die gegeneinander verschoben werden können.

#### Drehkondensatoren

Bild 3.14 zeigt den Aufbau eines Drehkondensators. Der Drehkondensator ist im Prinzip ein Plattenkondensator. Es sind mehrere Platten zusammengeschaltet. Dadurch erreicht man eine große wirksame Plattenfläche (Bild 3.15).

Drehkondensatoren haben im Allgemeinen Endkapazitäten zwischen wenigen pF und etwa 500 pF. Die kleinste einstellbare Kapazität liegt ungefähr bei 10% der Endkapazität.

#### Trimmerkondensatoren

Trimmerkondensatoren sind meist Scheibenkondensatoren mit verhältnismäßig geringer Kapazität. Die eine Scheibe ist fest, die andere Scheibe ist verschiebbar. Sie werden zur Feinabstimmung verwendet. Übliche Bauformen von Trimmerkondensatoren zeigt Bild 3.16.

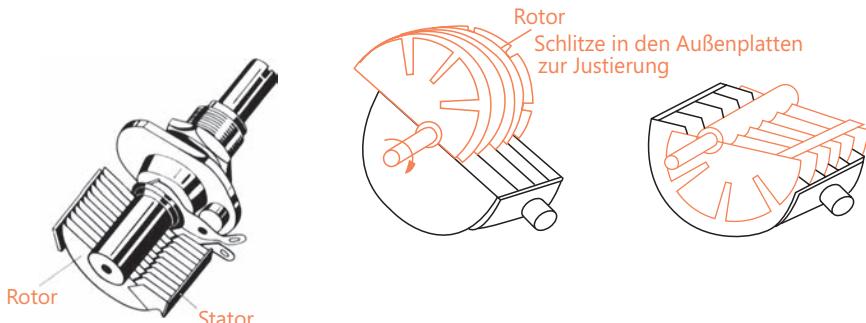


Bild 3.14 Aufbau von Drehkondensatoren

Bild 3.15  
Zusammenschaltung der Platten eines Drehkondensators

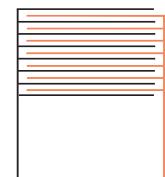
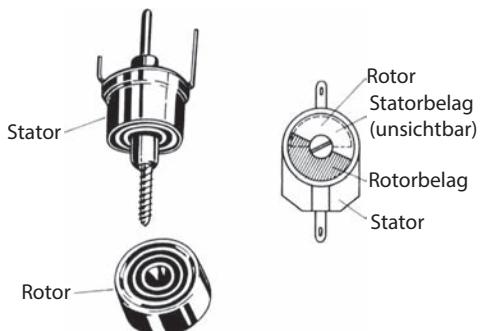


Bild 3.16  
Übliche Bauformen von Trimmerkondensatoren



### 3.2.2.7 Superkondensatoren (Supercaps, Powercaps)

Superkondensatoren sind Kondensatoren mit sehr hoher Kapazität. Sie speichern eine höhere spezifische Energie als Elektrolytkondensatoren und haben eine höhere spezifische Leistung als Batterien. Damit sind sie hinsichtlich ihrer Anwendung zwischen den Elektrolytkondensatoren und den Batterien (z.B. Li-Ionen-Akkumulatoren) anzutreffen. Ihre Hauptaufgabe ist es, hohe Ströme schnell zu speichern und wieder abzugeben.

#### Funktion

Superkondensatoren sind Doppelschichtkondensatoren. Im Gegensatz zu den Foliend- und Elektrolytkondensatoren wird die Kapazität nicht mit Hilfe zweier Elektroden und einer Oxidschicht als Dielektrikum gebildet, sondern durch den Aufbau zweier Helmholtz-Doppelschichten.

Zwei gegenüberliegende Elektroden aus Aktivkohle sind über einen elektrisch leitenden Elektrolyten verbunden. Der Elektrolyt enthält positive und negative Ionen. Er besteht aus in Lösungsmittel gelösten Leitsalzen, die positive und negative Ionen bereitstellen.

Ein Separator trennt die beiden Elektroden mechanisch.

Wird an die Elektroden eine Spannung angelegt, wandern die positiven Ionen im Elektrolyten zum Minuspol. Die negativen Ionen wandern zum Pluspol. In der Elektrode wandern die Ionen in Richtung Elektrolyt. An den Übergängen zwischen Elektrode und Elektrolyt bildet sich jeweils eine sehr dünne Doppelschicht. Nur die Moleküle des Elektrolyten trennen die Ionen voneinander. Positive und negative Ionen bilden eine Doppelschichtkapazität (Bild 3.17).

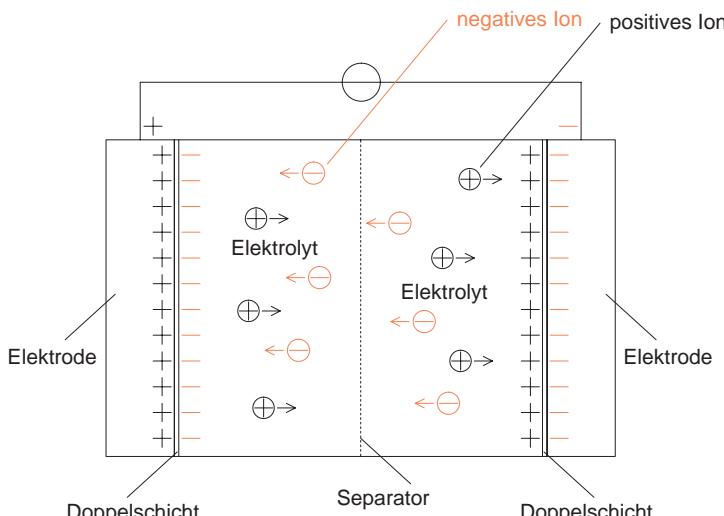


Bild 3.17 Bildung zweier Doppelschichtkapazitäten  $C_1$  und  $C_2$

Die beiden äußeren Elektroden und der Elektrolyt bilden zwei in Reihe geschaltete Doppelschichtkapazitäten. Sind beide Elektroden symmetrisch, ergibt sich wegen der Reihenschaltung zweier gleicher Kondensatoren die Gesamtkapazität  $C = 0,5 \cdot C_1$ .

$$\text{Die Kapazität } C_1 \text{ berechnet sich über } C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{a}.$$

Durch Aufrauen der Elektroden ergibt sich ein sehr großes  $A$ . Da die Doppelschicht extrem dünn ist, ergibt sich eine sehr hohe Kapazität.

Die Betriebsspannung am Kondensator darf im Elektrolyten nicht zur Elektrolyse führen. Elektrolyse kann schon bei wenigen Volt auftreten. Superkondensatoren haben daher eine geringe Nennspannung von ca. 2,7 V.

Superkondensatoren sind gepolte Bauelemente, d.h., sie besitzen einen Plus- und einen Minuspol und müssen richtig gepolt angeschlossen werden. Ein Betrieb an Wechselspannung ist nicht zulässig.

### Aufbau

Zwei Aluminiumfolien werden mit Anschlussfahnen versehen und beidseitig mit Aktivkohle beschichtet. Um eine möglichst große Elektrodenoberfläche zu erhalten, werden die Aktivkohleschichten aufgeraut. Sie bilden die Elektroden. Zwischen beide Folien wird ein elektrisch leitender poröser Separator eingelegt, der beide Folien mechanisch voneinander trennt. Zwischen die Aktivkohleschichten wird der Elektrolyt eingebracht. Der Elektrolyt füllt die Zwischenräume in der Aktiv-

schicht und im Separator und stellt so eine leitende Verbindung zwischen den Elektroden her.

### Kennwerte und Grenzwerte

Betriebsspannung: ca. 2,7 V...3 V

Kapazität: bis zu 12 000 F

Gravimetrische Energiedichte: bis zu 10 Wh/dm<sup>3</sup>

Volumetrische Energiedichte: bis zu 8 Wh/kg

1 000 000 Ladezyklen (Batterien ca. 5000)

Leckstrom ca. 1 µF/F

Lebensdauer max. 10 Jahre (abhängig von Temperatur und Betriebsspannung)

Betriebstemperatur -40 bis max. +80 °C, (Batterien ca. -10 bis 60 °C)

### Anwendung

Superkondensatoren eignen sich vor allem dann, wenn in kurzen Zeitintervallen hohe Ströme gespeichert werden sollen. Ein solcher Anwendungsfall ist zum Beispiel in einem Hybridfahrzeug gegeben. Beim Bremsen wird die elektrische Antriebsmaschine von der Leistungselektronik so angesteuert, dass sie als Generator arbeitet. Es entsteht ein hoher Strom, den die Antriebsbatterie schlechter aufnehmen kann als ein Supercap. Auch verträgt dieser die hohe Zyklenzahl beim Bremsen und Beschleunigen besser.

Weitere Anwendungsfälle sind:

- unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV),
- Fahrradstandlicht,
- Back-up-Schutz: Bei Stromausfall bleiben bestimmte Funktionen einer Schaltung erhalten (Datensicherung), Spannungsstabilisierung,
- Rückgewinnung der Bremsenergie in Hebezeugen (Energierückgewinnung beim Senken schwerer Lasten),
- Ladungsausgleich bei Li-Ionen-Akkus: Bei einer Reihenschaltung mehrerer Li-Ionen-Zellen entstehen durch den einheitlichen Ladestrom Ladungsunterschiede in den einzelnen Zellen, die ausgeglichen werden müssen. Supercaps können die Ladung einer geladenen Zelle auf eine nur teilweise geladene Zelle übertragen.

## 3.3 Kondensator im Gleichstromkreis

### 3.3.1 Kondensatorladung

Der Kondensator C in Bild 3.18 soll ungeladen sein. Im ersten Augenblick nach dem Schließen des Schalters sind im Stromkreis nur die Widerstände  $R_i$  und  $R_V$  wirksam.

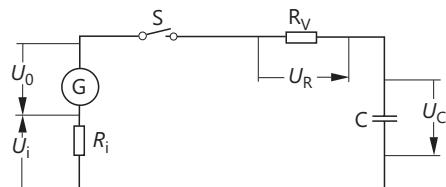


Bild 3.18  
Stromkreis eines  
Kondensators zur Ladung

**Merksatz**

Der ungeladene Kondensator hat den Widerstand Null.

Es kann noch keine Spannung  $U_C$  vorhanden sein, da sich keine elektrische Ladung auf den Platten befindet. Der Strom hat die Größe

$$I_{\max} = \frac{U_0}{R_v + R_i}; \quad R = R_v + R_i$$

$$I_{\max} = \frac{U_0}{R}$$

$R$  = Gesamtwirkwiderstand im Stromkreis

Der Kondensator wird jetzt geladen. Die Spannung  $U_C$  steigt an.  $U_C$  wirkt dem Strom entgegen. Es tritt eine Bremswirkung auf. Der Kondensator hat einen umso größeren Widerstand, je größer  $U_C$  ist.

$$R_C = \frac{U_C}{I}$$

Der Strom  $I$  fällt mit dem Ansteigen der Spannung  $U_C$  ab. In Bild 3.19 ist der zeitliche Verlauf von Strom  $I$  und Kondensatorspannung  $U_C$  dargestellt.

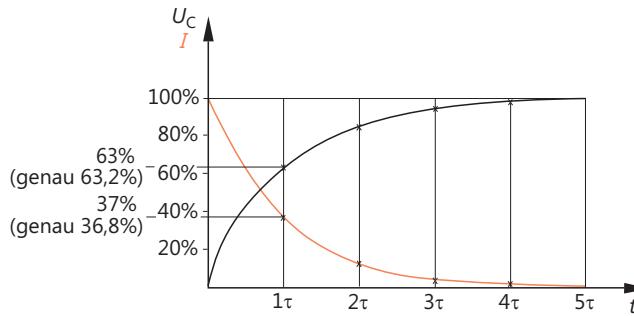


Bild 3.19 Zeitlicher Verlauf von Kondensatorspannung und Strom bei der Ladung eines Kondensators

Die Zeit, die für das Aufladen des Kondensators benötigt wird, hängt von dem im Stromkreis wirksamen Widerstand  $R$  und von der Größe der Kapazität  $C$  ab. Ein Maß für die Aufladegeschwindigkeit ist das Produkt aus  $R \cdot C$ . Dieses Produkt wird Zeitkonstante genannt (Kurzzeichen  $\tau$ ).

$$\tau = R \cdot C$$

Nach Ablauf einer Zeitkonstanten nach dem Einschalten ist die Spannung  $U_C$  auf 63% ihres Höchstwertes angestiegen.

Nach 5 Zeitkonstanten hat die Spannung  $U_C$  praktisch ihren Höchstwert erreicht. Der Kondensator gilt nach 5 Zeitkonstanten als geladen.

Für den geladenen Zustand gilt:

$$\begin{aligned}U_C &= U_0 \\I &= 0\end{aligned}$$

### Merksatz



Der geladene Kondensator hat einen fast unendlich großen Widerstand. Er sperrt den Gleichstrom.

### Beispiel



Ein Kondensator von  $100 \mu\text{F}$  liegt in einem Stromkreis mit  $R = 2 \text{k}\Omega$ . Wie groß ist die Ladezeit dieses Kondensators?

$$\tau = R \cdot C$$

$$\tau = 2 \cdot 10^3 \Omega \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{Ss}$$

$$\tau = 200 \text{ms}$$

$$\text{Ladezeit: } 5\tau = 1000 \text{ms} = 1 \text{s}$$

### 3.3.2 Kondensatorenergie

Der geladene Kondensator hat elektrische Energie gespeichert. Die Größe der gespeicherten Energie ergibt sich aus folgender Gleichung:

$$W = \frac{1}{2}C \cdot U^2$$

W elektrische Energie

C Kapazität

U Spannung

### 3.3.3 Kondensatorentladung

Der geladene Kondensator wirkt wie eine Spannungsquelle mit außerordentlich geringem Innenwiderstand.

Werden die Klemmen eines Kondensators kurzgeschlossen, so fließt im ersten Augenblick ein außerordentlich großer Strom. Der Kondensator wird sehr schnell entladen. Eine solche Kurzschlussentladung ist vor allem bei Kondensatoren großer Kapazität gefährlich. Der Kondensator kann durch den großen Strom beschädigt werden.

### Merksatz



Kondensatoren sollten stets über einen Widerstand entladen werden.

Wird der Schalter S geschlossen, so treibt der Kondensator einen Strom über den Widerstand R. Der Kondensator gibt seine Energie ab. Er entlädt sich. Die Spannung  $U_C$  sinkt ab.

In jedem Augenblick ist  $U = \frac{U_C}{R} \cdot I$ .  $I$  nimmt in gleicher Weise wie  $U_C$  ab.  
Der zeitliche Verlauf von  $U_C$  und  $I$  ist in Bild 3.20 dargestellt.

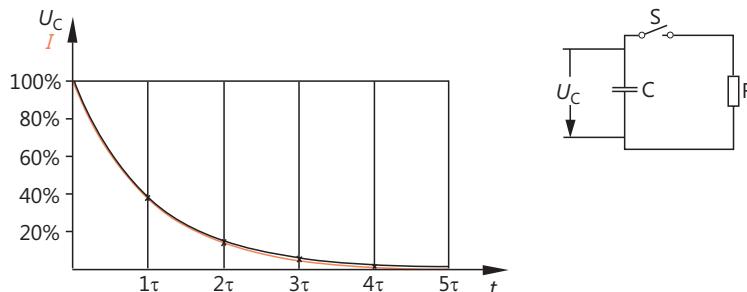


Bild 3.20 Stromkreis zur Entladung eines Kondensators, zeitlicher Verlauf von Kondensatorspannung und Strom bei Entladung

Nach Ablauf einer Zeitkonstanten nach dem Einschalten sind  $U_C$  und  $I$  auf 37% ihres Höchstwertes abgefallen.

*Nach 5 Zeitkonstanten ist der Kondensator praktisch entladen.*

$U_C$  und  $I$  sind auf null abgefallen.

## 3.4 Kondensator im Wechselstromkreis

### 3.4.1 Durchlass von Wechselstromschwingungen

Ein an Wechselspannung liegender Kondensator wird häufig geladen und wieder entladen. In der ersten Viertelperiode eines sinusförmigen Wechselstromes wird der Kondensator geladen, in der zweiten Viertelperiode wieder entladen. Danach wird er umgekehrt aufgeladen (3. Viertelperiode) und wieder entladen (4. Viertelperiode) (Bild 3.21).

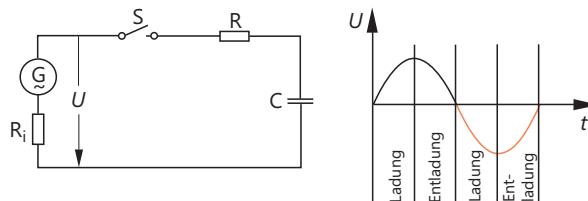


Bild 3.21  
Ladung und Entladung eines Kondensators an Wechselspannung

Die Elektronen eines Wechselstromes führen Schwingbewegungen aus. Sie schwingen im Leiter hin und her (Bild 3.22). Sie schwingen auf einen Kondensatorbelag herauf und von dem anderen Kondensatorbelag herunter.

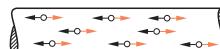


Bild 3.22  
Schwingbewegungen der Elektronen im Leiter bei Wechselstrom

**Merksatz**

Die Wechselstromschwingung setzt sich über den Kondensator hinweg fort.

Man sagt, ein Kondensator lässt Wechselstrom durch. Das ist jedoch nicht so zu verstehen, dass die Elektronen von einem Belag zum anderen durch das Dielektrikum hindurch fließen könnten. Die Ladungen der beiden Beläge sind über das elektrische Feld miteinander gekoppelt. Dadurch wird die Wechselstromschwingung weitergeleitet.

### 3.4.2 Kapazitiver Blindwiderstand

Der Kondensator setzt der Wechselstromschwingung einen Widerstand entgegen. Dieser Widerstand ist umso geringer, je größer die Frequenz des Wechselstromes und je größer die Kapazität des Kondensators sind.

Es gilt:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

$X_C$  kapazitiver Blindwiderstand des Kondensators  
 $C$  Kapazität  
 $f$  Frequenz  
 $\omega$  Kreisfrequenz

$$\omega = 2\pi \cdot f$$

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

Der Widerstand des Kondensators wird Blindwiderstand genannt, da in ihm keine elektrische Leistung in Wärmeleistung umgesetzt wird.

Bild 3.23 zeigt die Abhängigkeit des kapazitiven Blindwiderstandes  $X_C$  von der Frequenz.

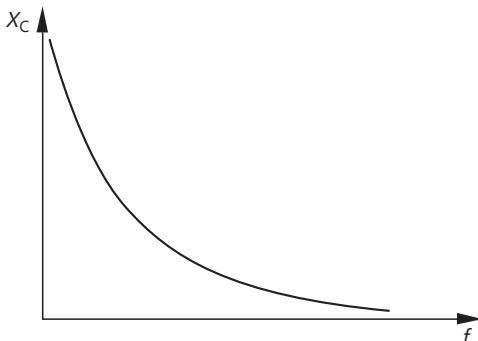


Bild 3.23  
Abhängigkeit des kapazitiven  
Blindwiderstandes von der Frequenz

**Beispiel**

Wie groß ist der kapazitive Blindwiderstand eines Kondensators von  $2,2 \text{ nF}$  bei einer Frequenz von  $1 \text{ MHz}$ ?

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^6 \cdot \frac{1}{2,2 \cdot 10^{-9}} \text{ Ss}}$$

$$X_C = \frac{1000}{6,28 \cdot 2,2} \Omega = 72,3 \Omega$$

**3.4.3 Phasenverschiebung und Zeigerdiagramm**

Wenn der Kondensator seinen größten Ladezustand erreicht hat,  $U_C$  also am größten ist, ist der Strom  $I = 0$ .

Wenn der Kondensator entladen ist, also  $U_C = 0$  ist, ist der Strom  $I$  am größten.

Das bedeutet, dass zwischen  $U_C$  und  $I$  eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  herrscht. Genau gilt dies nur für den verlustfreien Kondensator.

**Merksatz**

Beim verlustfreien Kondensator eilt der Strom der Kondensatorspannung um  $90^\circ$  voraus.

Der zeitliche Verlauf von  $I$  und  $U_C$  ist im *Liniendiagramm* Bild 3.24 dargestellt. Anstelle des Liniendiagrammes kann das *Zeigerdiagramm* verwendet werden (Bild 3.25).

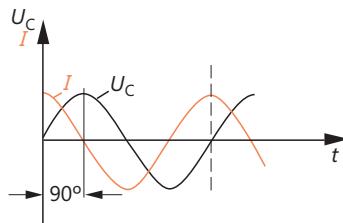


Bild 3.24 Liniendiagramm eines verlustfreien Kondensators

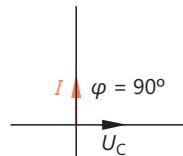


Bild 3.25 Zeigerdiagramm eines verlustfreien Kondensators

**3.4.4 Verlustfaktor und Verlustwinkel**

Vollkommen verlustfreie Kondensatoren gibt es nicht. Es gibt nur verlustarme Kondensatoren, die vernachlässigbar kleine Verluste haben. Die Verluste werden durch einen Verlustwiderstand  $R$  erfasst, der zur verlustfreien Kapazität  $C$  in Reihe liegt (Bild 3.26).

Für einen verlustbehafteten Kondensator ergibt sich das Zeigerdiagramm Bild 3.27. Die Phasenverschiebung zwischen  $U$  und  $I$  ist kleiner als  $90^\circ$ . Dem Kondensator fehlt zur Vollkommenheit der Winkel  $\delta$ . Dieser Winkel wird *Verlustwinkel* genannt. Der *Verlustfaktor* ist der Tangens des Verlustwinkels.

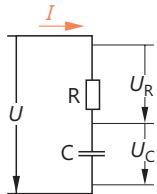


Bild 3.26 Ersatzschaltung eines verlustbehafteten Kondensators

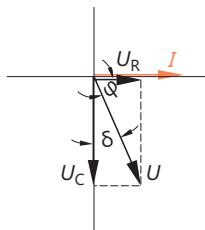


Bild 3.27 Zeigerdiagramm eines verlustbehafteten Kondensators

$\tan \delta$  Verlustfaktor,

$$\tan \delta = \frac{U_R}{U_C} = \frac{I \cdot R}{I \cdot X_C}$$

$$\tan \delta = \frac{R}{X_C}$$

Je kleiner der  $\tan \delta$  eines Kondensators ist, desto verlustärmer, also desto besser ist der Kondensator. Der Kehrwert des  $\tan \delta$  wird Güte genannt (Kurzzeichen  $Q$ ).

$$Q = \frac{1}{\tan \delta}$$

$$Q = \frac{X_C}{R}$$

$Q = \text{Güte}$

## 3.5 Reihen- und Parallelschaltung von Kondensatoren

### 3.5.1 Reihenschaltung

Bild 3.28 zeigt drei in Reihe geschaltete Kondensatoren. Der Gesamtwiderstand ergibt sich nach Gleichung:

$$X_{Cg} = X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}$$

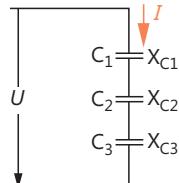


Bild 3.28 Reihenschaltung von drei Kondensatoren

Aus dieser Gleichung kann die Gesamtkapazität abgeleitet werden:

$$X_{Cg} = X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}$$

$$\frac{1}{\omega \cdot C_g} = \frac{1}{\omega \cdot C_1} + \frac{1}{\omega \cdot C_2} + \frac{1}{\omega \cdot C_3}$$

$$\frac{1}{\omega} \cdot \frac{1}{C_g} = \frac{1}{\omega} \cdot \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)$$

Für  $n$  in Reihe geschaltete Kondensatoren gilt:

$$\frac{1}{C_g} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots + \frac{1}{C_n}$$

Benötigt man die Gesamtkapazität von nur zwei in Reihe geschalteten Kondensatoren, kann man die folgende Gleichung umformen:

$$\frac{1}{C_g} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

$$\frac{1}{C_g} = \frac{C_2}{C_1 \cdot C_2} + \frac{C_1}{C_1 \cdot C_2} = \frac{C_2 + C_1}{C_1 \cdot C_2}$$

$$C_g = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_2 + C_1}$$

### Beispiel

Wie groß ist die Gesamtkapazität der beiden in Reihe geschalteten Kondensatoren  $C_1 = 47 \text{ nF}$  und  $C_2 = 10 \text{ nF}$  (Bild 3.29)?

$$\frac{1}{C_g} = \frac{C_2 + C_1}{C_1 \cdot C_2} = \frac{47 \text{ nF} \cdot 10 \text{ nF}}{47 \text{ nF} + 10 \text{ nF}}$$

$$C_g = \frac{470}{57} \text{ nF}$$

$$C_g = 8,25 \text{ nF}$$

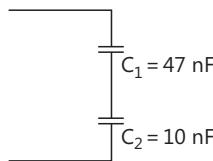


Bild 3.29  
Reihenschaltung von zwei Kondensatoren

### 3.5.2 Parallelschaltung

Der Gesamtwiderstand der drei parallel geschalteten Kondensatoren (Bild 3.30) wird nach folgender Gleichung berechnet:

$$\frac{1}{X_{Cg}} = \frac{1}{X_{C1}} + \frac{1}{X_{C2}} + \frac{1}{X_{C3}}$$

$$\omega \cdot C_g = \omega \cdot C_1 + \omega \cdot C_2 + \omega \cdot C_3$$

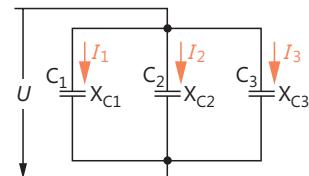


Bild 3.30  
Parallelschaltung von drei Kondensatoren

Für die Gesamtkapazität gilt:

$$C_g = (C_1 + C_2 + C_3)$$

Die Gesamtkapazität von  $n$  parallelgeschalteten Kondensatoren ist gleich der Summe der Einzelkapazitäten.

$$C_g = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n$$

### Beispiel

Eine Parallelschaltung aus zwei Kondensatoren (Bild 3.31) hat eine Kapazität von  $430 \mu\text{F}$ . Wie groß ist die Kapazität des Kondensators  $C_2$ , wenn  $C_1$  eine Kapazität von  $100 \mu\text{F}$  hat?

$$C_g = C_1 + C_2$$

$$C_2 = C_g - C_1 = 430 \mu\text{F} - 100 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 330 \mu\text{F}$$

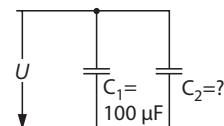


Bild 3.31  
Parallelschaltung von zwei Kondensatoren

## 3.6 Spulen

### 3.6.1 Induktivität

Wird eine Spule (Schaltzeichen siehe Bild 3.32) von einem sich zeitlich ändernden Strom durchflossen, so entsteht in ihrer Umgebung ein zeitlich sich änderndes magnetisches Feld. Dieses magnetische Feld induziert in der Spule eine Spannung (Selbstinduktion). Die Größe der induzierten Spannung ergibt sich aus dem Induktionsgesetz:

$$U_0 = -N \cdot \frac{\Delta \Phi}{\Delta t}$$

$U_0$  induzierte Spannung  
 $N$  Windungszahl  
 $\Delta \Phi$  Änderung des magnetischen Flusses  
 $\Delta t$  Zeitraum, in dem die Flussänderung erfolgt



Bild 3.32  
Schaltzeichen von Spulen

*Die induzierte Spannung ist stets der Änderung ihrer Ursache entgegengerichtet.* Die Ursache des Magnetfeldes und damit auch der induzierten Spannung ist der Strom.

Nimmt der Strom durch die Spule zu, so entsteht eine Selbstinduktionsspannung, die dem Strom entgegengerichtet ist und die Zunahme des Stromes bremst (Bild 3.33a).

Nimmt der Strom durch die Spule ab, so entsteht eine Selbstinduktionsspannung, die in Richtung des Stromes wirkt und die Abnahme des Stromes bremst (Bild 3.33b).

Die Selbstinduktionsspannung ist eine Gegenspannung. Die Selbstinduktionsspannung hängt einmal von den Aufbaugrößen einer Spule ab, also von der Windungszahl, von der Spulenlänge, vom Spulenquerschnitt und von der Art und Abmessungen eines Kerns.

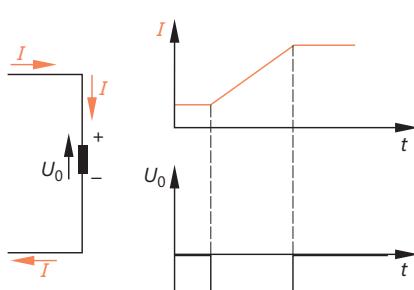


Bild 3.33a Zeitlicher Verlauf von Spulenstrom und induzierter Spannung (Stromzunahme)

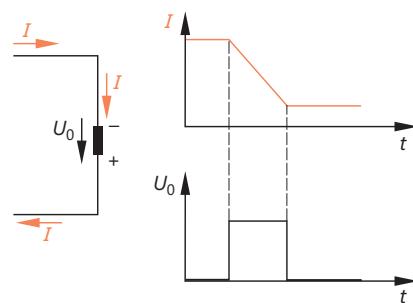


Bild 3.33b Zeitlicher Verlauf von Spulenstrom und induzierter Spannung (Stromabnahme)

Zum anderen hängt die Selbstinduktionsspannung von der Größe und Änderungsgeschwindigkeit des in die Spule durchfließenden Stromes ab.

Von diesen Größen ist auch der magnetische Fluss  $\Phi$  abhängig.

Für die Selbstinduktionsspannung  $U_L$  gilt die Gleichung:

$$U_L = -L \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

$U_L$  Selbstinduktionsspannung  
 $\Delta I$  Änderung des Stromes  
 $\Delta t$  Zeitraum, in dem die Stromänderung erfolgt  
 $L$  Induktivität

Der Einfluss aller Aufbaugrößen der Spule auf die Größe der Selbstinduktionsspannung wird durch einen Koeffizienten erfasst. Dieser Selbstinduktionskoeffizient wird *Induktivität* genannt (Kurzzeichen  $L$ ).

Die Einheit der Induktivität  $L$  ist  $\Omega\text{s}$ . Die Einheit  $\Omega\text{s}$  hat die Bezeichnung Henry (H).

$$[L] = \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = \Omega\text{s} = \text{H}$$

### Merksatz



Eine Spule hat eine Induktivität von 1 Henry, wenn bei gleichförmiger Stromänderung von 1 Ampere in 1 Sekunde eine Selbstinduktionsspannung von 1 Volt entsteht.

Die Teile der Einheit Henry sind:

$$1 \text{ Millihenry} \quad 1 \text{ mH} = 10^{-3} \text{ H}$$

$$1 \text{ Mikrohenry} \quad 1 \mu\text{H} = 10^{-6} \text{ H}$$

$$1 \text{ Nanohenry} \quad 1 \text{ nH} = 10^{-9} \text{ H}$$

$$1 \text{ Picohenry} \quad 1 \text{ pH} = 10^{-12} \text{ H}$$

Vielfache der Einheit Henry, z.B. 1000 Henry = 1 Kilohenry, sind zwar möglich, aber nicht gebräuchlich.

Zur Berechnung der Induktivität einer Spule ist die folgende Gleichung geeignet:

$$L = N^2 \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l_m}$$

$$L = N^2 \cdot \Lambda$$

$L$  Induktivität

$N$  Windungszahl

$\mu_0$  magn. Feldkonstante

$\mu_r$  Permeabilitätszahl

$A$  Spulenquerschnitt

$l_m$  mittlere Feldlinienlänge

$\Lambda$  magn. Leitwert

Die Induktivität einer Spule ist dem Quadrat der Windungszahl proportional.

Die Berechnung ergibt jedoch nur näherungsweise richtige Ergebnisse. Besonders schwierig ist es, die Permeabilitätszahl eines Eisenkerns zu bestimmen. Unsicher sind auch die Werte für die mittlere Feldlinienlänge.

## 3.6.2 Bauarten von Spulen

### 3.6.2.1 Luftspulen

Luftspulen werden in verschiedenen Formen gebaut. Sehr häufig werden *Zylinderspulen* verwendet (Bild 3.34).

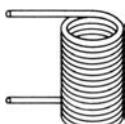


Bild 3.34 Zylinderspule



Bild 3.35 Rechteckspule

Wählt man statt des runden Querschnitts einen rechteckigen Spulenquerschnitt, so ergeben sich Spulen nach Bild 3.35. Diese Spulen werden *Rechteckspulen* genannt.

Eine häufig verwendete Bauform ist die *Kreisringspule*, auch *Toroidspule* genannt (Bild 3.36).

Die magnetischen Feldlinien verlaufen bei der Kreisringspule fast ausschließlich im Spuleninnern.

Bild 3.37 zeigt den Aufbau von *Flachspulen*. Flachspulen können Spiralform oder Rechteckform haben. Sie können leicht in Leiterplatten eingeätzt werden. Es lassen sich jedoch nur verhältnismäßig kleine Induktivitäten auf diese Weise herstellen.

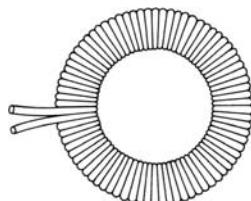


Bild 3.36 Toroidspule (Kreisringspule)

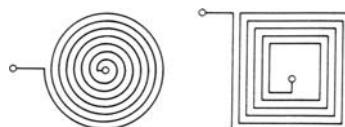


Bild 3.37 Flachspulen

### 3.6.2.2 Eisenkernspulen

Eisenkernspulen bestehen aus einer Wicklung und aus einem Kern. Der Kern ist aus einem weichmagnetischen Werkstoff gefertigt.

#### *Blechkerne*

Blechkerne sind aus geschichteten Blechen aufgebaut, die gegeneinander isoliert sind, um die Wirbelströme gering zu halten (Bild 3.38). Kerne dieser Art sind nur für verhältnismäßig niedrige Frequenzen zu verwenden, etwa bis 20 kHz. Bei höheren Frequenzen werden die Wirbelstromverluste zu groß.

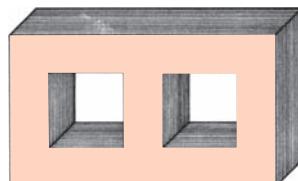


Bild 3.38 Blechkern

#### *Hf-Eisenkerne (Hochfrequenzeisenkerne)*

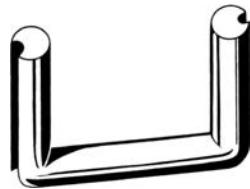
Eisenpulver oder ein Pulver eines anderen ferromagnetischen Metalls wird mit flüssigem Kunststoff vermengt, bis fast jedes Pulverkörnchen eine isolierende Kunststoffschicht um sich herum hat. Dann wird die Mischung in Formen gegossen, und der Kunststoff härtet aus.

In diesen Kernen können sich nur geringe Wirbelströme ausbilden, da das Metall sehr fein unterteilt ist. Die Kerne sind für Hochfrequenzspulen geeignet.

#### *Ferritkerne*

Ferrite sind ferromagnetische Werkstoffe, die aus elektrisch nicht leitenden Metalloxiden aufgebaut sind. Es gibt weichmagnetische und hartmagnetische Ferrite (Bild 3.39).

Bild 3.39  
Ferritkern



Aus weichmagnetischen Ferriten werden sehr hochwertige Spulenkerne gefertigt. Die Metalloxide werden in die gewünschten Formen gepresst und gesintert.

Ferritkerne haben sehr geringe Verluste. Da sie elektrisch nicht leitfähig sind, können sich praktisch auch keine Wirbelströme ausbilden. Sie sind für hohe Frequenzen geeignet.

Die Eisenkerne können sehr unterschiedliche Formen haben. Man unterscheidet z.B. U-Kerne, E-Kerne, M-Kerne, Schalenkerne, Stabkerne, Ringkerne (Bild 3.40). Die Induktivität von Spulen mit Eisenkernen hängt von der magnetischen Flussdichte  $B$  bzw. von der Permeabilitätszahl  $\mu_r$  ab. Sie ist damit abhängig von der Größe des Stromes, der durch die Wicklung fließt.

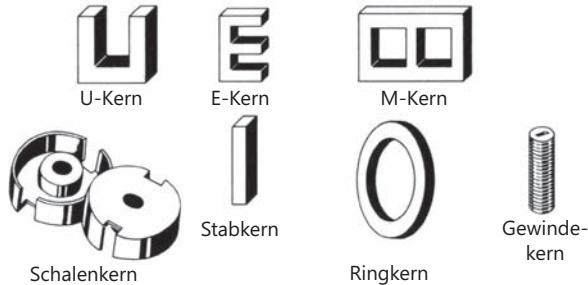


Bild 3.40  
Kernformen

Für industriell gefertigte Spulenkerne wird ein Induktivitätsfaktor  $A_L$  angegeben. Dieser entspricht dem magnetischen Leitwert  $\Lambda$  des Spulenkerne. Die Induktivität der Spule ergibt sich durch Multiplikation des  $A_L$ -Wertes (Induktivitätsfaktor) mit dem Quadrat der Windungszahl (siehe Beispiel in Abschnitt 3.8.5).

## 3.7 Spule im Gleichstromkreis

### 3.7.1 Magnetfeldaufbau (Einschaltvorgang)

In Bild 3.41 ist eine Spule im Gleichstromkreis dargestellt. Der Widerstand  $R$  ist der gesamte im Stromkreis vorhandene Wirkwiderstand. Die Spule ist eine reine Induktivität, d.h., ihr ohmscher Widerstand ist vernachlässigbar klein.

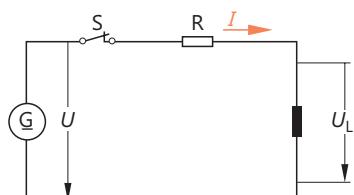


Bild 3.41  
Spule im Gleichstromkreis (Einschaltvorgang)

Wird der Schalter S geschlossen, so steigt der Strom langsam an. Die Selbstinduktionsspannung  $U_L$  ist im ersten Augenblick nach dem Einschalten so groß wie die angelegte Spannung  $U$ .

Die Selbstinduktionsspannung wirkt dem Strom entgegen. Sie bremst den Strom und ist die Ursache für das langsame Ansteigen.

Bild 3.42 zeigt den Verlauf von  $U$  und  $I$  in Abhängigkeit von der Zeit.

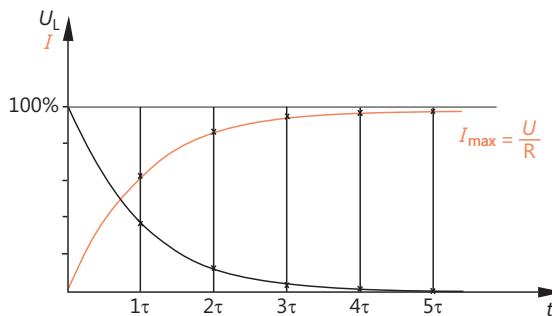


Bild 3.42  
Zeitlicher Verlauf von  
Spulenspannung und Strom  
beim Aufbau des Magnetfeldes

Der Aufbau eines Magnetfeldes dauert umso länger, je größer die Induktivität der Spule und je kleiner der Widerstand  $R$  ist.

Der Ausdruck  $L/R$  ist ein Maßstab für die Aufbaugeschwindigkeit des Magnetfeldes. Er wird Zeitkonstante genannt (Kurzzeichen  $\tau$ ).

$$\tau = \frac{L}{R}$$

Nach Ablauf einer Zeitkonstanten nach dem Einschalten hat der Strom  $I$  63% seines Höchstwertes erreicht. Der Höchstwert  $I_{\max}$  des Stromes ist praktisch nach 5 Zeitkonstanten erreicht.

$$I_{\max} = \frac{U}{R}$$



### Merksatz

Das Magnetfeld einer Spule gilt nach 5 Zeitkonstanten als vollständig aufgebaut.



### Beispiel

Eine Spule hat eine Induktivität von 0,2 H. Sie wird an eine Gleichspannung von 100 V gelegt. Im Stromkreis ist ein Widerstand von  $50 \Omega$  wirksam.

a) Nach welcher Zeit ist das Magnetfeld aufgebaut?

b) Wie groß ist der Strom nach Aufbau des Magnetfeldes?

a)

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{0,2 \text{ H}}{50 \Omega} = \frac{0,2 \Omega \text{s}}{50 \Omega} = 4 \text{ ms}$$

Aufbauzeit:  $5 \cdot \tau = 20 \text{ ms}$

Nach 20 ms ist das Magnetfeld aufgebaut.

$$\text{b)} \quad I_{\max} = \frac{U}{R} = \frac{100 \text{ V}}{50 \Omega} = 2 \text{ A}$$

### 3.7.2 Spulenenergie

Die stromdurchflossene Spule hat in ihrem Magnetfeld eine bestimmte Energie gespeichert. Die Größe dieser Energie lässt sich mit folgender Gleichung errechnen:

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

W Energie der Spule

L Induktivität

I Strom

#### Beispiel

Eine Spule mit einer Induktivität von 0,5 H wird von einem Strom von 3 A durchflossen. Wie groß ist die im Magnetfeld gespeicherte Energie?

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \cdot 0,5 \Omega \cdot (3 \text{ A})^2$$

$$W = 2,25 \text{ Ws} \quad (\text{Ws} = \text{Wattsekunden})$$

### 3.7.3 Magnetfeldabbau (Ausschaltvorgang)

Wird in dem in Bild 3.43 dargestellten Stromkreis der Schalter S geöffnet, so kommt es zu einem plötzlichen Zusammenbruch des Magnetfeldes. Die im Magnetfeld gespeicherte Energie wird plötzlich frei. Es entsteht eine u.U. sehr hohe Selbstinduktionsspannung  $U_L$  mit der angegebenen Polung.

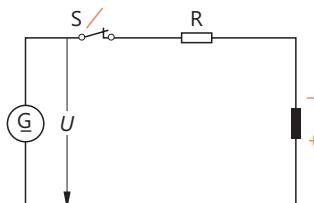


Bild 3.43  
Spule im Gleichstromkreis (Ausschaltvorgang)

#### Merksatz

Die Größe der Selbstinduktionsspannung hängt von der gespeicherten Energie und von der Schnelligkeit des Abschaltens ab.

Am Schalter bildet sich eine Funkenstrecke, über die ein Strom noch eine kurze Zeit weiterfließen kann.

Es können Spannungen von vielen kV entstehen. Die Batteriezündung von Kraftfahrzeugen arbeitet nach diesem Prinzip. Der Stromkreis der Zündspule wird durch den Unterbrecherkontakt plötzlich unterbrochen. Es entsteht eine Selbstinduktionsspannung von 15 kV bis 18 kV. Diese führt zu dem gewünschten Funkenüberschlag zwischen den Zündkerzenkontakte.

Wird der Stromkreis der Spule nicht unterbrochen, sondern wird die Spule kurzgeschlossen, so ergibt sich ein langsamerer Magnetfeldabbau.

Die Schaltung in Bild 3.44 wird mit einer Rechteckspannung gespeist. Zur Zeit  $t_1$  geht die Generatorenspannung auf null herunter.

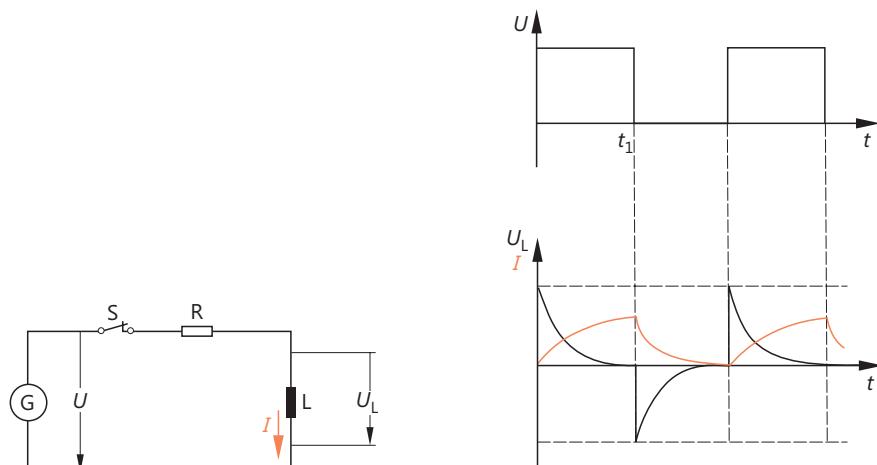


Bild 3.44 Einschalt- und Ausschaltvorgang einer Spule bei Speisung mit Rechteckspannung

Die Induktivität möchte den Strom aufrechterhalten. Die Spannung  $U_L$  kehrt zur Zeit  $t_1$  ihre Polung um. Die Spule wirkt jetzt als Generator. Sie versucht, den Strom weiterfließen zu lassen, und gibt die gespeicherte Energie ab.

Die Spannung  $U_L$  fällt langsam ab. Das Gleiche gilt für den Strom  $I$ .

Die Zeitkonstante  $\tau = L/R$  ist ein Maßstab für die Schnelligkeit des Magnetfeldabbaus. Ist nach dem Zeitpunkt  $t_1$  eine Zeitkonstante vergangen, so sind  $U_L$  und  $I$  auf 37% ihres Höchstwertes abgesunken. Nach 5 Zeitkonstanten ist das Magnetfeld abgebaut.

## 3.8 Spule im Wechselstromkreis

### 3.8.1 Auf- und Abbau des Magnetfeldes

Wird eine Spule von einem Wechselstrom durchflossen, so wird ihr Magnetfeld in bestimmter zeitlicher Folge auf- und abgebaut (Bild 3.45).

In der ersten Viertelperiode eines sinusförmigen Wechselstromes erfolgt ein Aufbau des Magnetfeldes. In der zweiten Viertelperiode wird das Magnetfeld abgebaut (Bild 3.46). Während der dritten Viertelperiode wird das Magnetfeld mit anderer Polung wieder aufgebaut, und während der vierten Viertelperiode erfolgt ein Abbau des Magnetfeldes.

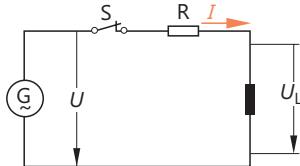


Bild 3.45 Spule im Wechselstromkreis

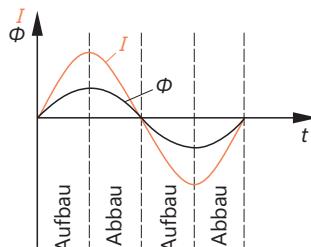


Bild 3.46 Aufbau und Abbau des Magnetfeldes einer Spule

### 3.8.2 Phasenverschiebung und Zeigerdiagramm

Die Spulenspannung  $U_L$  ist immer dann am größten, wenn der Strom  $I$  durch null geht. Sie hat den Wert Null, wenn der Strom  $I$  seinen Höchstwert erreicht hat (siehe «Spule im Gleichstromkreis»). Das bedeutet, dass zwischen der Spannung  $U_L$  und dem Strom  $I$  eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  besteht. Die Spannung eilt dem Strom um  $90^\circ$  voraus. Dies gilt genau nur für eine verlustfreie Spule.

#### Merksatz



Bei der verlustfreien Spule eilt die Spannung dem Strom um  $90^\circ$  voraus.

Bild 3.47 zeigt den zeitlichen Verlauf von  $U_L$  und  $I$  (Liniendiagramm).

Die Zusammenhänge können einfacher durch ein Zeigerdiagramm dargestellt werden. Das Zeigerdiagramm Bild 3.48 gilt nur für die verlustfreie Spule.

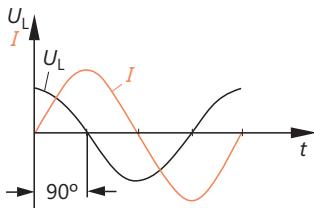


Bild 3.47 Zeitlicher Verlauf von Spulenspannung und Strom einer mit Wechselspannung gespeisten verlustfreien Spule (Liniendiagramm)

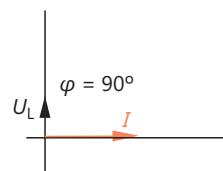


Bild 3.48 Zeigerdiagramm einer verlustfreien Spule

### 3.8.3 Induktiver Blindwiderstand

Die Selbstinduktionsspannung einer Spule wirkt der Änderung ihrer Ursache entgegen. Die Spule hat eine Widerstandswirkung.

Die Größe des Spulenwiderstandes ergibt sich aus dem Verhältnis  $U_L/I$ .

$$\frac{U_L}{I} = \text{Spulenwiderstand}$$

Der Widerstand einer verlustfreien Spule ist ein Blindwiderstand, d.h., es wird in ihm keine elektrische Leistung in Wärmeleistung umgesetzt. Er wird induktiver Blindwiderstand genannt (Kurzzeichen  $X_L$ ).

$$X_L = \frac{U_L}{I}$$

Für den induktiven Blindwiderstand gilt die Gleichung:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

$$X_L = \omega \cdot L$$

$X_L$  induktiver Blindwiderstand

$f$  Frequenz

$L$  Induktivität

$\omega$  Kreisfrequenz

( $\omega = 2\pi \cdot f$ )

Bild 3.49 zeigt den Verlauf des induktiven Blindwiderstandes  $X_L$  in Abhängigkeit von der Frequenz.

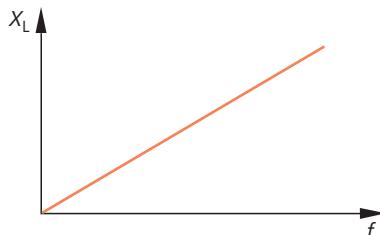


Bild 3.49  
Abhängigkeit des induktiven  
Blindwiderstandes von der Frequenz

### Beispiel

Wie groß ist der induktive Blindwiderstand einer Spule mit einer Induktivität von 10 mH bei einer Frequenz von 2 MHz?

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 6,28 \cdot 2 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}} \cdot 10 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$X_L = 125\,600 \Omega$$

$$X_L = \underline{125,6 \text{ k}\Omega}$$

### 3.8.4 Verlustfaktor und Güte

Bei vielen Spulen der Praxis können die Verluste nicht vernachlässigt werden. Man erfasst die Verluste mit Hilfe eines sogenannten Verlustwiderstandes  $R$ , den man sich zur verlustfreien Spule in Reihe geschaltet denkt (Bild 3.50).

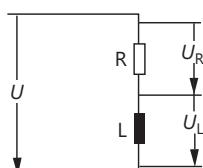


Bild 3.50  
Ersatzschaltung einer verlustbehafteten Spule

Für die Reihenschaltung von Verlustwiderstand und Spule ergibt sich das in Bild 3.51 dargestellte Zeigerdiagramm. Hätte die Spule keine Verluste, so wäre der Winkel  $\delta = 0$ . Der Winkel  $\delta$  wird *Verlustwinkel* genannt.

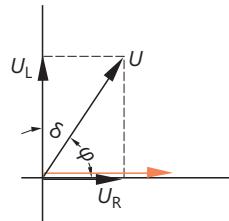


Bild 3.51  
Zeigerdiagramm einer verlustbehafteten Spule

Der Tangens des Winkels  $\delta$  ist der *Verlustfaktor*.

$\tan \delta$       Verlustfaktor

$$\tan \delta = \frac{U_R}{U_L} = \frac{I \cdot R}{I \cdot X_L}$$

$$\tan \delta = \frac{R}{X_L}$$

Je kleiner der  $\tan \delta$  einer Spule ist, desto verlustärmer ist diese Spule.

Der Kehrwert des  $\tan \delta$  wird Güte oder Spulengüte genannt (Kurzzeichen  $Q$ ).

$$Q = \frac{1}{\tan \delta}$$

$Q$       Güte  
 $R$       Verlustwiderstand  
 $X_L$       induktiver Blindwiderstand

$$Q = \frac{X_L}{R}$$

### 3.8.5 Wickeln von Spulen

Die für die verschiedenen Anwendungsfälle benötigten Spulen müssen meist selbst gewickelt werden. Es gibt keine von den Bauelemente-Herstellern angebotene große Typenvielfalt ferti-ger Spulen, etwa vergleichbar mit der Typenvielfalt von Kondensatoren.

Die *Luftspulen* werden überwiegend als Zylinderspulen und als Toroidspulen (Ringspulen) hergestellt. Für diese beiden Spulenarten werden nachfolgend die Berechnungsgleichungen angegeben. Die Gleichungen sind Näherungsgleichungen.

Für Zylinderspulen (Bild 3.52a) gilt:

$$L = N^2 \cdot \frac{78 \cdot D^2}{3 \cdot D + 9 \cdot l + 10 \cdot w}$$

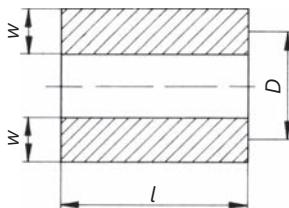


Bild 3.52a Zylinderspule, einlagig und mehrlagig

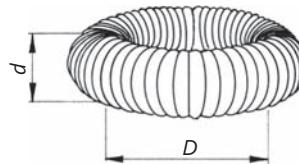


Bild 3.52b Toroidspule (Ringspule)

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot (3 \cdot D + 9 \cdot l + 10 \cdot w)}{78 \cdot D^2}}$$

Induktivität  $L$  in nH

Durchmesser  $D$  in cm

Spulenlänge  $l$  in cm

Wicklungsdicke  $w$  in cm

Windungszahl  $N$

Toroidspulen (Bild 3.52b) werden wie folgt berechnet:

$$L = N^2 \cdot \pi \cdot \frac{D^2}{d}$$

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot d}{\pi \cdot D^2}}$$

Induktivität  $L$  in nH

Großdurchmesser  $D$  in cm

Kleindurchmesser  $d$  in cm

Windungszahl  $N$

### Beispiel

Eine Zylinderspule nach Bild 3.50a hat eine Länge  $l = 2$  cm, einen Durchmesser  $D = 1,5$  cm und eine Wicklungsdicke  $w = 4$  mm mit 100 Windungen. Wie groß ist die Induktivität der Spule?

$$L = N^2 \cdot \frac{78 \cdot D^2}{3 \cdot D + 9 \cdot l + 10 \cdot w}$$

$$L = 100^2 \cdot \frac{78 \cdot 1,5^2}{3 \cdot 1,5 + 9 \cdot 2 + 10 \cdot 0,4} \text{ nH}$$

$$L = 66\,226 \text{ nH} = 66,226 \mu\text{H}$$

Für Eisenkernspulen gibt es eine große Anzahl verschiedener industriell vorgefertigter Kerntypen. Die Wicklungen sind jedoch vom Anwender zu fertigen. Die

Kerne sind heute meist weichmagnetische Ferritkerne. Für sie wird ein *Induktivitätsfaktor* angegeben, der auch  $A_L$ -Wert genannt wird.

### Merksatz



Der  $A_L$ -Wert eines Spulenkerne entspricht dem magnetischen Leitwert des Kerns.

Die Induktivität einer Eisenkernspule lässt sich mit dem  $A_L$ -Wert leicht berechnen:

$$L = N^2 \cdot A_L$$

Induktivitätsfaktor  $A_L$  in nH

Induktivität  $L$  in nH

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Schalenkerne nach Bild 3.52c lassen sich universell bis zu Frequenzen von etwa 50 MHz nutzen.

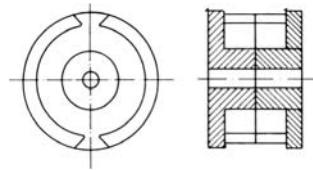


Bild 3.52c  
Schalenkern (weichmagnetischer Ferritkern)

### Beispiel



Mit einem Schalenkern nach Bild 3.52c soll eine Spule mit einer Induktivität 360  $\mu$ H gewickelt werden. Der Schalenkern hat einen Induktivitätsfaktor ( $A_L$ -Wert) von 60 nH. Wie viele Windungen sind erforderlich?

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{360000 \text{ nH}}{60 \text{ nH}}} = \sqrt{6000}$$

$$N = 77,5$$

Es werden 77,5 Windungen benötigt.

## 3.9 Reihen- und Parallelschaltung von Spulen

### 3.9.1 Reihenschaltung

Die drei in Reihe geschalteten Spulen von Bild 3.53 entsprechen drei in Reihe geschalteten induktiven Blindwiderständen.

$$X_{Lg} = X_{L1} + X_{L2} + X_{L3}$$

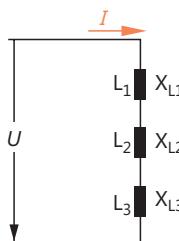


Bild 3.53  
Reihenschaltung von drei Spulen

Mit Hilfe dieser Gleichung kann die Gesamtinduktivität abgeleitet werden.

$$\begin{aligned} X_{Lg} &= X_{L1} + X_{L2} + X_{L3} \\ \omega \cdot L_g &= \omega \cdot L_1 + \omega \cdot L_2 + \omega \cdot L_3 \\ \omega \cdot L_g &= \omega \cdot (L_1 + L_2 + L_3) \end{aligned}$$

Für eine beliebige Anzahl  $n$  in Reihe geschalteter Spulen gilt die Gleichung:

$$L_g = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$$

Bei der Reihenschaltung von Spulen ist die Gesamtinduktivität gleich der Summe der Einzelinduktivitäten.

Dies gilt nur, wenn die Spulen untereinander keine magnetische Koppelung haben, d.h., wenn keine Spule vom Magnetfeld einer anderen Spule durchsetzt wird.

### 3.9.2 Parallelschaltung

Der Gesamtwiderstand der drei parallel geschalteten Spulen (Bild 3.54) lässt sich mit folgender Gleichung berechnen:

$$\frac{1}{X_{Lg}} = \frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X_{L2}} + \frac{1}{X_{L3}}$$

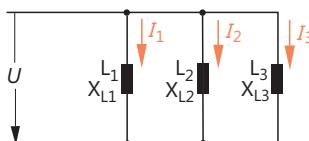


Bild 3.54  
Parallelschaltung von drei Spulen

Aus dieser Beziehung ergibt sich die Gesamtinduktivität  $L_g$ .

$$\frac{1}{\omega \cdot L_g} = \frac{1}{\omega \cdot L_1} + \frac{1}{\omega \cdot L_2} + \frac{1}{\omega \cdot L_3}$$

$$\frac{1}{\omega \cdot L_g} = \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \right)$$

Für eine beliebige Anzahl  $n$  parallel geschalteter Spulen lautet die Gleichung:

$$\frac{1}{L_g} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots + \frac{1}{L_n}$$

Die Gesamtinduktivität von zwei parallel geschalteten (Bild 3.55) Spulen kann nach folgender Gleichung berechnet werden:

$$L_g = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

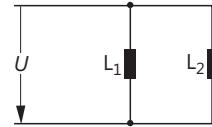


Bild 3.55  
Parallelschaltung von zwei Spulen

Die vorstehenden Gleichungen gelten nur unter der Voraussetzung, dass keine magnetische Koppelung der Spulen untereinander besteht.

### Beispiel



Die Gesamtinduktivität der Spulenschaltung nach Bild 3.56 ist zu berechnen.

$$L_{1,2} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = \frac{300 \text{ mH} \cdot 150 \text{ mH}}{300 \text{ mH} + 150 \text{ mH}}$$

$$L_{1,2} = \frac{45000 \text{ mH}}{450} = 100 \text{ mH}$$

$$L_g = L_{1,2} + L_3 = 100 \text{ mH} + 100 \text{ mH}$$

$$\underline{\underline{L_g = 200 \text{ mH}}}$$

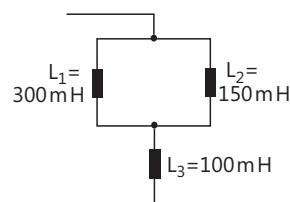


Bild 3.56 Spulenschaltung

### 3.10 Lernziel-Test

- Erklären Sie allgemein den Begriff Kapazität, und geben Sie an, wie Leitungskapazitäten, Kabelkapazitäten und Gehäusekapazitäten entstehen.
- Wie hängen elektrische Ladung  $Q$ , Spannung  $U$  und Kapazität  $C$  zusammen?
- Kondensatoren werden ähnlich wie Widerstände durch Farbringe oder Farbpunkte gekennzeichnet. Man verwendet eine Fünffachberingung. Welche Angaben werden durch die fünf Ringe gemacht?
- Jeder Kondensator hat eine Selbstentlade-Zeitkonstante.  
Von welchen Größen hängt  $\tau_s$  ab?
- Ein Kondensator hat eine Nennkapazität bei 20 °C von 2,2 nF und einen Temperaturbeiwert

$$\alpha_C = -2,5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{K}$$

Wie groß ist seine Kapazität bei der höchstzulässigen Betriebstemperatur von 95 °C?

- Was versteht man unter der Dauergrenzspannung eines Kondensators?
- Folienkondensatoren werden als Papierkondensatoren oder als Kunststoffkondensatoren hergestellt. Erklären Sie den Aufbau dieser Kondensatoren.
- Metall-Papier-Kondensatoren, auch MP-Kondensatoren genannt, dürfen nicht mit Folienkondensatoren verwechselt werden.  
Wie sind sie aufgebaut und wie ist es möglich, dass nach einem Durchschlag Selbstheilung auftritt?
- Wie sind Metall-Kunststoff-Kondensatoren (MK-Kondensatoren) aufgebaut?
- Besonders interessante Kondensatoren sind die Elektrolyt-Kondensatoren. Woraus bestehen Dielektrikum, 1. Kondensatorplatte und 2. Kondensatorplatte?
- Warum müssen normale Elektrolyt-Kondensatoren gepolt betrieben werden?
- Warum verwendet man bei Elektrolyt-Kondensatoren rauhe Elektroden?
- Wie kann man ungepolte Elektrolyt-Kondensatoren aufbauen?
- Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren gibt es mit flüssigen und festen Elektrolyten. Erklären Sie den prinzipiellen Aufbau der beiden Kondensator-Typen.
- Wie sind Drehkondensatoren und Trimmerkondensatoren aufgebaut?
- Wird ein Kondensator in einem Stromkreis geladen, so hat dieser Stromkreis immer eine Zeitkonstante. Wie hängen Zeitkonstante und Aufladezeit zusammen?
- Ein Kondensator mit  $C = 2200 \mu\text{F}$  wurde an einer Gleichspannung von 450 V aufgeladen. Wie groß ist die in ihm gespeicherte elektrische Energie?
- Ein Kondensator mit  $C = 6800 \mu\text{F}$  wird als Hilfsspannungsquelle verwendet. Er speist einen Lastwiderstand von  $10 \text{ M}\Omega$ .  
Nach welcher Zeit ist der Kondensator entladen? Zu Beginn der Entladung ist er voll aufgeladen.
- Der Verlustfaktor eines Kondensators von 47 nF beträgt bei 10 kHz 0,02. Wie groß ist der Reihenverlustwiderstand  $R$ ?  
Welche Güte hat der Kondensator?
- Drei Kondensatoren  $C_1 = 100 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 22 \text{ nF}$  und  $C_3 = 47 \text{ nF}$  sind in Reihe geschaltet. Berechnen Sie die Gesamtkapazität.

21. Ein Kondensator mit einer Kapazität von  $1 \mu\text{F}$  soll mit einem zweiten Kondensator in Reihe geschaltet werden. Die Gesamtkapazität soll  $359 \text{ nF}$  betragen. Welche Kapazität muss der zugeschaltete Kondensator haben?
22. Was versteht man unter der Induktivität einer Spule? Wann hat eine Spule eine Induktivität von  $1 \text{ H}$ ?
23. Wie ist die Zeitkonstante einer Spule im Gleichstromkreis festgelegt?
24. Eine verlustfreie Spule wird von einem Wechselstrom durchflossen. Welche Phasenverschiebung besteht zwischen der Spannung an der Spule  $U_L$  und dem Strom  $I$ ? Zeichnen Sie ein Zeigerdiagramm.
25. Wie ändert sich der Blindwiderstand  $X_L$  einer Spule in Abhängigkeit von der Frequenz? Skizzieren Sie ein Diagramm.
26. Was versteht man unter dem Verlustfaktor einer Spule, was unter der Spulengüte?
27. Die drei Spulen  $L_1 = 20 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 100 \text{ mH}$  und  $L_3 = 1 \text{ H}$  sind parallel geschaltet. Berechnen Sie die Gesamtinduktivität  $L_g$ .
28. Berechnen Sie für die Schaltung Bild 3.57 die Gesamtkapazität  $C_g$ .

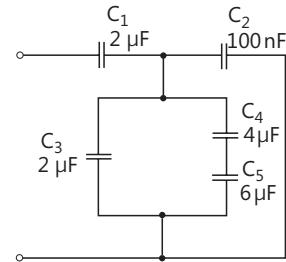
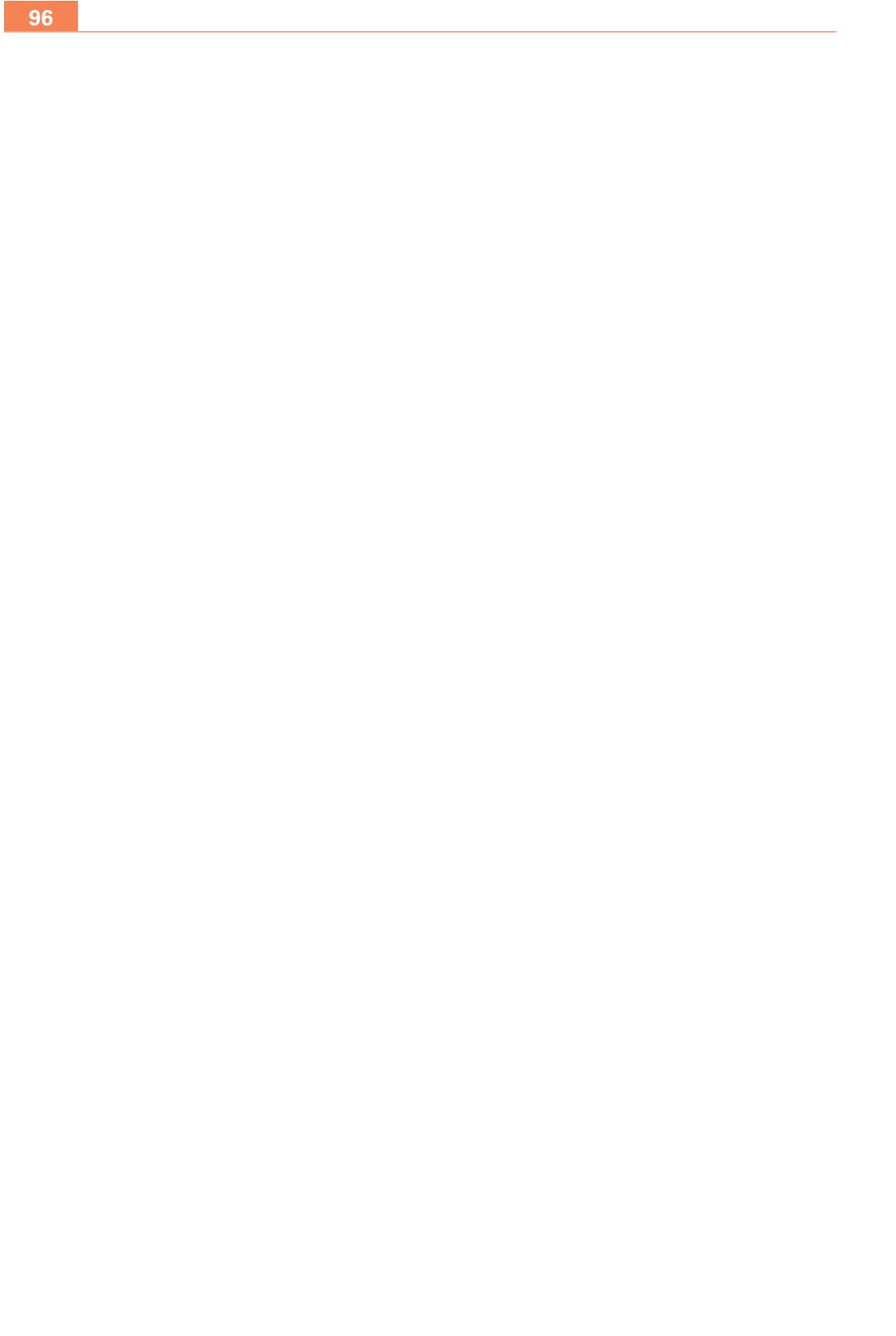


Bild 3.57  
Kondensatorschaltung



# 4 Frequenzabhängige Zwei- und Vierpole

## 4.1 Allgemeines

### 4.1.1 Zweipole

Eine Schaltung mit zwei Klemmen bezeichnet man als Zweipol. Ein Zweipol kann als «Kasten» dargestellt werden (Bild 4.1).

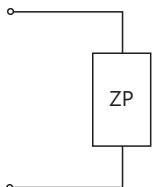


Bild 4.1 Zweipol

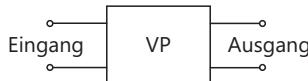


Bild 4.2 Vierpol

Der innere Schaltungsaufbau von Zweipolen kann sehr unterschiedlich sein. Hier sollen nur einige der vielen möglichen Zweipole betrachtet werden. Es wurden Zweipole ausgewählt, die aus Widerständen, Spulen und Kondensatoren aufgebaut sind und in der Elektronik besondere Bedeutung haben.

### 4.1.2 Vierpole

Vierpole sind Schaltungen mit zwei Eingangsklemmen und zwei Ausgangsklemmen (Bild 4.2). Ein Vierpol kann ebenfalls als «Kasten» dargestellt werden.

Es sind außerordentlich viele verschiedene Vierpole denkbar. Im folgenden sollen einfache Vierpole untersucht werden, die – wie die Zweipole – aus Spulen, Kondensatoren und ohmschen Widerständen bestehen. Die ausgewählten Vierpole werden in der Elektronik besonders häufig verwendet.

## 4.2 Reihenschaltung von $R$ und $C$

Legt man an eine Reihenschaltung von  $R$  und  $C$  eine Wechselspannung an, so treibt diese Spannung einen Strom durch die Reihenschaltung (Bild 4.3).

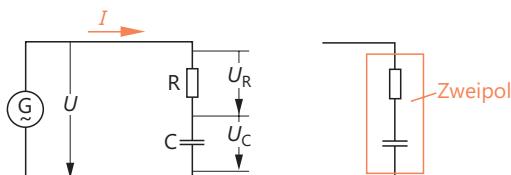


Bild 4.3  
Reihenschaltung von  
 $R$  und  $C$  (Zweipol)

Am Widerstand fällt eine Spannung  $U_R$  ab. Diese Spannung liegt in Phase mit dem Strom  $I$ .

Die Kondensatorspannung  $U_C$  eilt dem Strom um  $90^\circ$  nach, oder anders ausgedrückt, der Strom eilt der Spannung  $U_C$  um  $90^\circ$  vor. Das Zeigerdiagramm Bild 4.4 zeigt die Phasenlagen der Spannungen. Die Gesamtspannung  $U$  ergibt sich nach der Gleichung:

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2}$$

Teilt man die Spannungszeiger durch den Strom  $I$ , so erhält man Widerstandszeiger.

$$\frac{U_R}{I} = R; \quad \frac{U_C}{I} = X_C;$$

$$\frac{U}{I} = Z$$

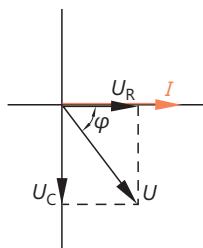


Bild 4.4 Zeigerdiagramm der Spannungen einer Reihenschaltung von  $R$  und  $C$  (angenommene Zeigerlängen)

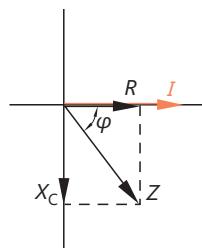


Bild 4.5 Zeigerdiagramm der Widerstände einer Reihenschaltung von  $R$  und  $C$  (angenommene Zeigerlängen)

Das sich aus dem Zeigerdiagramm der Spannungen ergebende Zeigerdiagramm der Widerstände zeigt Bild 4.5. Für den Wechselstromgesamtwiderstand (Scheinwiderstand)  $Z$  gilt:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Aus den Zeigerdiagrammen kann man die Gleichung für den Phasenwinkel  $\varphi$  entnehmen:

$$\tan \varphi = \frac{U_C}{U_R} = \frac{X_C}{R}$$

### 4.3 Reihenschaltung von $R$ und $L$

Wird die Reihenschaltung von  $R$  und  $L$  von einem Wechselstrom durchflossen, so liegt an  $R$  die Spannung  $U_R$  und an  $L$  die Spannung  $U_L$  (Bild 4.6).  $U_R$  liegt mit  $I$  in Phase,  $U_L$  eilt dem Strom  $I$  um  $90^\circ$  voraus. Diesen Zusammenhang zeigt das Zeigerdiagramm Bild 4.7. Für die Gesamtspannung gilt die Gleichung:

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_L^2}$$

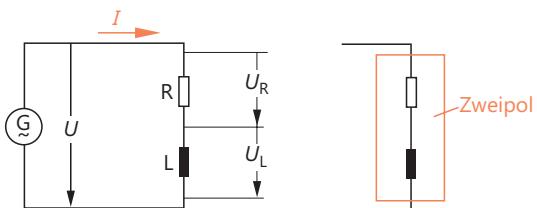
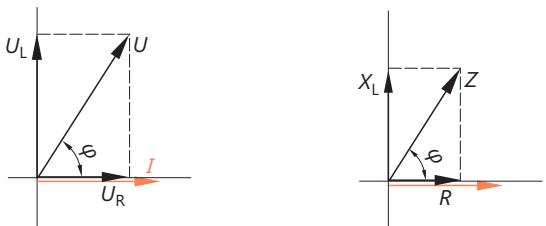


Bild 4.6  
Reihenschaltung von  
 $R$  und  $L$  (Zweipol)



Teilt man die Spannungszeiger durch den Strom  $I$ , so erhält man Widerstandszeiger.

$$\frac{U_R}{I} = R \quad \frac{U_L}{I} = X_L \quad \frac{U}{I} = Z$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

Die Gleichung für den Phasenwinkel  $\varphi$  kann aus den Zeigerdiagrammen abgelesen werden:

$$\tan \varphi = \frac{U_L}{U_R} = \frac{X_L}{R}$$

## 4.4 RC-Glied

Das RC-Glied ist im Prinzip eine Reihenschaltung von  $R$  und  $C$ . Nur ist aus dem Zweipol durch die beiden Ausgangsklemmen ein Vierpol geworden.

$U_1$  ist die Eingangsspannung.  
 $U_2$  die Ausgangsspannung.

Das Verhalten des RC-Gliedes bei sinusförmiger Eingangsspannung  $U_1$  und verschiedenen Frequenzen soll untersucht werden.

Bei tiefen Frequenzen hat der Kondensator einen großen Widerstand. Am Ausgang liegt fast die volle Eingangsspannung. Es gilt:

$$U_2 \approx U_1$$

Bei hohen Frequenzen ist der Widerstand des Kondensators sehr klein. Er strebt gegen null.

Die Ausgangsspannung  $U_2$  bei hohen Frequenzen ist also angenähert 0.

$$U_2 \approx 0$$

Bild 4.8 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung  $U_2$  in Abhängigkeit von der Frequenz.

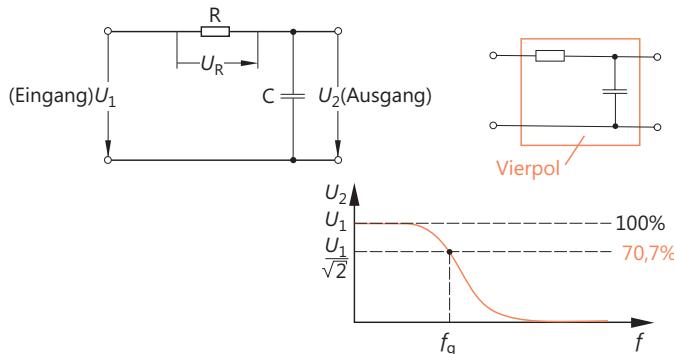


Bild 4.8 RC-Glied als Vierpol, Verlauf der Ausgangsspannung  $U_2$  in Abhängigkeit von der Frequenz

*Das RC-Glied lässt tiefe Frequenzen durch und dämpft hohe Frequenzen stark. Da die tiefen Frequenzen passieren können, nennt man diese Schaltung Tiefpass.*



### Definition

Ein Tiefpass ist eine Schaltung, die nur tiefe Frequenzen passieren lässt.

Die Frequenz, bei der die Spannung  $U_2$  auf das  $1/\sqrt{2}$ -fache von  $U_1$  abgesunken ist, nennt man Grenzfrequenz ( $f_g$ ). Frequenzen bis zur Größe der Grenzfrequenz  $f_g$  gelten als durchgelassen.

Aus den Zeigerdiagrammen (Bild 4.9) ist ersichtlich, dass  $U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{2}}$  dann ist, wenn  $U_R$  den gleichen Betrag hat wie  $U_2$  bzw.  $U_C$ .

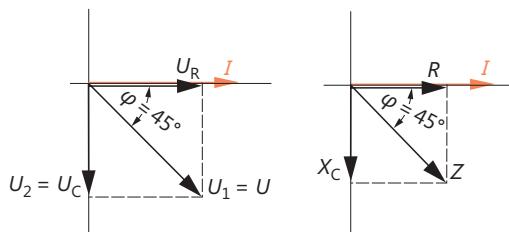


Bild 4.9  
Zeigerdiagramm der Spannungen und der Widerstände eines RC-Gliedes für Grenzfrequenz

Für  $f_g$  gilt:  $U_R = U_C$ ;  $\frac{U_R}{I} = \frac{U_C}{I}$   
 $R = X_C$

Aus der Bedingung  $R = X_C$  kann die Gleichung für die Grenzfrequenz abgeleitet werden:

$$R = X_C$$

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C}$$

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

$R \cdot C$  ist die Zeitkonstante  $\tau$  des RC-Gliedes.

$$\tau = R \cdot C$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$$

Bei der Grenzfrequenz  $f_g$  besteht zwischen  $U_1$  und  $U_2$  eine Phasenverschiebung von  $45^\circ$ .

### Beispiel

Ein RC-Glied besteht aus einem Widerstand von  $R = 10 \text{ k}\Omega$  und aus einem Kondensator von  $C = 100 \text{ nF}$ . Wie groß ist die Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes?

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \Omega \cdot 100 \cdot 10^{-9} \text{ Ss}}$$

$$f_g = 159 \text{ Hz}$$

## 4.5 CR-Glied

Das CR-Glied ist dem RC-Glied sehr ähnlich. Die Bauteile in Längs- und Querzweig sind lediglich vertauscht (Bild 4.10).

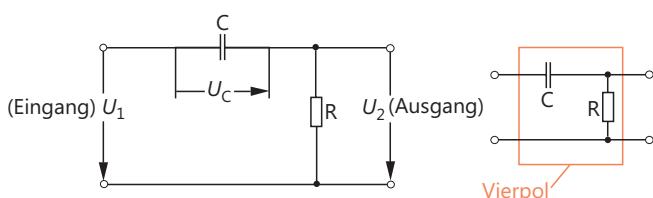


Bild 4.10  
CR-Glied als Vierpol

Das Verhalten des CR-Gliedes bei sinusförmigen Wechselspannungen unterschiedlicher Frequenz ist jedoch ganz anders als das des RC-Gliedes.

Bei tiefen Frequenzen ist der Widerstand des Kondensators sehr groß. Ein sehr großer Teil der Spannung  $U_1$  wird an  $C$  abfallen. Der Spannungsabfall an  $R$  ist fast null.

$$U_2 \approx 0$$

Bei hohen Frequenzen ist der Widerstand des Kondensators angenähert null. Die Eingangsspannung liegt fast voll am Ausgang.

$$U_2 \approx U_1$$

Bild 4.11 zeigt den Verlauf von  $U_2$  in Abhängigkeit der Frequenz.

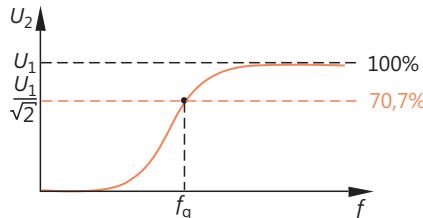


Bild 4.11  
Verlauf der Ausgangsspannung  $U_2$  eines CR-Gliedes in Abhängigkeit von der Frequenz

*Das CR-Glied lässt hohe Frequenzen durch und dämpft tiefe Frequenzen stark.*

Die hohen Frequenzen können passieren. Man nennt eine Schaltung, die dieses Frequenzverhalten hat, einen *Hochpass*.



### Definition

Ein Hochpass ist eine Schaltung, die nur hohe Frequenzen passieren lässt.

Das CR-Glied hat ebenfalls eine Grenzfrequenz. Die Grenzfrequenz ist die Frequenz, bei der  $U_2$  den  $1/\sqrt{2}$ -fachen Wert von  $U_1$  hat.

In Bild 4.12 ist das Zeigerdiagramm bei Grenzfrequenz dargestellt.  $U_R$  (bzw.  $U_2$ ) hat den gleichen Betrag wie  $U_C$ .

Für  $f_g$  gilt:  $U_R = U_C$

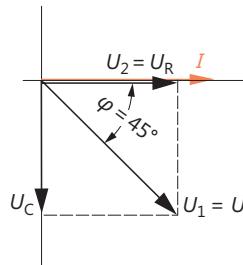


Bild 4.12  
Zeigerdiagramm der Spannungen eines CR-Gliedes bei Grenzfrequenz

Aus dieser Bedingung ergibt sich die gleiche Formel zur Berechnung der Grenzfrequenz, die auch für das RC-Glied gefunden wurde:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$$

Bei Grenzfrequenz herrscht zwischen  $U_1$  und  $U_2$  eine Phasenverschiebung von  $45^\circ$ .

### Beispiel



Der Hochpass nach Bild 4.13 soll eine Grenzfrequenz von 1 kHz haben. Wie groß muss der Kondensator  $C$  gewählt werden?

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_g}$$

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 2,2 \text{ k}\Omega \cdot 1000 \frac{1}{\text{s}}}$$

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 2,2} \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$C = \frac{1000}{6,28 \cdot 2,2} \text{ nF}$$

$$\underline{C = 72,3 \text{ nF}}$$

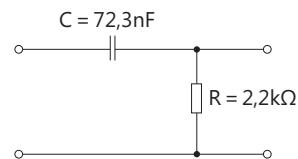


Bild 4.13

Hochpass mit einer Grenzfrequenz von 1 kHz

## 4.6 RL-Glied

Eine Schaltung, bei der im Längszweig ein Widerstand und im Querzweig eine Spule liegt, wird RL-Glied genannt (Bild 4.14). Der ohmsche Widerstand der Spule soll vernachlässigbar klein sein.

*Das RL-Glied ist ein Hochpass.*

Bei hohen Frequenzen hat die Spule einen großen Widerstand  $X_L$ . Die Spannung an  $L$  wird wesentlich größer sein als die Spannung an  $R$ .

Bei tiefen Frequenzen ist der Widerstand der Spule sehr gering. Die Ausgangsspannung  $U_2$  ist fast null.

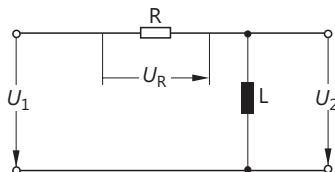
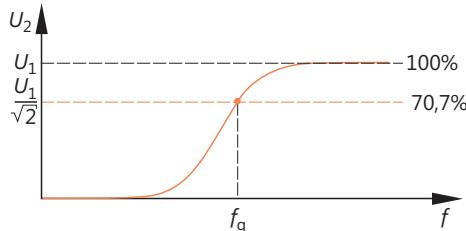


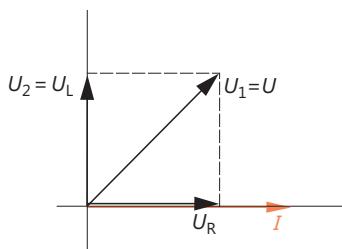
Bild 4.14 RL-Glied

Bild 4.15 Verlauf der Ausgangsspannung  $U_2$  eines RL-Gliedes in Abhängigkeit von der Frequenz

Den Verlauf der Spannung  $U_2$  in Abhängigkeit von der Frequenz zeigt Bild 4.15.

Die Grenzfrequenz  $f_g$  eines RL-Gliedes liegt bei dem Spannungswert  $U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{2}}$ .

Das bedeutet aber, dass die Beträge von  $U_2$  (bzw.  $U_L$ ) und  $U_R$  gleich sein müssen. Das Zeigerdiagramm der Spannungen ist in Bild 4.16 dargestellt.

Bild 4.16  
Zeigerdiagramm der Spannungen eines RL-Gliedes bei Grenzfrequenz

Aus der Bedingung  $U_L = U_R$  kann die Grenzfrequenz errechnet werden:

$$\begin{aligned} U_L &= U_R \\ X_L &= R \\ 2\pi \cdot f_g \cdot L &= R \end{aligned}$$

$$f_g = \frac{R}{2\pi \cdot L}$$

Bei Grenzfrequenz beträgt die Phasenverschiebung zwischen  $U_1$  und  $U_2$   $45^\circ$ .

Die Zeitkonstante  $\tau$  ergibt sich aus der Gleichung:

$$\tau = \frac{L}{R}$$

Für  $\frac{R}{L}$  kann in die Gleichung zur Berechnung der Grenzfrequenz  $\frac{1}{\tau}$  eingesetzt werden:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$$

**Beispiel**

Ein RL-Glied hat eine Zeitkonstante von 0,5 ms. Der Widerstand  $R$  hat den Wert 100  $\Omega$  (Bild 4.17).

Wie groß ist die Grenzfrequenz des RL-Gliedes? Welche Induktivität ergibt sich für die Spule?

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$$

$$f_g = \frac{1}{6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ s}} = \frac{1000}{6,28 \cdot 0,5} \text{ Hz}$$

$$\underline{f_g = 318 \text{ Hz}}$$

$$\tau = \frac{L}{R}$$

$$L = \tau \cdot R$$

$$L = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot 100 \Omega$$

$$\underline{L = 50 \text{ mH}}$$

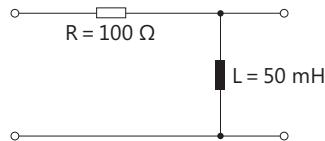


Bild 4.17

RL-Hochpass mit einer Grenzfrequenz von 318 Hz

## 4.7 LR-Glied

Vertauscht man bei einem RL-Glied die Bauteile in Längs- und Querzweig, so erhält man ein LR-Glied (Bild 4.18).

Bei tiefen Frequenzen ist der Widerstand der Spule sehr gering. Am Ausgang liegt fast die volle Eingangsspannung  $U_1$ .

$$U_2 \approx U_1$$

Bei hohen Frequenzen ist der Widerstand der Spule sehr groß. Die Ausgangsspannung  $U_2$  ist angenähert null.

$$U_2 \approx 0$$

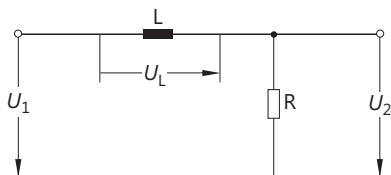


Bild 4.18  
LR-Glied

*Das LR-Glied ist ein Tiefpass.*

Bild 4.19 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung eines LR-Gliedes in Abhängigkeit von der Frequenz.

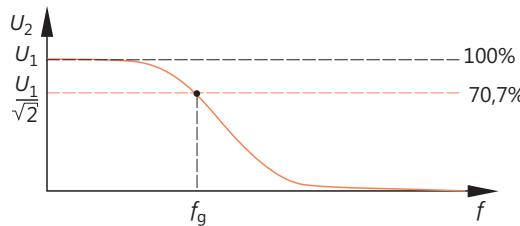


Bild 4.19

Verlauf der Ausgangsspannung  $U_2$  eines LR-Gliedes in Abhängigkeit von der Frequenz

Bei der Grenzfrequenz sind die Beträge von  $U_L$  und  $U_R$  gleich. Aus dieser Bedingung ergibt sich die gleiche Formel zur Bestimmung der Grenzfrequenz, die auch für das RL-Glied gefunden wurde:

$$f_g = \frac{R}{2\pi \cdot L}$$

## 4.8 Schwingkreise

### 4.8.1 Reihenschaltung von $R$ , $L$ und $C$

Eine Reihenschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$  wird an eine Spannung  $U$  gelegt (Bild 4.20). Durch die Reihenschaltung fließt ein Strom  $I$ . Am ohmschen Widerstand  $R$  fällt eine Spannung  $U_R$  ab, die mit dem Strom  $I$  phasengleich ist.

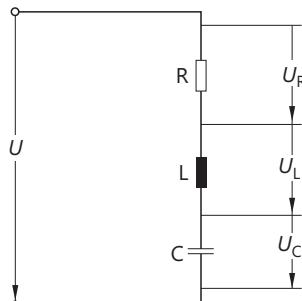
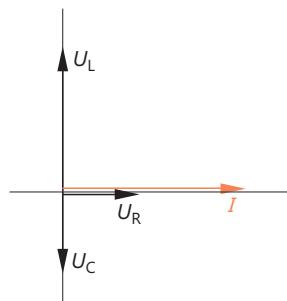
$$U_R = I \cdot R$$

Die Spannung  $U_L$  am induktiven Widerstand  $X_L$  eilt dem Strom  $I$  um  $90^\circ$  voraus.

$$U_L = I \cdot X_L$$

Die am kapazitiven Widerstand  $X_C$  liegende Spannung  $U_C$  eilt dem Strom  $I$  um  $90^\circ$  nach.

$$U_C = I \cdot X_C$$

Bild 4.20 Reihenschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$ Bild 4.21 Zeigerdiagramm einer Reihenschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$  für eine bestimmte Frequenz

Die drei Spannungen  $U_R$ ,  $U_L$  und  $U_C$  sind im Zeigerdiagramm Bild 4.21 dargestellt. Die Spannungszeiger können in einem Rechendiagramm zusammengefasst werden (Bild 4.22).

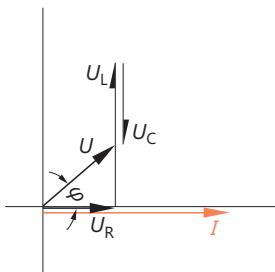


Bild 4.22 Rechendiagramm der Spannungen einer Reihenschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$  für eine bestimmte Frequenz

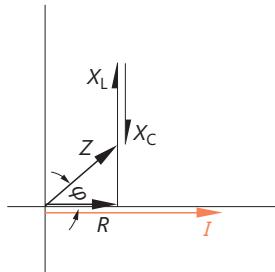


Bild 4.23 Rechendiagramm der Widerstände einer Reihenschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$  für eine bestimmte Frequenz

Für die Gesamtspannung  $U$  gilt die Gleichung:

$$U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2}$$

Aus dem Rechendiagramm der Spannungen kann das Rechendiagramm der Widerstände (Bild 4.23) abgeleitet werden. Die Gleichung für den Gesamtwiderstand  $Z$  lautet:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Bei hohen Frequenzen ist  $Z$  sehr groß, da  $X_L$  sehr groß ist. Bei niedrigen Frequenzen ist  $Z$  ebenfalls sehr groß, da  $X_C$  sehr groß ist. Der kleinste mögliche Widerstand ergibt sich für  $X_L = X_C$ . In diesem Fall ist  $Z = R$ . Die beiden Blindwiderstände heben sich gegenseitig auf. Bild 4.24 zeigt den prinzipiellen Widerstandsverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Frequenz, bei der  $X_L$  und  $X_C$  die gleiche Größe haben, wird Resonanzfrequenz (Kurzzeichen  $f_r$ ) genannt. Die Gleichung zur Berechnung der Frequenz  $f_r$  kann aus der Bedingung  $X_L = X_C$  abgeleitet werden:

$$X_L = X_C$$

$$\omega \cdot L = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L \cdot C}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2\pi \cdot f_r$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

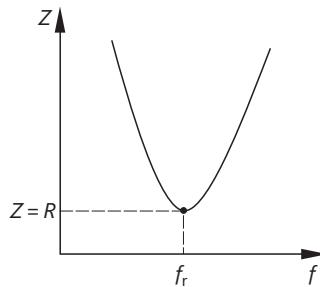


Bild 4.24  
Prinzipieller Widerstandsverlauf einer Reihenschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$

Diese Gleichung wird *Thomsonsche Schwingungsformel* genannt.

## 4.8.2 Reihenschwingkreise



### Definition

Reihenschaltungen von  $R$ ,  $L$  und  $C$ , bei denen der Wert von  $R$  klein ist, werden Reihenschwingkreise genannt.

$R$  ist der gesamte Wirkwiderstand der Reihenschaltung, d.h., in  $R$  sind die Verlustwiderstände von  $L$  und  $C$  enthalten. Die Reihenschaltung kann einen ohmschen Widerstand als Bauteil enthalten. In vielen Fällen ist  $R$  aber nur der Gesamtverlustwiderstand von Spule und Kondensator. Bei der Resonanzfrequenz ist der Gesamtwiderstand des Reihenschwingkreises gleich dem Widerstand  $R$ .

$$Z = R$$

Bild 4.25 zeigt das Rechendiagramm der Widerstände bei Resonanzfrequenz.



### Merksatz

Ein Reihenschwingkreis hat bei Resonanzfrequenz seinen kleinsten Widerstand.

Da  $X_L = X_C$  ist, müssen auch die Beträge von  $U_L$  und  $U_C$  gleich groß sein. Für die Frequenz  $f_r$  ergibt sich ein Rechendiagramm der Spannungen nach Bild 4.26.

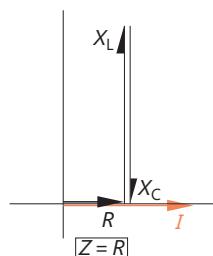


Bild 4.25 Rechendiagramm der Widerstände eines Reihenschwingkreises bei Resonanz

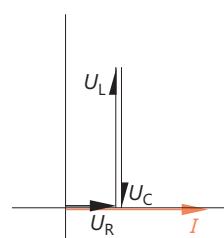


Bild 4.26 Rechendiagramm der Spannungen eines Reihenschwingkreises bei Resonanz

Die Spannungen  $U_L$  und  $U_C$  haben gleiche Amplituden und schwingen gegenphasig (Bild 4.27). Zwischen dem magnetischen Feld der Spule und dem elektrischen Feld des Kondensators ergibt sich eine Energiependelung. Man sagt,  $U_L$  und  $U_C$  sind miteinander in Resonanz. Diese Resonanz der Spannungen an Spule und Kondensator nennt man *Spannungsresonanz*.

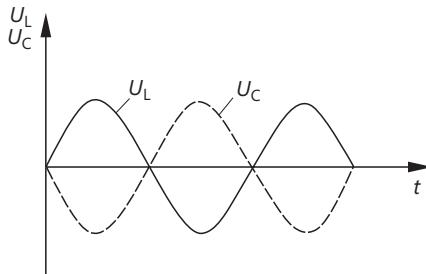


Bild 4.27  
Liniendiagramm der Spannungen  
 $U_L$  und  $U_C$  eines Reihenschwingkreises

Die Spannungen an Spule und Kondensator sind größer als die an den Schwingkreis angelegte Spannung. Es können sich z.B. Spannungen ergeben wie in Bild 4.28.

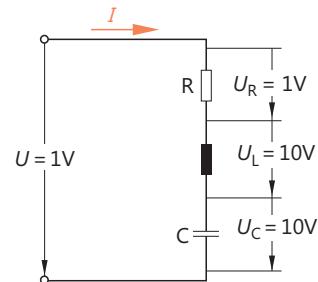


Bild 4.28  
Spannungsbeträge an den Bauteilen  
eines Reihenschwingkreises bei Resonanz

Es tritt eine *Resonanzüberhöhung* auf.

Die Resonanzüberhöhung wird auch *Güte* genannt (Kurzzeichen  $Q$ ).

### Definition



Die Güte  $Q$  eines Reihenschwingkreises gibt an, wievielmal größer die Spannungen an  $L$  oder  $C$  bei Resonanz sind als die an den Schwingkreis angelegte Spannung.

$$Q = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U}$$

Teilt man die Spannungen durch den Strom  $I$ , der ja überall in der Reihenschaltung gleich groß ist, so erhält man die Gleichung:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R}$$

Statt mit der Güte kann auch mit der Dämpfung gerechnet werden. Die Dämpfung (Kurzzeichen  $d$ ) ist der Kehrwert der Güte

$$d = \frac{1}{Q}$$

Ein Reihenschwingkreis ist durch seine *Resonanzkurve* gekennzeichnet. Die Resonanzkurve gibt den Verlauf des Stromes  $I$  in Abhängigkeit von der Frequenz an. Die Eingangsspannung muss bei der Aufnahme der Resonanzkurve konstant bleiben (Bild 4.29).

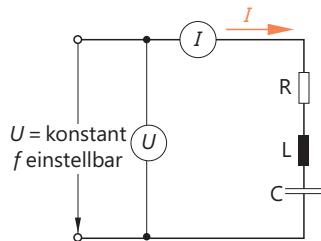


Bild 4.29  
Schaltung zur Aufnahme der Resonanzkurve eines Reihenschwingkreises

In Bild 4.30 sind die Resonanzkurven eines Reihenschwingkreises für drei verschiedene Dämpfungen, also für drei verschiedene Größen des Widerstandes  $R$ , dargestellt.

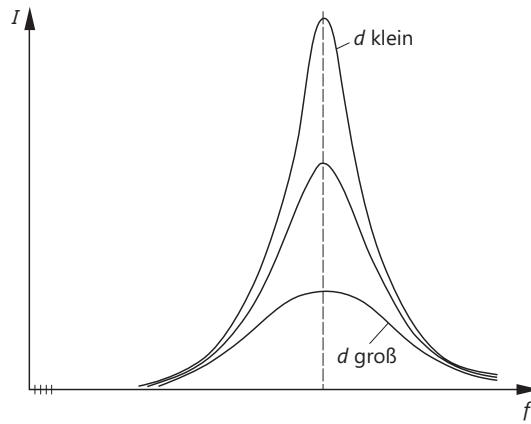


Bild 4.30  
Resonanzkurven eines Reihenschwingkreises für verschiedene große Dämpfungen

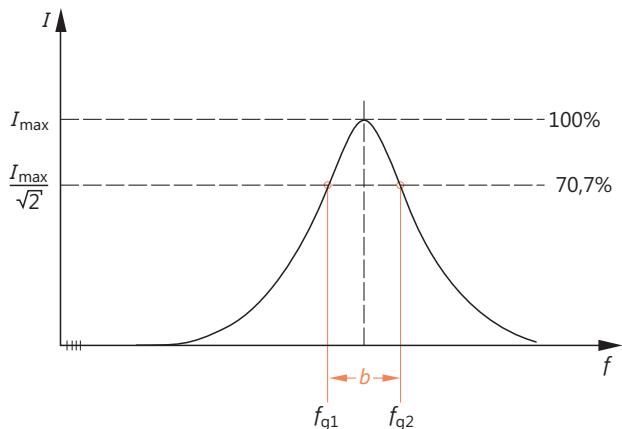
Der Reihenschwingkreis ist eine Siebschaltung oder Filterschaltung. Frequenzen, die die Größe  $f_r$  haben oder die in der Nähe von  $f_r$  liegen, werden durchgelassen.

Der Frequenzbereich, der als durchgelassen gilt, wird *Bandbreite* genannt. Für die Bandbreite verwendet man das Kurzzeichen  $b$ .

Die Bandbreite wird begrenzt durch die Frequenzen  $f_{g1}$  und  $f_{g2}$ . Bei diesen Frequenzen hat der Strom  $I$  die Größe

$$\frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{Bild 4.31}).$$

Bild 4.31  
Resonanzkurve eines  
Reihenschwingkreises mit  
Angabe der Bandbreite



### Merksatz



Die Bandbreite ist umso größer, je größer die Dämpfung ist.

Es gilt die Gleichung:

$$b = d \cdot f_r$$

### Beispiel



Es soll ein Reihenschwingkreis für eine Resonanzfrequenz von 1 MHz gebaut werden. Der zu verwendende Kondensator hat eine Kapazität von 20 pF. Wie groß muss die Induktivität der Spule sein?

$$X_L = X_C$$

$$\omega \cdot L = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C}$$

$$L = \frac{1}{\left( 6,28 \cdot 10^6 \frac{1}{s} \right)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \text{ Ss}}$$

$$L = \frac{1}{39,4 \cdot 10^{12} \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \text{ H}$$

$$L = \frac{1000}{39,4 \cdot 20} \text{ mH}$$

$$L = 1,27 \text{ mH}$$

### 4.8.3 Parallelschaltung von $R$ , $L$ und $C$

An eine Parallelschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$  (Bild 4.32) wird eine Wechselspannung gelegt. Es fließt ein Strom  $I$ , der sich in die Teilströme  $I_L$ ,  $I_R$  und  $I_C$  aufteilt.

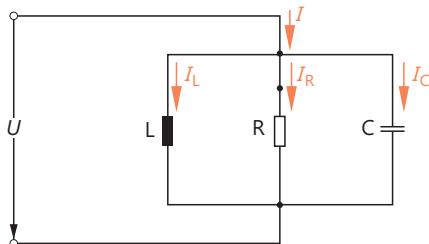


Bild 4.32  
Parallelschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$

Die Phasenlage der Teilströme ist im Zeigerdiagramm Bild 4.33 dargestellt. Der Strom  $I_R$  hat keine Phasenverschiebung gegenüber der Spannung  $U$ . Der Strom  $I_C$  eilt der Spannung um  $90^\circ$  voraus, der Strom  $I_L$  eilt der Spannung um  $90^\circ$  nach.

Die drei Teilströme können in einem Rechendiagramm nach Bild 4.34 zusammengefasst werden. Es ergibt sich die Gleichung

$$I = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2}$$

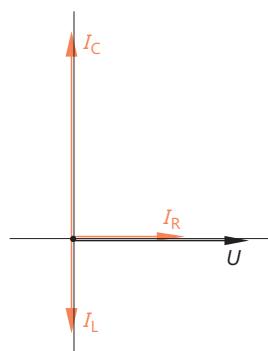


Bild 4.33 Zeigerdiagramm der Ströme einer Parallelschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$

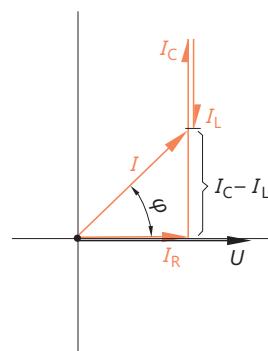


Bild 4.34 Rechendiagramm der Ströme einer Parallelschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$

Aus dem Rechendiagramm der Ströme kann das Rechendiagramm der Leitwerte abgeleitet werden.

$$\frac{I_R}{U} = G, \quad \frac{I_L}{U} = B_L, \quad \frac{I_C}{U} = B_C, \quad \frac{I}{U} = Y$$

$$G = \frac{1}{R} \quad \text{Wirkleitwert}$$

$$B_L = \frac{1}{X_L} \quad \text{induktiver Blindleitwert}$$

$$B_C = \frac{1}{X_C} \quad \text{kapazitiver Blindleitwert}$$

$$Y = \frac{1}{Z} \quad \text{Scheinleitwert, Gesamtleitwert}$$

Das Rechendiagramm der Leitwerte ist in Bild 4.35 dargestellt. Aus dem Rechendiagramm kann die Gleichung zur Berechnung des Gesamtleitwertes  $Y$  abgelesen werden.

$$Y = \sqrt{G^2 + (B_C - B_L)^2}$$

Der Gesamtleitwert  $Y$  ist am kleinsten, wenn  $B_C$  und  $B_L$  gleich groß sind. Für diesen Fall gilt:

$$Y = G$$

Den Verlauf des Leitwertes  $Y$  in Abhängigkeit von der Frequenz zeigt Bild 4.36.

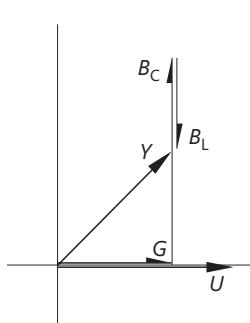


Bild 4.35 Rechendiagramm der Leitwerte einer Parallelschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$

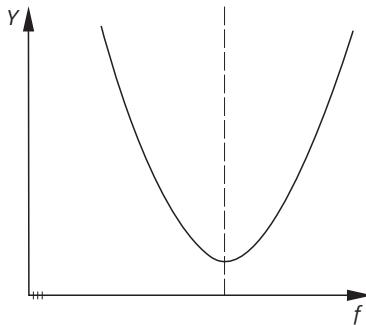


Bild 4.36 Verlauf des Leitwertes einer Parallelschaltung von  $R$ ,  $L$  und  $C$  in Abhängigkeit von der Frequenz

Die Frequenz, bei der  $B_C = B_L$  ist, wird Resonanzfrequenz genannt (Kurzzeichen  $f_r$ ). Die Resonanzfrequenz kann aus der Bedingung  $B_C = B_L$  errechnet werden:

$$B_C = B_L$$

$$\omega C = \frac{1}{\omega \cdot L}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L \cdot C}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Es ergibt sich die Thomsonsche Schwingungsformel.

#### 4.8.4 Parallelschwingkreise

Parallelschaltungen von  $R$ ,  $L$  und  $C$  werden Parallelschwingkreise genannt, wenn der Wert von  $R$  groß ist.  $R$  ist der Gesamtwirkwiderstand der Schaltung, d.h., er enthält die Verlustwiderstände von Spule und Kondensator. Zu den Verlustwiderständen kann ein Bauteilwiderstand kommen. Verlustwiderstände und Bauteilwiderstand bilden den Widerstand  $R$ .

Parallelschwingkreise haben bei Resonanzfrequenz ihren kleinsten Leitwert bzw. ihren größten Widerstand. In Bild 4.37 ist der Widerstandsverlauf eines Parallelschwingkreises dargestellt.

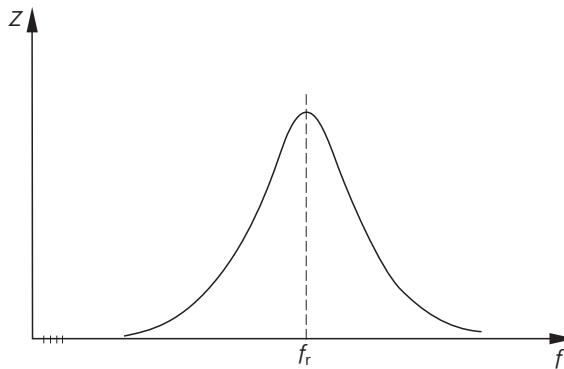


Bild 4.37  
Widerstandsverlauf eines  
Parallelschwingkreises



#### Merksatz

Ein Parallelschwingkreis hat bei Resonanzfrequenz seinen größten Widerstand.

Bei der Resonanzfrequenz  $f_r$  sind die Leitwerte  $B_L$  und  $B_C$  gleich groß. Das bedeutet, dass auch die Beträge der Ströme  $I_L$  und  $I_C$  gleich groß sein müssen. Es ergibt sich das Rechendiagramm nach Bild 4.38.

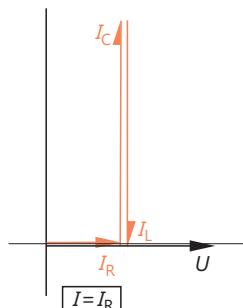


Bild 4.38  
Rechendiagramm der Ströme eines  
Parallelschwingkreises bei Resonanzfrequenz

Die Ströme  $I_L$  und  $I_C$  sind größer als der Gesamtstrom  $I$ , d.h., der im Schwingkreis zwischen Spule und Kondensator pendelnde Strom ist größer als der in den Schwingkreis hineinfließende Strom (Bild 4.39). Es tritt eine Resonanzüberhöhung der Ströme  $I_L$  und  $I_C$  auf.  $I_L$  und  $I_C$  sind miteinander in Resonanz. Diese beim Parallelschwingkreis auftretende Resonanz heißt *Stromresonanz*.

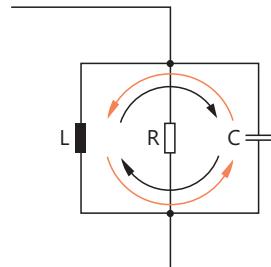


Bild 4.39  
Energiependelung zwischen Spule und  
Kondensator eines Parallelschwingkreises

Die Resonanzüberhöhung wird auch *Güte* genannt (Kurzzeichen  $Q$ ).

### Definition



Die Güte eines Parallelschwingkreises gibt an, wievielmal größer die Ströme  $I_L$  und  $I_C$  bei Resonanz sind als der in den Schwingkreis hineinfließende Strom.

$$Q = \frac{I_L}{I} = \frac{I_C}{I}$$

Die Güte kann auch durch Leitwerte bzw. Widerstände ausgedrückt werden.

$$Q = \frac{U \cdot B_L}{U \cdot G} = \frac{U \cdot B_C}{U \cdot G}$$

$$Q = \frac{B_L}{G} = \frac{B_C}{G}$$

$$Q = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{X_C}$$

Den Kehrwert der Güte nennt man *Dämpfung* (Kurzzeichen  $d$ ).

$$d = \frac{1}{Q}$$

Ein Parallelschwingkreis ist durch seine *Resonanzkurve* gekennzeichnet.

Die Aufnahme der Resonanzkurve erfolgt bei konstantem Strom  $I$ .

Die Resonanzkurve gibt den Verlauf der Spannung  $U$  in Abhängigkeit von der Frequenz an (Bild 4.40).

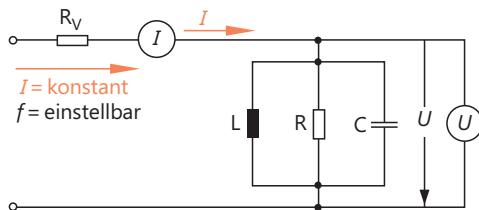
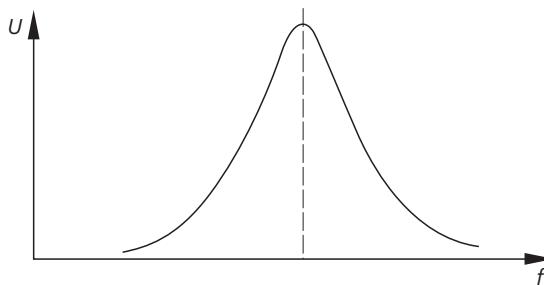


Bild 4.40  
Schaltung zur Aufnahme der Resonanzkurve eines Parallelschwingkreises und Resonanzkurve



Je größer die Dämpfung, desto flacher verläuft die Resonanzkurve. Bild 4.41 zeigt Resonanzkurven für verschiedene große Dämpfungen.

Die Bandbreite  $b$  eines Parallelschwingkreises ergibt sich wie beim Reihenschwingkreis aus der Resonanzkurve (Bild 4.42).

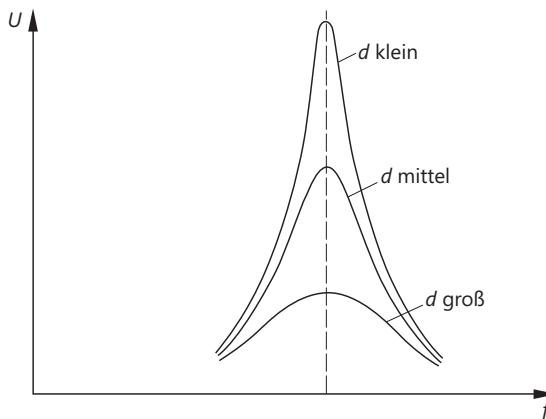


Bild 4.41  
Resonanzkurven eines Parallelschwingkreises für verschiedene große Dämpfungen

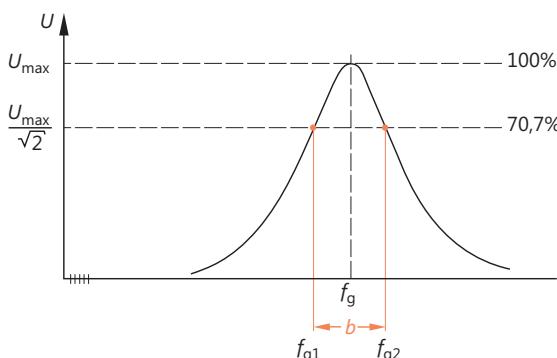


Bild 4.42  
Resonanzkurve eines Parallelschwingkreises mit Angabe der Bandbreite

**Merksatz**

Die Bandbreite ist umso größer, je größer die Dämpfung ist.

$$b = d \cdot f_r$$

Parallelschwingkreise werden häufig zur Aussiebung von Frequenzen verwendet.

**Beispiel**

Ein Parallelschwingkreis, der nur aus Spule und Kondensator besteht (Bild 4.43), hat eine Resonanzfrequenz von 10 MHz und eine Bandbreite von 100 kHz. Wie groß ist der sich aus den Verlusten von Spule und Kondensator ergebende Widerstand  $R$ ?

$$b = d \cdot f_r$$

$$d = \frac{b}{f_r} = \frac{0,1\text{MHz}}{10\text{MHz}}$$

$$d = 0,01$$

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{1}{0,01} = 100$$

$$Q = \frac{R}{X_L}$$

$$R = Q \cdot X_L = Q \cdot \omega \cdot L$$

$$R = 100 \cdot 6,28 \cdot 10 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}} \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$R = 628 \text{ k}\Omega$$

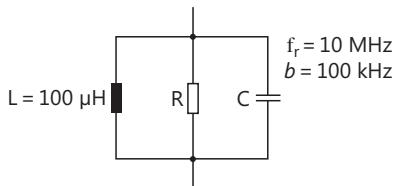


Bild 4.43 Parallelschwingkreis,  
 $R$  ergibt sich aus den Verlusten von  
Spule und Kondensator

Die in Bild 4.44 dargestellten Schaltungen sind ebenfalls Parallelschwingkreise.

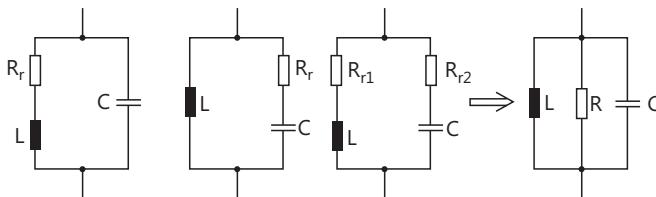


Bild 4.44 Parallelschwingkreise mit Reihenwiderständen

Für die Berechnung ist es zweckmäßig, die Reihenwiderstände  $R_r$  bzw.  $R_{r1}$  und  $R_{r2}$  in einen gleichwertigen Parallelwiderstand  $R$  umzurechnen. Es gelten folgende Umrechnungsgleichungen:

$$R = \frac{L}{C \cdot R_r}$$

$$R = \frac{L}{C \cdot (R_{r1} + R_{r2})}$$

$R_r, R_{r1}, R_{r2}$  Reihenwiderstände

Ist der Parallelwiderstand  $R$  bekannt, kann nach den vorstehenden Gleichungen gerechnet werden.

## 4.9 RC-Glied als Integrerglied

### 4.9.1 Arbeitsweise

Auf den Eingang eines RC-Gliedes wird eine rechteckförmige Spannung  $U_1$  nach Bild 4.45 gegeben.

Im Zeitpunkt  $t_i$  ist der Kondensator  $C$  ungeladen. Die Ausgangsspannung  $U_2$  muss also im ersten Augenblick nach  $t_i$  null sein.

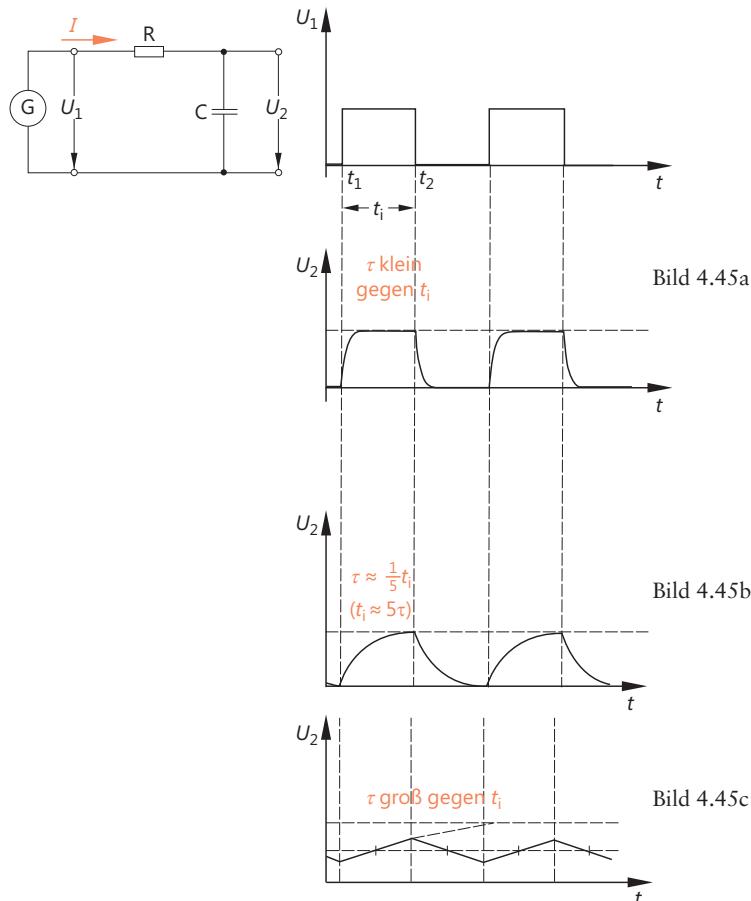


Bild 4.45 Mit Rechteckspannung gespeistes RC-Glied, Darstellung des Eingangsspannungsverlaufs und der Verläufe der Ausgangsspannung bei verschiedenen großen Zeitkonstanten

Der Kondensator C wird jetzt geladen. Die Kondensatorspannung entspricht der Ausgangsspannung. Mit dem Ladezustand des Kondensators steigt die Ausgangsspannung an.

Die Ladegeschwindigkeit des Kondensators ist durch die im Stromkreis wirksame Zeitkonstante  $\tau$  bestimmt.

$$\tau = R \cdot C$$

Nach 5 Zeitkonstanten ist der Ladevorgang praktisch beendet. Nach dieser Zeit ist der Kondensator bis auf einen vernachlässigbar kleinen Unterschied auf die Spannung  $U_1$  aufgeladen.

Die Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung ist also durch die Zeitkonstante  $\tau$  gegeben. Die Bilder 4.45a bis 4.45c zeigen den zeitlichen Verlauf der Ausgangsspannung bei kleiner, mittlerer und großer Zeitkonstante  $\tau$  bezogen auf die Impulsdauer  $t_i$ .

Zum Zeitpunkt  $t_2$  wird die Spannung  $U_1$  null. Der Kondensator C wird jetzt entladen (Bild 4.46). Die Entladegeschwindigkeit ist ebenfalls von der im Stromkreis wirksamen Zeitkonstanten  $\tau$  abhängig. Die Entladung verläuft umso langsamer, je größer die Zeitkonstante  $\tau$  ist. Nach 5 Zeitkonstanten ist der Kondensator praktisch entladen. Die Ausgangsspannung  $U_2$  ist auf null zurückgegangen.

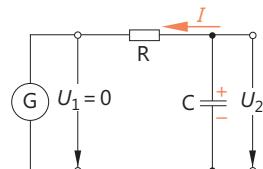


Bild 4.46  
Stromkreis während der Entladung des Kondensators

## 4.9.2 Integrationsvorgang

Das Integrieren ist ein Rechenverfahren, das auf Funktionen angewendet wird. Man kann z.B. den zeitlichen Verlauf einer Größe Y integrieren.

Ändert sich die Größe Y in der betrachteten Zeit nicht, entspricht ihr zeitlicher Verlauf also der Darstellung in Bild 4.47a, so ergibt die Integration dieses zeitlichen Verlaufs ein lineares Ansteigen in Abhängigkeit von der Zeit. Es entsteht also ein zeitlicher Verlauf nach Bild 4.47b.

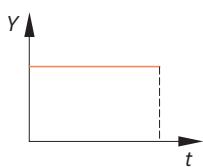


Bild 4.47a Y ändert seinen Wert im betrachteten Zeitraum nicht

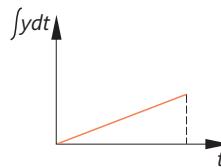


Bild 4.47b Die Integration von Y ergibt eine lineare Funktion

Ist die Zeitkonstante eines RC-Gliedes groß im Verhältnis zur Impulsdauer, so ergibt sich für die Ausgangsspannung  $U_2$  ein zeitlicher Verlauf nach Bild 4.45c. Die Spannung steigt linear an und fällt linear ab.

Der zeitliche Verlauf der Ausgangsspannung stellt die Integration des zeitlichen Verlaufs der Eingangsspannung dar.

Ein RC-Glied hat also die Eigenschaft zu integrieren. Es wird daher auch *Integrierglied* genannt.



### Definition

Ein RC-Glied integriert den zeitlichen Verlauf der Eingangsspannung, wenn die Zeitkonstante  $\tau$  groß ist gegenüber der Impulsdauer.

Genau genommen erfolgt die Integration nur näherungsweise. Je größer aber die Zeitkonstante  $\tau$  gegenüber der Impulsdauer  $t_i$  ist, desto besser nähert sich der tatsächliche Spannungsverlauf dem mathematisch berechenbaren Spannungsverlauf an. Der Unterschied kann dann vernachlässigbar klein sein.

### 4.9.3 Einfluss des speisenden Generators

Der speisende Generator ist auf die Integrationsfähigkeit eines RC-Gliedes nicht ohne Einfluss. Jeder Generator hat einen inneren Widerstand. Dieser innere Widerstand  $R_i$  beeinflusst die Zeitkonstante  $\tau$ . Zur Berechnung der Zeitkonstanten  $\tau$  muss der gesamte im Stromkreis vorhandene Wirkwiderstand  $R$  herangezogen werden (Bild 4.48).

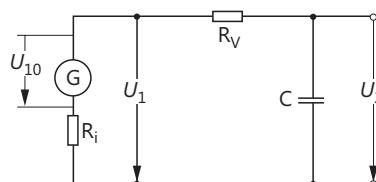


Bild 4.48

Der Innenwiderstand des speisenden Generators beeinflusst die Größe der Zeitkonstante.

$$R = R_i + R_v$$

$$\tau = R \cdot C = (R_i + R_v) \cdot C$$

Die Induktivität oder Kapazität vieler Generatoren spielt auch eine gewisse Rolle, kann aber meist vernachlässigt werden.

## 4.10 CR-Glied als Differenzierglied

### 4.10.1 Arbeitsweise

Die Spannung  $U_1$  hat einen rechteckförmigen Verlauf, wie in Bild 4.49 dargestellt.

Im Zeitpunkt  $t_1$  ist  $C$  ungeladen. Der Kondensator hat im ersten Augenblick keine Widerstandswirkung. Die volle Eingangsspannung von 10 V liegt an  $R$  und damit am Ausgang (Bild 4.49a).

Die Widerstandswirkung des Kondensators wird mit zunehmender Ladung immer größer. Es fällt immer mehr Spannung am Kondensator ab. Die Ausgangsspannung geht zurück.

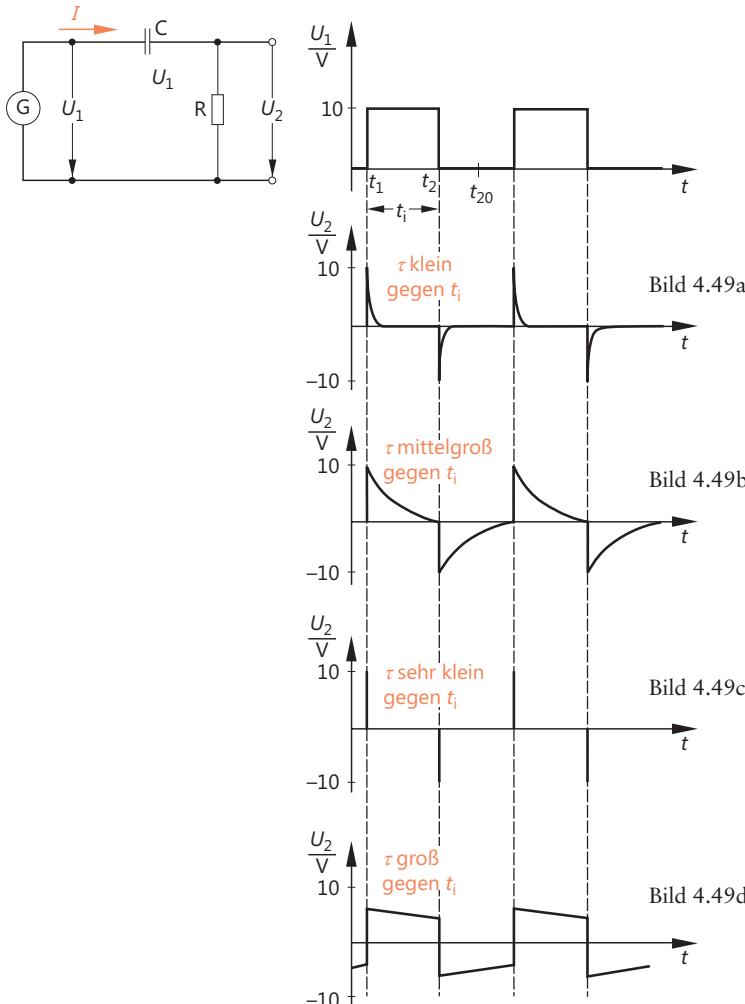


Bild 4.49 Mit Rechteckspannung gespeistes CR-Glied, Darstellung des Eingangsspannungsverlaufs und der Verläufe der Ausgangsspannungen bei verschiedenen großen Zeitkonstanten

Ist der Kondensator geladen, so ist sein Widerstand fast unendlich. Es fließt praktisch kein Strom mehr. Die Ausgangsspannung ist null (Bild 4.50). Der Kondensator ist jetzt auf eine Spannung von 10 V aufgeladen (Bild 4.51).

Zur Zeit  $t_2$  geht die Eingangsspannung auf null zurück. Der Kondensator liegt jetzt mit seinem positiv geladenen Belag an 0 V. Er behält seinen Ladezustand, also auch seine Spannung, im ersten Augenblick bei. Der Kondensator wirkt wie eine Spannungsquelle.

Der negative Pol des Kondensators hat ein um 10 V negativeres Potential als der positive Pol. Liegt der positive Pol an 0 V, so hat der negative Pol ein Potential von -10 V. Die Ausgangsspannung beträgt also im ersten Augenblick nach dem Zeitpunkt  $t_2$  -10 V (Bild 4.51).

Nun wird der Kondensator entladen. Seine Spannung geht zurück. Im Zeitpunkt  $t_{20}$  ist der Kondensator entladen. Die Ausgangsspannung ist auf 0 V abgefallen.

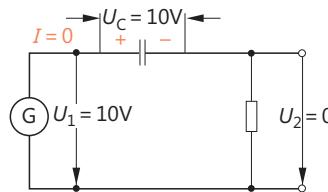


Bild 4.50 Der Kondensator des CR-Gliedes ist auf eine Spannung von 10 V aufgeladen

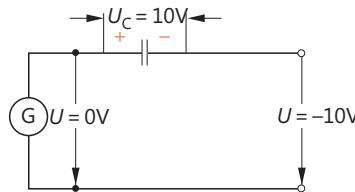


Bild 4.51 Geht die Eingangsspannung auf null zurück, so beträgt die Ausgangsspannung im ersten Augenblick  $-10 V$

Ladezeit und Entladezeit sind durch die im Stromkreis wirksame Zeitkonstante  $\tau$  bestimmt. Nach jeweils 5 Zeitkonstanten ist der Kondensator geladen bzw. entladen.

In den Bildern 4.49a bis 4.49d ist der zeitliche Verlauf der Ausgangsspannung für verschiedene Zeitkonstanten dargestellt, die klein, mittel, sehr klein und groß im Verhältnis zur Impulsdauer  $t_i$  sind.

#### 4.10.2 Differentiationsvorgang

Das Differenzieren ist ein Rechenverfahren, das auf Funktionen angewendet wird. Der zeitliche Verlauf einer Größe  $Z$  kann beispielsweise differenziert werden.

Der zeitliche Verlauf einer Größe  $Z$  ist in Bild 4.52 dargestellt. Bild 4.53 zeigt den differenzierten zeitlichen Verlauf.

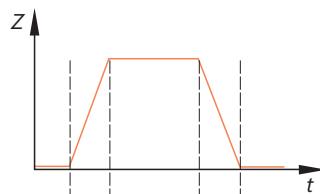


Bild 4.52  
Verlauf einer Funktion  $Z$

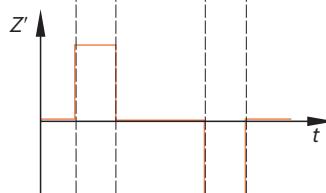


Bild 4.53  
Verlauf der differenzierten Funktion  $Z$ ,  
genannt  $Z'$

$Z'$  gibt die Änderung von  $Z$  an. Der Wert für  $Z'$  ist umso größer, je schneller sich  $Z$  ändert. Steigt  $Z$  an, so hat  $Z'$  einen positiven Wert. Fällt  $Z$  ab, so hat  $Z'$  einen negativen Wert.

Das CR-Glied kann also, sofern die Zeitkonstante klein genug ist, den zeitlichen Verlauf der Eingangsspannung differenzieren (Bild 4.49c). Es wird deshalb auch *Differenzierglied* genannt.

**Definition**

Ein CR-Glied differenziert den zeitlichen Verlauf der Eingangsspannung, wenn die Zeitkonstante klein ist gegenüber der Impulsdauer.

Die Differentiation erfolgt nicht ganz mathematisch exakt. Es ist eine näherungsweise Differentiation. Die Näherung ist umso besser, je kleiner die Zeitkonstante gegenüber der Impulsdauer ist.

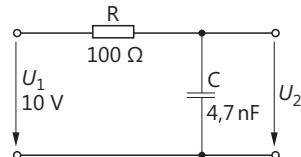
### 4.10.3 Einfluss des speisenden Generators

Der Innenwiderstand  $R_i$  und die Induktivität bzw. Kapazität des speisenden Generators beeinflussen die Differenzierfähigkeit des CR-Gliedes. Der Innenwiderstand  $R_i$  muss bei der Berechnung der Zeitkonstanten mit berücksichtigt werden. Es gilt hier das Gleiche, was beim RC-Glied gesagt wurde. Die Induktivität oder Kapazität des Generators kann meist vernachlässigt werden.

## 4.11 Lernziel-Test

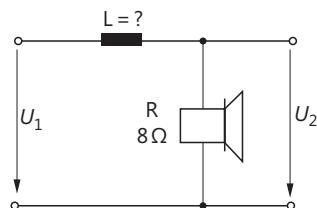
- Was versteht man unter einem Zweipol, was unter einem Vierpol?
- Bestimmen Sie für das RC-Glied (Bild 4.54) die Grenzfrequenz  $f_g$  und skizzieren Sie in einem Diagramm den ungefähren Verlauf der Spannung  $U_2$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$ .

Bild 4.54  
RC-Glied



- Erklären Sie die Begriffe «Hochpass» und «Tiefpass».
- Mit einem Kondensator  $C = 200 \text{ nF}$  und einem Widerstand  $R$  soll ein Hochpass mit einer Grenzfrequenz von  $8 \text{ kHz}$  realisiert werden. Berechnen Sie den Ohmwert des Widerstandes  $R$ .
- Ein Tleton-Lautsprecher mit einem Wirkwiderstand  $R = 8 \Omega$  soll nur tiefe Frequenzen bis zu einer Höchstfrequenz von  $300 \text{ Hz}$  erhalten. Man bildet einen Tiefpass durch Vorschalten einer Drossel gemäß Bild 4.55.

Bild 4.55  
Schaltung und Tiefpassverhalten



Berechnen Sie die Induktivität der Drossel für eine Grenzfrequenz von  $300 \text{ Hz}$ . Die Induktivität der Lautsprecherspule wird vernachlässigt.

6. Aus welchen Bauelementen ist ein Reihenschwingkreis aufgebaut? Skizzieren Sie in einem Diagramm den typischen Verlauf des Scheinwiderstandes  $Z$  in Abhängigkeit von der Frequenz.
7. Was versteht man unter der Resonanz eines Reihenschwingkreises?
8. Ein Reihenschwingkreis soll eine Resonanzfrequenz von 19 kHz haben. Zur Verfügung steht eine Spule mit  $L = 2 \text{ mH}$ . Berechnen Sie, welche Kapazität der erforderliche Kondensator haben muss.
9. Jeder Reihenschwingkreis hat eine Güte  $Q$  und eine Dämpfung  $d$ . Was versteht man unter Güte und Dämpfung?
10. Skizzieren Sie in einem Diagramm den typischen Verlauf des Stromes  $I$ , der durch einen Reihenschwingkreis fließt, in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$ . Am Reihenschwingkreis liegt eine konstante Spannung an.
11. Was versteht man unter der Bandbreite eines Reihenschwingkreises und wie ist sie festgelegt?
12. Wie ist ein Parallelschwingkreis aufgebaut?  
Geben Sie eine Schaltskizze an.
13. Wie lautet die Thomsonsche Schwingungsformel?
14. Beim Parallelschwingkreis tritt Stromresonanz auf. Was versteht man darunter?
15. Berechnen Sie für den in Bild 4.56 dargestellten Parallelschwingkreis die Resonanzfrequenz  $f_r$ , die Güte  $Q$ , die Dämpfung  $d$  und die Bandbreite  $b$ .

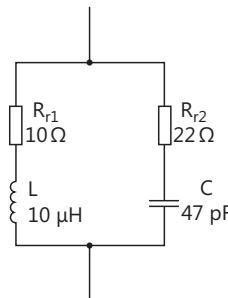


Bild 4.56  
Parallelschwingkreis

16. Ein RC-Glied soll als Integrierglied verwendet werden. Die Eingangsspannung ist eine Rechteckspannung. Muss die Zeitkonstante groß oder klein gegenüber der Impulsdauer sein? Begründen Sie Ihre Aussage.
17. Welchen Einfluss hat der Innenwiderstand des speisenden Generators auf die Zeitkonstante eines Integriergliedes?
18. Unter welcher Voraussetzung kann ein CR-Glied als Differenzierglied verwendet werden?
19. Die Spannung  $U_1$  in Bild 4.57 soll differenziert werden. Skizzieren Sie in einem Diagramm den Verlauf der differenzierten Spannung  $U_2$ .

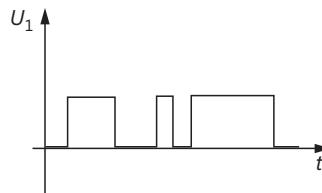


Bild 4.57  
Rechteckspannung

# 5 Halbleiterdioden

## 5.1 Halbleiterwerkstoffe

Allgemein sind Halbleiter Stoffe, deren elektrische Leitfähigkeit kleiner ist als die der Leiter, aber größer als die der Nichtleiter.

Im engeren Sinn versteht man unter Halbleitem vor allem die Werkstoffe, die für die Herstellung bestimmter elektronischer Bauelemente verwendet werden. Man spricht in diesem Zusammenhang von einer Halbleitertechnik.

In der Halbleitertechnik hat *Silizium* zur Zeit die größte Bedeutung. Weitere technisch wichtige Halbleiterwerkstoffe sind *Germanium*, *Selen*, *Galliumarsenid*, *Indiumphosphid* und *Indiumantimonid*.

Diese Werkstoffe haben alle *Kristallstruktur*. Das bedeutet, die Atome sitzen auf bestimmten vorgegebenen Plätzen. Sie sind nach einem bestimmten Schema geordnet. Der Kristall hat einen bestimmten Aufbau.

Der Gegensatz zur Kristallstruktur ist die *amorphe Struktur*. Bei Stoffen mit amorpher Struktur haben die Atome keine bestimmten Plätze. Sie sind ungeordnet.

Die Eigenschaften eines Stoffes sind von der Struktur sehr stark abhängig. Kohlenstoff in amorpher Struktur ist Ruß, in bestimmter Kristallstruktur Diamant.

Siliziumkristalle, Germaniumkristalle und Selenkristalle bestehen aus gleichen Atomen, wenn man von den Verunreinigungen einmal absieht.

Kristalle der Werkstoffe Galliumarsenid, Indiumphosphid und Indiumantimonid bestehen aus verschiedenartigen Atomen. Kristalle dieser Art nennt man *Mischkristalle*. Die Bedeutung der Mischkristallwerkstoffe ist zur Zeit noch gering, wird aber in Zukunft steigen.

Besteht ein Halbleiter-Kristallkörper aus einem einzigen ungestörten Kristall, so sagt man, er hat *Einkristallstruktur* oder *Monokristallstruktur*.

Ist der Körper aus mehreren kleinen Kristallen aufgebaut, so ist er polykristallin oder hat Polykristallstruktur.

Für Silizium, Germanium und die meisten anderen Halbleiterstoffe wird *Einkristallstruktur* gefordert.

Selen wird meist in Polykristallstruktur verarbeitet.

Die Halbleiterkristalle müssen einen extrem hohen Reinheitsgrad haben. Verunreinigungen verändern die Eigenschaften des Halbleitermaterials stark.

Ein üblicher geforderter Mindest-Reinheitsgrad ist

$$10^{10} : 1$$

Das heißt, auf  $10^{10}$  Atome des Werkstoffes, also z.B. auf  $10^{10}$  Si-Atome, darf höchstens 1 Fremdatom kommen.

Der geforderte Reinheitsgrad ist außerordentlich hoch. Wollte man diesen Reinheitsgrad für das Verhältnis der Zahl der guten Menschen zur Zahl der bösen Menschen vorschreiben, so könnte sich die Erdbevölkerung bei rd.  $3,3 \cdot 10^9$  guten Menschen nur  $\frac{1}{3}$  eines einzigen bösen Menschen leisten. Ein anderer Vergleich macht das Verhältnis  $10^{10} : 1$  noch anschaulicher: Will man eine Länge von  $10^{10}$  mm auf 1 mm genau ausmessen, so bedeutet das, eine Strecke von rd. ein Viertel des Erdumfangs, 10 000 km, auf 1 mm genau zu messen.

Für Halbleiterwerkstoffe wie Silizium und Germanium gelten zwei besondere Forderungen:

1. höchste Reinheit
2. Einkristallstruktur

Werkstoffmangel wird bei Silizium und Germanium nie auftreten. Ein großer Teil der Erdoberfläche besteht aus Silizium. Silizium ist in sehr vielen Steinen und Sandarten enthalten. Germanium ist zwar nicht in so großer Menge vorhanden wie Silizium, aber trotzdem überaus reichlich.

## 5.2 Aufbau eines Halbleiterkristalls

Der Aufbau eines Halbleiterkristalls wird am Beispiel des Siliziumkristalls gezeigt. Das Germaniumkristall ist gleich aufgebaut, die anderen Kristalle ähnlich.

Das Si-Atom hat 14 Elektronen. Die Aufteilung auf die Schalen zeigt Bild 5.1.

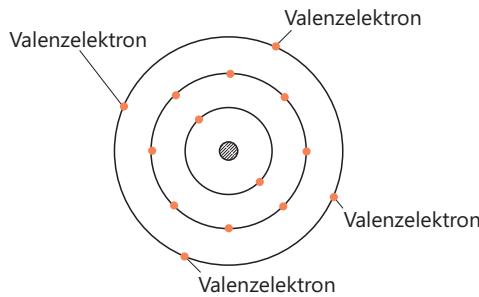


Bild 5.1  
Modell eines Si-Atoms

Von besonderem Interesse sind die 4 Elektronen in der äußeren Schale, der sogenannten M-Schale.

Die vier Elektronen der äußeren Schale werden Valenzelektronen genannt. Die Valenzelektronen sind für die Bindung des Si-Atoms an seine Nachbaratome verantwortlich.

Jedes Valenzelektron stellt eine Bindemöglichkeit dar, bestimmt also die chemische Wertigkeit.

Das Siliziumatom ist wegen seiner 4 Valenzelektronen 4-wertig.

Das Siliziumatom baut sich in das Kristallgitter mit Hilfe seiner Valenzelektronen ein.



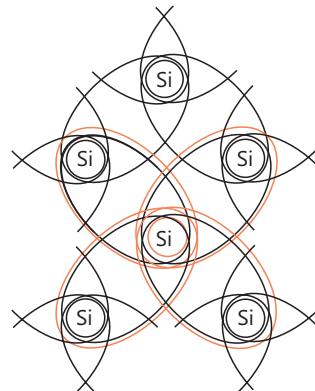
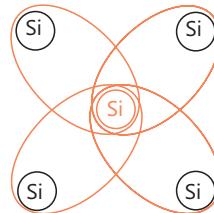
### Merksatz

Jedes Valenzelektron umkreist den eigenen Atomrumpf und einen benachbarten Atomrumpf.

Unter Atomrumpf versteht man das Atom ohne seine Valenzelektronen.

Bild 5.2 zeigt den Kristallaufbau in einer Ebene dargestellt.

Bild 5.2  
Aufbau des Si-Kristalls (in einer Ebene dargestellt)



### Merksatz



Jedes Si-Atom hat 4 Nachbarn im Raum.

Die 4 Valenzelektronen des Si-Atoms X erzeugen also je eine Bindung an ein Nachbaratom.

Die Nachbaratome binden sich an das Si-Atom X ebenfalls durch ein Valenzelektron.

Jede Bindung wird also durch zwei Elektronen erzeugt (Elektronenpaarbindung).

Die Bindung zwischen zwei Si-Atomen kann vereinfacht durch einen Doppelstrich dargestellt werden (Bild 5.3). Jeder Strich steht für ein Valenzelektron.

In Bild 5.4 ist das Kristallgitter räumlich als Modell dargestellt.

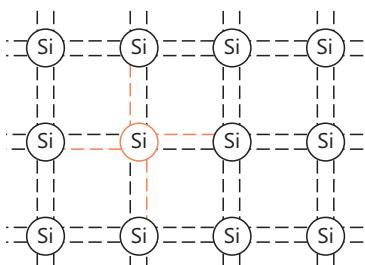


Bild 5.3 Schematische Darstellung des Kristallaufbaus.  
Jede gestrichelte Linie steht für ein Valenzelektron.

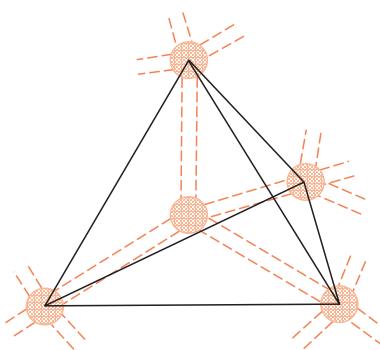


Bild 5.4 Si-Kristallgitter als räumliches Modell, Tetraeder-Struktur

## 5.3 Eigenleitfähigkeit

Die elektrische Leitfähigkeit eines Werkstoffes hängt von den vorhandenen freien Elektronen ab. Diese freien Elektronen sind Elektronen der äußeren Schale, die von ihren Kernen gelöst sind.

Bei einem hochreinen Siliziumeinkristall sind aber alle Elektronen der äußeren Schalen für die Kristallbindungen «verbraucht».

Aus diesen Kristallbindungen können sie nur durch sehr starke Kräfte gelöst werden. Es dürften also keine freien Elektronen im Si-Kristall vorhanden sein. Ein solches Kristall müsste demnach ein Nichtleiter sein.

Messungen zeigen aber nun eine gewisse allerdings geringe elektrische Leitfähigkeit. Für diese Leitfähigkeit gibt es drei Ursachen:

1. *Leitfähigkeit durch restliche Verunreinigungen.*

Die trotz hoher Reinheit noch vorhandenen Fremdatome bringen freie Ladungsträger in den Werkstoff.

2. *Leitfähigkeit durch Aufbrechen von Kristallbindungen.*

Durch die Wärmeschwingungen der Atome kommt es zum Aufbrechen einiger Kristallbindungen. Dadurch werden Ladungsträger freigesetzt. Das Aufbrechen von Kristallbindungen verstärkt sich mit steigender Temperatur.

3. *Oberflächen-Leitfähigkeit.*

Die Atome an der Oberfläche des Werkstoffes haben nach einer Seite hin keine Nachbarn. Einige Valenzelektronen können daher keine Bindung eingehen.

Diese Leitfähigkeit des hochreinen Einkristalls wird *Eigenleitfähigkeit*, Intrinsic-Leitfähigkeit oder I-Leitfähigkeit genannt.



### Merksatz

Die Eigenleitfähigkeit ist stark temperaturabhängig.

Übliche Werte der Eigenleitfähigkeit bei Zimmertemperatur (20 °C) sind:

$$\kappa_{i(Si)} = \frac{1}{2 \times 10^5 \Omega \cdot \text{cm}} \quad \text{für Silizium}$$

$$\kappa_{i(Ge)} = \frac{1}{40 \Omega \cdot \text{cm}} \quad \text{für Germanium}$$

Die Eigenleitfähigkeit eines hochreinen Si-Kristalls beträgt also nur  $\frac{1}{5000}$  der Eigenleitfähigkeit eines hochreinen Ge-Kristalls.

## 5.4 n-Silizium

Das hochreine Si-Kristall wird nun gezielt verunreinigt. Man bringt Atome eines geeigneten 5-wertigen Werkstoffes in das Kristall. Hierfür sind verschiedene Verfahren entwickelt worden. Ein geeigneter 5-wertiger Werkstoff ist z.B. (Phosphor, P).

Ein Phosphoratom baut sich wie ein Si-Atom in das Kristallgitter ein (Bild 5.5). Das Phosphoratom ist 5-wertig, es besitzt 5 Valenzelektronen.

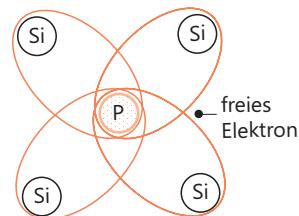


Bild 5.5

Einbau eines 5-wertigen Phosphoratoms in das Kristallgitter

Je ein Valenzelektron umkreist den eigenen Atomrumpf und den Atomrumpf eines benachbarten Si-Atoms.

Das Phosphoratom benötigt für das Einbauen in das Si-Kristall 4 Valenzelektronen. Ein Valenzelektron wird nicht benötigt. Es kann als freies Elektron der Bildung eines Stromes dienen. Jedes Phosphoratom schenkt dem Werkstoff ein freies Elektron.

Phosphoratome heißen deshalb *Donatoratome* oder Donatoren (von *donare*, lat.= schenken). Anstelle von Phosphor kann auch Arsen oder Antimon verwendet werden.

### Merksatz



Jedes Donatoratom schenkt dem Werkstoff ein freies Elektron.

Der Vorgang des gezielten Verunreinigens heißt *Dotieren*.

Je mehr Fremdatome in einen  $\text{cm}^3$  eingebracht werden, desto größer ist der Dotierungsgrad. Die durch das Dotieren in das Kristall eingebrachten Elektronen erhöhen die Leitfähigkeit.

### Merksatz



Je größer der Dotierungsgrad, desto niederohmiger ist das Kristall.

Mit Donatoratomen dotierte Kristalle enthalten freie Elektronen. Diese freien Elektronen werden zwar nicht für die Kristallbindung benötigt. Sie sind deshalb aber nicht überschüssig. Zu jedem dieser freien Elektronen gehört eine (positive) Protonenladung im Kern eines Donatoratoms. Selbstverständlich hat ein Donatoratom für jedes seiner 5 Valenzelektronen eine Protonenladung im Kern. Der dotierte Kristallwerkstoff ist also keinesfalls elektrisch geladen. Er ist elektrisch neutral.

Mit Donatoratomen dotiertes Silizium enthält freie negative Ladungsträger. Es heißt deshalb *n-Silizium*.

### Definition



*n-Silizium* ist ein dotierter, einkristalliner Halbleiterwerkstoff mit freien negativen Ladungsträgern. Er ist elektrisch nicht geladen.

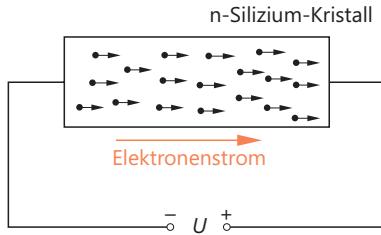


Bild 5.6  
Elektronenstrom in einem n-Silizium-Kristall

Legt man an ein Stück n-Silizium eine Spannung, so bewegen sich die freien Elektronen in Richtung auf den Pluspol. Es fließt ein normaler Elektronenstrom, ähnlich wie in einem Metall (Bild 5.6).

Einen Leitungsvorgang dieser Art nennt man *Elektronenleitung* oder *n-Leitung*.

## 5.5 p-Silizium

Das hochreine Si-Kristall wird mit einem dreiwertigen geeigneten Werkstoff dotiert, zum Beispiel mit Aluminium (Al). Aluminium hat 3 Valenzelektronen.

Baut sich ein Al-Atom in das Kristallgitter ein, so muss eine Kristallbindung offen bleiben (Bild 5.7). Das Al-Atom kann sich mit seinen 3 Valenzelektronen nur an 3 Nachbaratome binden.

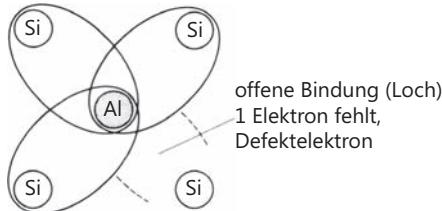


Bild 5.7  
Einbau eines dreiwertigen Aluminiumatoms in das Si-Kristallgitter

Die offene Bindung wird *Loch* genannt. Jedes Aluminiumatom bringt ein Loch in den Werkstoff.

Ein Loch ist aber ein fehlendes Elektron. Man kann deshalb auch sagen: Jedes Aluminiumatom verursacht ein fehlendes Elektron.

Anstelle von Aluminium kann auch Gallium (Ga) oder Indium (In) verwendet werden.

Stoffe, die ein fehlendes Elektron verursachen, heißen *Akzeptoren* (*accipere*, lat.= annehmen) oder Akzeptoratome.



### Merksatz

Jedes Akzeptoratom bringt in den Werkstoff ein Loch.

Je mehr Akzeptoratome eingebracht werden, desto größer ist der Dotierungsgrad, desto größer ist die Anzahl der Löcher pro  $\text{cm}^3$ .

**Merksatz**

Die Löcher sind innerhalb des Kristalls beweglich.

Gerät infolge der thermischen Unruhe ein benachbartes Elektron in die Nähe der offenen Bindung, so wird es in diese Bindung gezwungen. Das Loch ist jetzt hier verschwunden. Die Bindung ist vollständig. Irgendwo in der Nachbarschaft fehlt aber nun ein Elektron. Dort ist jetzt ein Loch. Das Loch ist also von einem Ort zu einem anderen gewandert (Bild 5.8).

In spannungslosem Zustand ist die Bewegung der Löcher ungeordnet. Die einzelnen Atome «stehlen» bei sich bietender Gelegenheit ein Elektron, das ihnen zur Vervollständigung der Bindung fehlt.

Legt man an ein Stück Löcher enthaltendes Si-Kristall eine Spannung (Bild 5.9), so wird auf die Elektronen eine Kraft in Richtung zum positiven Pol ausgeübt. Das «Wegstehlen» der Elektronen wird in dieser Richtung erleichtert.

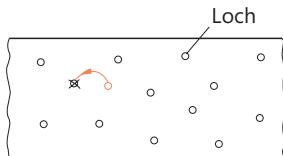


Bild 5.8 Löcherwanderung. Ein Elektron eines Nachbaratoms wird in die offene Bindung (Loch) gezwungen. Das Loch besteht jetzt beim Nachbaratom.

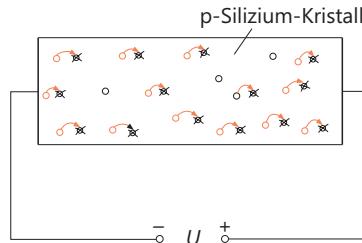


Bild 5.9 Löcherwanderung. Bei angelegter Spannung erfolgt das «Wegstehlen» der Elektronen vorwiegend in einer Richtung.

Das «Wegstehlen» der Elektronen geschieht jetzt überwiegend in Richtung zum positiven Pol. Das bedeutet aber, dass die Löcher zum negativen Pol hin wandern.

Da die Löcher aber bei Anlegen einer Spannung zum negativen Pol der Spannungsquelle wandern, verhalten sie sich wie positive freie Ladungsträger (Bild 5.10).

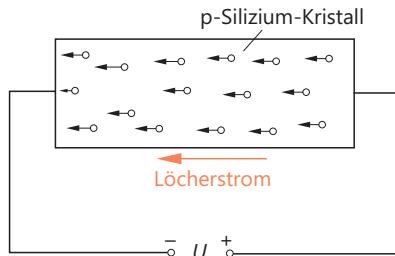


Bild 5.10 Löcherstrom in einem p-Silizium-Kristall

**Merksatz**

Die Löcher verhalten sich wie freie positive Ladungsträger.

Selbstverständlich geschieht der Ladungstransport durch die von Loch zu Loch hüpfenden Elektronen. Es ist aber schwierig, die Elektronen bei ihrem Bäumchen-

wechsle-dich-Vorgang zu verfolgen. Man betrachtet lieber die stetige Bewegung der Löcher. Die Löcher bilden einen Löcherstrom.



### Definition

Die Löcher werden als freie positive Ladungsträger aufgefasst.

Mit Akzeptoratomen dotiertes Silizium enthält also freie positive Ladungsträger. Es wird deshalb *p-Silizium* genannt.

Man darf aus dem Vorhandensein freier positiver Ladungsträger nun nicht auf eine positive Ladung des Werkstoffes schließen. Jedes Akzeptoratom hat für jedes seiner 3 Valenzelektronen eine Protonenladung im Kern. Im gesamten Werkstoff sind also weder mehr noch weniger positive als negative Elementarladungen vorhanden. p-Silizium ist elektrisch nicht geladen.



### Definition

*p-Silizium ist ein dotierter, einkristalliner Halbleiterwerkstoff mit freien positiven Ladungsträgern. Er ist elektrisch nicht geladen.*

Den Leitungsvorgang in einem p-leitenden Material nennt man *Löcherleitung* oder *p-Leitung*.

## 5.6 pn-Übergang

### 5.6.1 pn-Übergang ohne äußere Spannung

Der Grenzbereich zwischen einer p-leitenden Zone und einer n-leitenden Zone in einem Kristall wird *pn-Übergang* genannt (Bild 5.11).

Unter dem Einfluss der Wärmeschwingungen wandern Elektronen von der n-Zone in die p-Zone.

Betrachten wir ein Phosphoratom X, das sich in Grenznähe im Kristallgefüge der n-Zone befindet (Bild 5.12). Das freie Elektron dieses Phosphoratoms wandert über die Grenze in die p-Zone und wird dort in die offene Bindung eines Aluminiumatoms Y gezwungen.

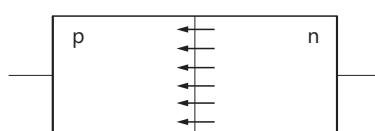


Bild 5.11 Elektronen der n-Zone wandern unter dem Einfluss der Wärmeschwingungen über die Grenzen in die p-Zone

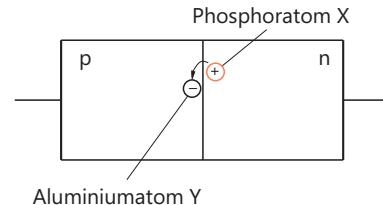


Bild 5.12 Ionisierung von Phosphoratom X und Aluminiumatom Y

Das Phosphoratom X hat sein freies Elektron verloren. Es hat jetzt ein Elektron zu wenig. Das Phosphoratom X ist *ein positiv geladenes Ion geworden*.

Das Aluminiumatom Y hat ein Elektron mehr als ihm zusteht. Es ist jetzt ein *negativ geladenes Ion*.

Viele freie Elektronen der Phosphoratome in Grenznähe wandern von der n-Zone in die p-Zone.

### Merksatz



Im Grenzbereich der n-Zone entstehen viele positiv geladene Phosphorionen.

Im Grenzbereich der p-Zone entstehen viele negativ geladene Aluminiumionen.

Die Wanderung der Elektronen aus der n-Zone in die p-Zone nennt man *Ladungsträgerdiffusion*.

Durch die Ladungsträgerdiffusion entstehen beiderseits der Grenze *Ionengitter*.

Die positiv geladenen Phosphorionen sind ja fest in das Kristallgitter eingebaut. Sie bilden ein positives Ionengitter mit einer *positiven Raumladung*.

Die negativ geladenen Aluminiumionen sind ebenfalls fest in das Kristallgitter eingebaut. Sie bilden ein negatives Ionengitter mit einer *negativen Raumladung*.

### Merksatz



Beiderseits der Grenze entsteht eine Raumladungszone (Bild 5.13).

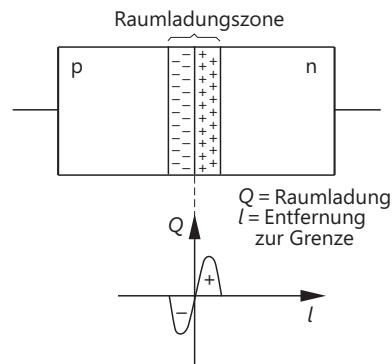


Bild 5.13  
Raumladungszone beiderseits der Grenze

Zwischen den positiven und den negativen elektrischen Ladungen in der Raumladungszone herrscht ein *elektrisches Feld*.

Das elektrische Feld ist, wie in Bild 5.14 dargestellt, von den positiven Ladungen zu den negativen Ladungen gerichtet.

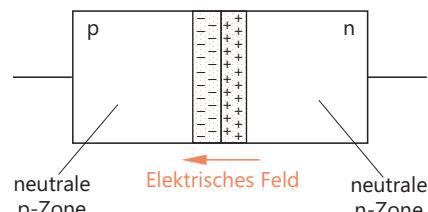


Bild 5.14  
Elektrisches Feld in der Raumladungszone

Dringt ein Elektron von der neutralen n-Zone her in die Raumladungszone ein, so erfährt es eine Kraftwirkung entgegen der Feldlinienrichtung. Es wird also durch die Kräfte des elektrischen Feldes gebremst und erreicht nur bei großer Anfangsgeschwindigkeit die neutrale p-Zone. Ist die Anfangsgeschwindigkeit des Elektrons nicht groß genug, so wird es wieder in die neutrale n-Zone zurückgedrückt.

Die Ladungsträgerdiffusion wird dann aufhören, wenn die Kraftwirkung des elektrischen Feldes im Gleichgewicht ist mit der Kraftwirkung der Wärmeschwingungen auf die Elektronen. Aus diesem Gleichgewichtszustand ergibt sich die Breite der Raumladungszone.



### Merkatz

Mit höherer Temperatur wird die Raumladungszone breiter.

Zwischen den Raumladungen besteht eine elektrische Spannung.

Diese durch Ladungsträgerdiffusion erzeugte Spannung wird *Diffusionsspannung* genannt (Bild 5.15).

Die Diffusionsspannungen ( $U_{\text{dif}}$ ) haben bei Zimmertemperatur (20 °C) etwa folgende Größe:

Silizium:  $U_{\text{dif}} \approx 0,6$  bis 0,7 V

Germanium:  $U_{\text{dif}} \approx 0,3$  V.

Diffusionsspannungen können zur Stromerzeugung nicht genutzt werden. Verbindet man die Punkte A und B in Bild 5.16 leitend miteinander, so erfolgt eine Ladungsträgerdiffusion über diese leitfähige Brücke. Es bauen sich zwei neue Raumladungen auf.

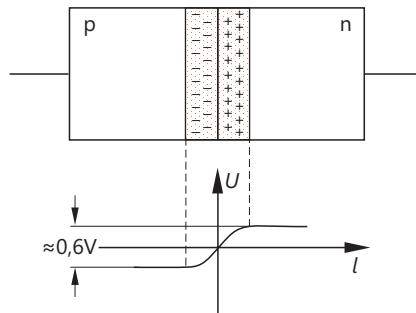


Bild 5.15 Durch die Ladungsträgerdiffusion entsteht eine Spannung (Diffusionsspannung).

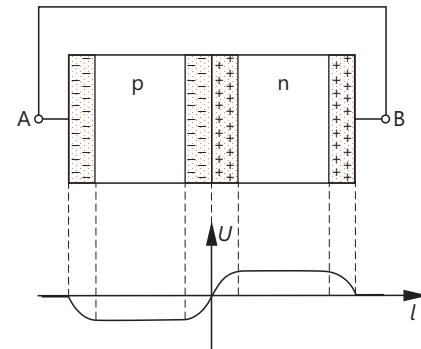


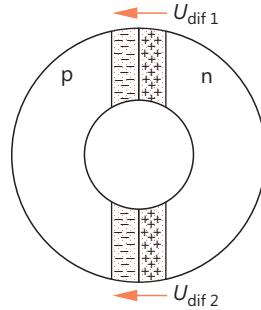
Bild 5.16 Raumladungszonen in einem Siliziumkristall, dessen p-Zone und dessen n-Zone außen leitend verbunden sind

Man kann sich das Kristall auch in Ringform vorstellen (Bild 5.17).

Man sieht dann deutlich, dass die beiden Diffusionsspannungen gegeneinander gerichtet sind. Sie sind gleich groß und heben sich in ihrer Wirkung auf. Ein Strom fließt nicht.

Bild 5.17

Ringförmiges Kristall. Die beiden Diffusionsspannungen wirken gegeneinander und heben sich auf.



## 5.6.2 pn-Übergang mit äußerer Spannung

Zunächst soll die äußere Spannungsquelle so angeschlossen werden, dass ihr Minuspol an der p-Zone des Kristalls liegt und der Pluspol natürlich an der n-Zone (Bild 5.18).

Polung der Spannung:

*Minus an p-Zone*

Bei geöffnetem Schalter S haben wir einen pn-Übergang ohne äußere Spannung. Durch Ladungsträgerdiffusion entsteht eine Raumladungszone.

Wird der Schalter S geschlossen, so drückt der Minuspol der Spannungsquelle Elektronen in die p-Zone. Diese fallen in die offenen Bindungen (Löcher) von Aluminiumatomen.

Unter dem Einfluss der von der Spannung erzeugten elektrischen Feldstärke werden vor allem die Löcher in der Nähe der Raumladungszone aufgefüllt. Der negative Teil der Raumladungszone wird verbreitert (Bild 5.19).

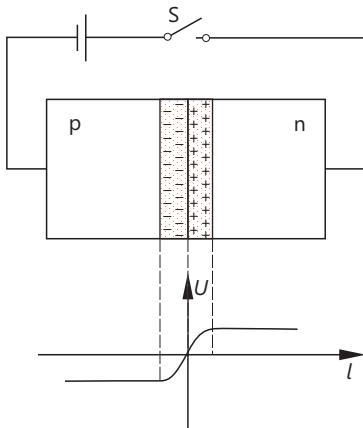


Bild 5.18 pn-Übergang. Bei geöffnetem Schalter entsteht durch Ladungsträgerdiffusion eine Raumladungszone.

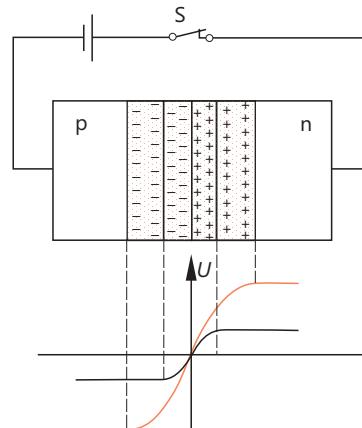


Bild 5.19 pn-Übergang mit äußerer Spannung, «Minus an P-Zone»

Der Pluspol der Spannungsquelle saugt Elektronen aus der n-Zone ab.

Diese Elektronen gehören als freie Elektronen zu Phosphoratomen, oder allgemein zu Donatoratomen. Die Phosphoratome, deren freies Elektron abgesaugt wurde, sind jetzt positiv geladen. Unter dem Einfluss der von der Spannung erzeugten elektrischen Feldstärke werden vor allem die Phosphoratome in der Nähe der Raumladungszone ionisiert. Der positive Teil der Raumladungszone wird verbreitert.

Die Verbreiterung des positiven und des negativen Teils der Raumladungszone erfolgt stets so, dass die positive Gesamtladung immer gleich der negativen Gesamtladung ist.



### Merksatz

Je breiter die Raumladungszone ist, desto größer ist die zwischen den neutralen Kristallzonen herrschende Spannung.

Die Raumladungszone wird also nach Schließen des Schalters S so weit verbreitert, dass ihre Spannung gleich der angelegten Spannung ist.

Im Innern der Raumladungszone herrscht ein starkes elektrisches Feld. Irgendwelche beweglichen Ladungsträger können sich hier nicht aufhalten. Sie werden durch die Kräfte des elektrischen Feldes herausgedrängt.



### Merksatz

Die Raumladungszone enthält keine beweglichen Ladungsträger.

Ein Elektron der n-Zone kann auch bei hoher Anfangsgeschwindigkeit die Raumladungszone nicht durchqueren. Kommt es in die Raumladungszone, so wird es stark abgebremst.

Das elektrische Feld übt auf das Elektron eine Kraft entgegengesetzt zur Richtung der Feldlinien aus. Das Elektron wird wieder zurück in die neutrale n-Zone gedrückt.

Die Raumladungszone sperrt die Ladungsträger. Sie wird daher auch Sperrsicht genannt. Bei dieser Polung des pn-Überganges kann kein Strom fließen.



### Merksatz

Der pn-Übergang ist in Sperrrichtung gepolt, wenn «Minus an p-Zone» liegt.

Messungen zeigen, dass der Widerstand eines in Sperrrichtung gepolten pn-Überganges aber nicht unendlich ist. Es gelingt also doch einigen Ladungsträgern, die Sperrsicht zu passieren.

Erinnern wir uns an die Eigenleitfähigkeit. Bei Aufbrechen einer Kristallbindung infolge von Wärmeschwingungen wird ein Elektron freigesetzt. Dort, wo es war, entsteht ein Loch. Durch Wärmeschwingungen entstehen also freie Elektronen und Löcher paarweise. Dies geschieht sowohl im n-leitenden Werkstoff wie im p-leitenden Werkstoff.

Das bedeutet, dass im p-Silizium einige wenige freie Elektronen enthalten sind. Im n-Silizium sind einige wenige Löcher vorhanden. Man nennt diese Ladungsträger Minderheiten-Ladungsträger oder *Minoritätsträger*.

Gelangt nun ein Minoritätsträger der p-Zone in das elektrische Feld der Sperrsicht, so erfährt es eine Kraftwirkung entgegengesetzt zur Feldlinienrichtung (Bild 5.20). Das heißt aber, die Kraft treibt das Elektron in die neutrale n-Zone.

### Merksatz



Minoritätsträger können die Sperrsicht durchqueren.

Der eine Teil der Raumladungszone enthält fest eingebaute negative elektrische Ladungsträger (z.B. negative Aluminiumionen). Der andere Teil der Raumladungszone enthält fest eingebaute positive elektrische Ladungsträger (z.B. positive Phosphorionen).

Zwischen den Ladungsträgern herrscht ein elektrisches Feld. Die Raumladungszone hat elektrische Ladung gespeichert. Sie hat also eine Kapazität (Bild 5.21).

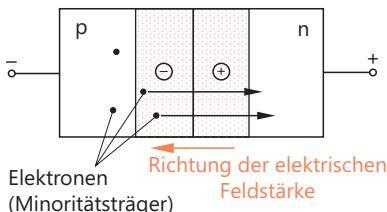


Bild 5.20 Minoritätsträger können die Sperrsicht durchqueren.

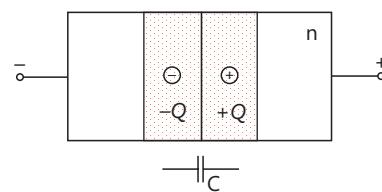


Bild 5.21 Ein pn-Übergang hat eine Kapazität.

### Merksatz



Jede Raumladungszone oder Sperrsicht hat eine Kapazität.

Diese Sperrsichtskapazität ist von der Breite der Sperrsicht, von ihrer Querschnittsfläche und vom Dotierungsgrad abhängig. Diese Zusammenhänge sind in Abschnitt 6.2 näher erläutert.

Die äußere Spannungsquelle soll nun so angeschlossen werden, dass ihr Pluspol an der p-Zone des Kristalls liegt (Bild 5.22).

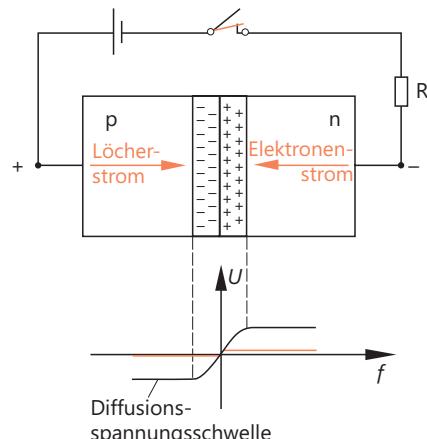


Bild 5.22  
pn-Übergang mit äußerer Spannung.  
«Plus an p-Zone». Die durch Diffusion entstandene Raumladungszone wird abgebaut.

Polung der Spannung: *Plus an p-Zone.*

Bei geöffnetem Schalter S liegt wieder ein pn-Übergang ohne äußere Spannung vor. Durch Ladungsträgerdiffusion entsteht eine Raumladungszone. Wird der Schalter S geschlossen, so drückt der Minuspol der Spannungsquelle Elektronen in die n-Zone.

Die Elektronen überschwemmen das Kristall. Die durch *Ladungsträgerdiffusion entstandene Raumladung wird abgebaut.*

Der pn-Übergang lässt einen Strom fließen. Er wird sehr niederohmig. Zur Strombegrenzung ist in der Schaltung nach Bild 5.22 ein Widerstand R vorgesehen.



### Merksatz

Bei Polung «Plus an p-Zone» ist der pn-Übergang in Durchlassrichtung geschaltet.

## 5.7 Arbeitsweise von Halbleiterdioden

### 5.7.1 Einkristall-Halbleiterdioden

Die Eigenschaften eines pn-Überganges werden bei Halbleiterdioden technisch genutzt. Das Kristall einer Halbleiterdiode besteht aus einer p-Zone und einer n-Zone. Es befindet sich in einem Schutzgehäuse.

Ist der pn-Übergang in Durchlassrichtung gepolt, so hat die Diode einen sehr niedrigen Widerstandswert. Ist der pn-Übergang in Sperrrichtung gepolt, so hat die Diode einen großen Widerstandswert.



### Merksatz

Die Halbleiterdiode lässt den Strom in einer Richtung durch und sperrt ihn in der anderen Richtung.

Diese Ventilwirkung hat große technische Bedeutung.

Bild 5.23 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Diode und das Schaltzeichen.

Das Dreieck des Schaltzeichens steht für die p-Zone. Die in Leitungsrichtung zeigende Spitze gibt die Stromrichtung im Durchlasszustand an. Die Angabe bezieht sich auf die technische Stromrichtung.

Die genaue Abhängigkeit zwischen Strom und Spannung einer Halbleiterdiode wird durch ihre Kennlinie beschrieben.

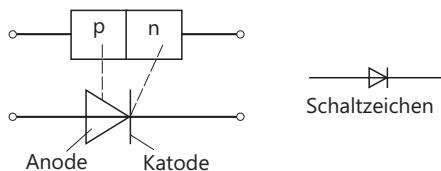
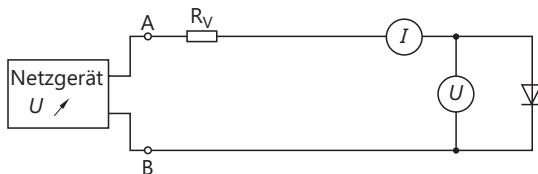


Bild 5.23 Aufbau einer Diode und Schaltzeichen

In Bild 5.24 ist eine Schaltung zur Aufnahme der Kennlinie angegeben.

Bild 5.24  
Schaltung zur Aufnahme der Diodenkennlinien  $I = f(U)$



Zunächst soll der *Durchlassbereich* einer Siliziumdiode betrachtet werden. An Punkt A wird der positive Pol der Netzgerätespannung angeschlossen. Bei einer kleinen Spannung (rd. 0,1 V) fließt nur ein sehr geringer Strom. Der pn-Übergang ist noch verhältnismäßig hochohmig, da die durch die Ladungsträgerdiffusion entstandene Sperrsicht noch nicht abgebaut ist. Mit steigender Spannung steigt der Strom zunächst geringfügig an. Ab  $U = 0,6$  V nimmt der Strom dann sehr stark zu. Die Diode ist niederohmig geworden. Der Wert von rd. 0,7 V wird *Schwellspannung* oder *Schleusenspannung* genannt.

Für eine Germaniumdiode ergibt sich ein ähnlicher Kurvenverlauf. Der pn-Übergang wird mit steigender Spannung immer niederohmiger. Die Schwellspannung liegt bei rd. 0,3 V (Bild 5.25).

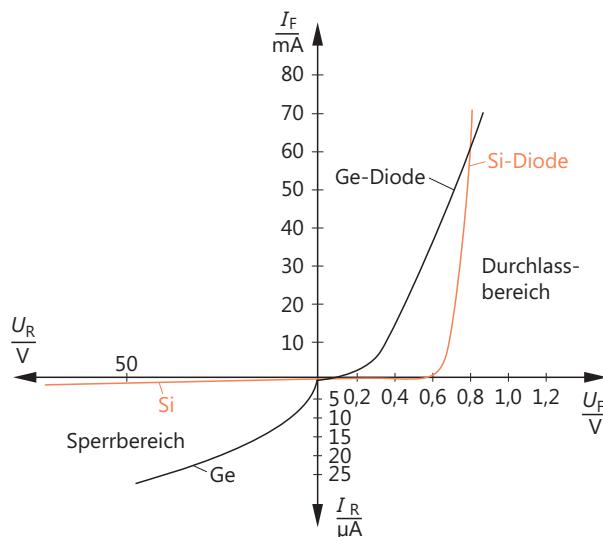


Bild 5.25  
Typische  $I$ - $U$ -Kennlinien von Germanium- und Siliziumdioden

Die Größen der ungefähren Schwellspannungen werden durch Verlängerung des steilen Kurvenastes bis zum Schnittpunkt mit der  $U$ -Achse gefunden (Bild 5.26).

### Merksatz

Eine Halbleiterdiode ist im Bereich oberhalb der Schwellspannung niederohmig.



Zur Kennlinienaufnahme im Sperrbereich wird die Netzgerätespannung umgepolt. Der auf die Eigenleitfähigkeit ( $i$ -Leitfähigkeit) des Kristalls zurückzuführende Sperrstrom ist klein. Er beträgt bei Ge-Dioden einige Mikroampere, bei Si-Dioden einige Nanoampere.

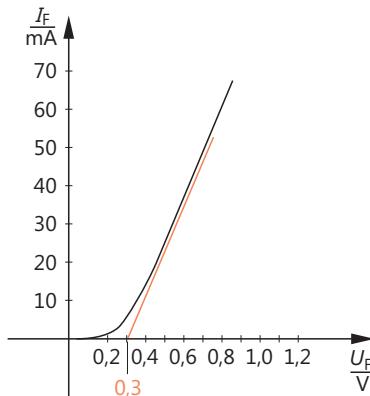


Bild 5.26  
Bestimmung der Schwellspannung

Mit zunehmender Sperrspannung steigt der Sperrstrom bei Ge-Dioden leicht an. Bei Si-Dioden bleibt er angenähert konstant.

Die Diode darf nicht überlastet werden. Der vom Hersteller angegebene höchste Strom und die höchstzulässige Spannung in Sperrrichtung dürfen nicht überschritten werden.

Wird die höchstzulässige Sperrspannung überschritten, so kommt es zu Durchbrüchen. Man unterscheidet den *Wärmedurchbruch* und den *Zenerdurchbruch* (Bild 5.27).

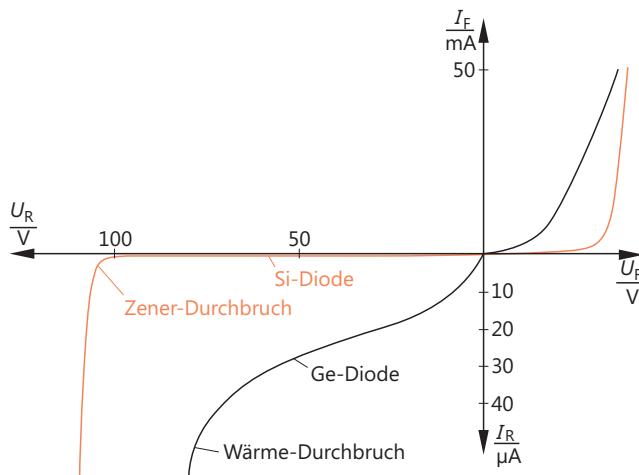


Bild 5.27 Durchbruchsverhalten von Dioden

Der Zenerdurchbruch tritt vor allem bei stark dotierten Si-Dioden auf. Diese Dioden haben sehr große Feldstärken in der Sperrsicht. Von einer bestimmten Sperrspannung ab werden Elektronen aus ihren Kristallbindungen gelöst. Die Sperrsicht wird dadurch plötzlich leitfähig. Wenn es gelingt, die plötzliche Stromzunahme zu begrenzen, wird die Diode nicht zerstört. Der Zenerdurchbruch wird im Abschnitt Z-Dioden noch genauer erläutert.

Der Wärmedurchbruch ist eine häufige Zerstörungsursache von Halbleiterdioden. Beim Wärmedurchbruch wird das Kristall unzulässig hoch erhitzt. Es wird dadurch zerstört.

Eine Kristallzerstörung durch übermäßige Erhitzung ist auch im Durchlassbereich möglich. Steigt der Durchlassstrom wesentlich über seinen höchstzulässigen Wert, so tritt eine übermäßige Kristallerwärmung ein.

Innerhalb des Kristalls wird die Sperrsicht am stärksten erwärmt. Die höchstzulässigen Temperaturen werden deshalb für die Sperrsicht angegeben.

Übliche *höchstzulässige Sperrsichttemperaturen*:

Siliziumdiode: 180 °C

Germaniumdiode: 80 °C

In Bild 5.28 sind die Kennlinien von Dioden aus verschiedenen Halbleitermaterialien dargestellt.

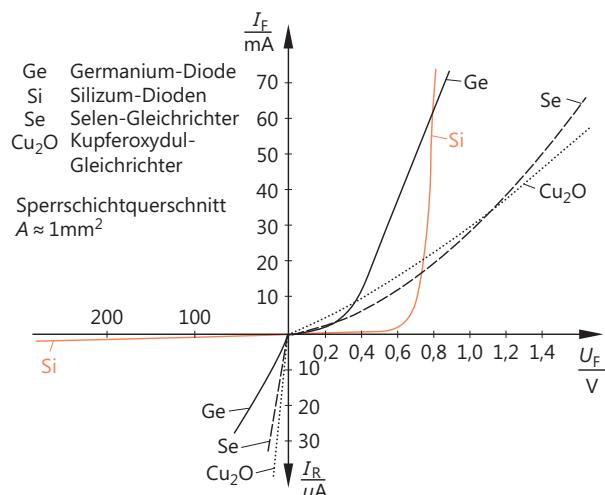


Bild 5.28  
Typische  $I$ - $U$ -Kennlinien  
von Dioden aus verschiedenen  
Halbleiterwerkstoffen

Aus den Kennlinien kann das Widerstandsverhalten der Dioden abgelesen werden. Man unterscheidet einen *Gleichstromwiderstand* und einen *differentiellen Widerstand*.

Der Unterschied wird am Beispiel der Kennlinie einer Ge-Diode betrachtet (Bild 5.29).

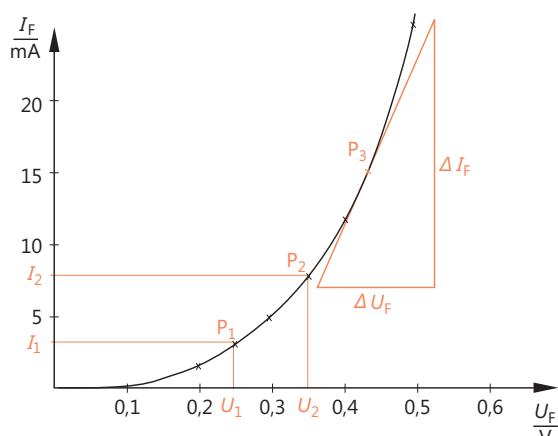


Bild 5.29  
Ermittlung von  
Gleichstromwiderstand  $R_F$  und  
differentiellem Widerstand  $r_F$

Bei einer Spannung  $U_1$  fließt ein Strom  $I_1$ . Aus  $U_1/I_1$  erhält man den Gleichstromwiderstand  $R_F$ .

$$R_F = \frac{U_1}{I_1}$$

Der Wert von  $R_F$  gilt nur für den Arbeitspunkt P<sub>1</sub>.

Für Arbeitspunkt P<sub>2</sub> ergibt das Verhältnis  $U_2/I_2$  einen anderen Wert. Allgemein gilt:

$$R_F = \frac{U_F}{I_F}$$



### Merksatz

Der Gleichstromwiderstand  $R_F$  einer Halbleiterdiode ist vom Arbeitspunkt abhängig.

Der differentielle Widerstand ist ein Maß für den Anstieg der Kennlinie.

Den Anstieg der Kennlinie z.B. in P<sub>3</sub> erhält man durch Einzeichnen einer Geraden, die in P<sub>3</sub> den gleichen Anstieg wie die Kurve hat. Man zeichnet ein rechtwinkliges Dreieck wie in Bild 5.29, die Länge der Dreieckseiten ist beliebig.

Für den differentiellen Widerstand gilt die Gleichung:

$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$$



### Merksatz

Der differentielle Widerstand  $r_F$  einer Halbleiterdiode hat in jedem Kennlinienpunkt einen anderen Wert.

Legt man eine Spannung von 0,2 V an die Diode, so fließt entsprechend der Kennlinie in Bild 5.30 ein Strom von 2 mA. Erhöht man die Spannung um einen kleinen Betrag  $\Delta U_F$ , so erhöht sich der Strom um  $\Delta I_F$ .

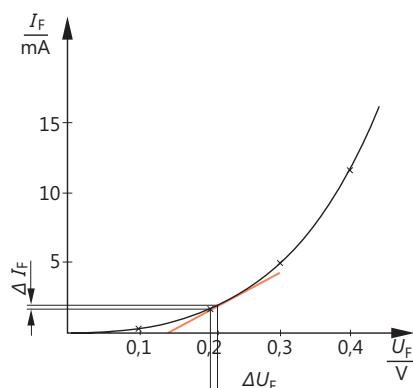


Bild 5.30  
Erläuterung der Bedeutung des  
differentiellen Widerstandes

Sind  $r_F$  und  $\Delta U_F$  bekannt, so kann  $\Delta I_F$  berechnet werden.

### Beispiel



Eine Germaniumdiode hat im Arbeitspunkt P einen differentiellen Widerstand von 10 W. Um welchen Wert erhöht sich der Strom, wenn die Spannung um 0,02 V erhöht wird?

$$r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F};$$

$$\Delta I_F = \frac{\Delta U_F}{r_F}$$

$$\Delta I_F = \frac{0,02 \text{ V}}{10 \Omega} = 0,002 \text{ A}$$

$$\Delta I_F = 2 \text{ mA}$$

Tabelle 5.1 gibt einige ungefähre Werte von Halbleiterdioden an. Genaue Werte müssen den Datenbüchern entnommen werden.

Tabelle 5.1 Einige ungefähre Werte von Halbleiterdioden

	Germanium	Silizium
Schwellspannung	0,3 V	0,7 V
Durchlasswiderstand $R_F$ (bezogen auf 1 mm <sup>2</sup> Sperrsichtquerschnitt)	5 Ω bis 100 Ω	2 Ω bis 50 Ω
Sperrwiderstand $R_R$	0,1 MΩ bis 10 MΩ	1 MΩ bis 3000 MΩ
Max. Sperrspannung	bis ca. 200 V	bis ca. 3000 V
Max. Sperrsichttemperatur	90 °C	200 °C
Gleichrichterwirkungsgrad	98 %	99,5 %

## 5.7.2 Vielkristall-Halbleiterdioden

### Selendioden

Silizium- und Germaniumdioden sind einkristalline Halbleiterdioden. Selendioden sind polykristalline Halbleiterdioden. Das heißt, das Selen besteht nicht aus einem einzigen Kristall, sondern aus vielen kleinen Kristallen, die zusammen die Kristallschicht bilden.

Der Aufbau einer Selendiode ist in Bild 5.31 dargestellt.

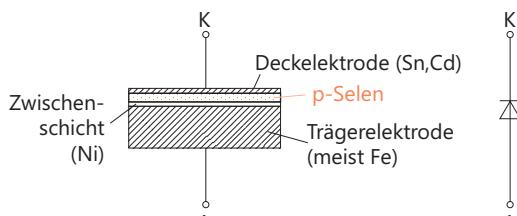


Bild 5.31  
Aufbau einer Selendiode

Auf eine vernickelte Trägerplatte aus Eisen oder Aluminium wird nach dem Aufbringen einer Zwischenschicht Selen mit starker p-Dotierung im Vakuum aufgedampft. Dann erfolgt eine Wärmebehandlung, in deren Verlauf das Selen über-

wieged in kristalline Form übergeführt wird. Auf das Selen wird eine Kadmium-Zinn-Legierung aufgedrückt oder aufgespritzt.

Die Sperrsicht bildet sich zwischen der Se-Zone und der Sn-Cd-Zone aus. Die Sperrfähigkeit wird durch eine Formierung im elektrischen Wechselfeld verbessert.

Selen-Dioden können kurzzeitige Stromüberlastungen besser vertragen als Si- oder Ge-Dioden. Sie sind besonders geeignet für die Gleichrichtung großer Stromstärken bei niedrigen Spannungen.

### Kupferoxyduldioden

Die Kupferoxyduldioden sind die ältesten «Trockengleichrichter». Sie haben einen polykristallinen Aufbau wie die Selendioden (Bild 5.32).

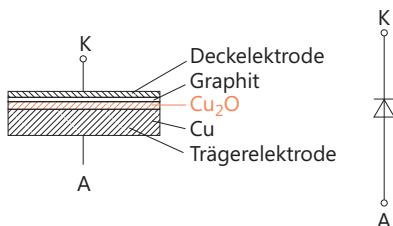


Bild 5.32  
Aufbau einer Kupferoxyduldiode

Die Kupferscheibe wird thermisch oxidiert und mit einer Graphitschicht versehen. Auf diese kommt die Gegenelektrode aus einer Zinklegierung.

Die Sperrspannung beträgt etwa 6 V. Besonderer Vorteil der Kupferoxyduldioden sind ihre kleine Schleusenspannung von 0,2 V und ihre näherungsweise linear verlaufende Kennlinie (Tabelle 5.2).

Tabelle 5.2 Einige ungefähre Werte von Polykristall-Halbleiterdioden

	Selen	Kupferoxydul
Schwellspannung	0,6 V	0,2 V
Durchlasswiderstand $R_F$ (bezogen auf 1 mm <sup>2</sup> Sperrsichtquerschnitt)	5 Ω bis 100 Ω	10 Ω bis 50 Ω
Sperrwiderstand $R_R$	0,1 MΩ bis 1 MΩ	50 kΩ bis 500 kΩ
Max. Sperrspannung	bis ca. 40 V	ca. 6 V
Max. Sperrsichttemperatur	85 °C	50 °C
Gleichrichterwirkungsgrad ungefähr	90 %	75 %

Kupferoxyduldioden sind besonders für die Gleichrichtung kleiner Spannungen geeignet. Sie werden vor allem als Vorschaltdioden in Vielfach-Drehspulmessgeräten eingesetzt.

## 5.8 Schaltverhalten von Halbleiterdioden

Jede Halbleiterdiode benötigt für den Übergang vom niederohmigen Zustand in den hochohmigen Zustand und umgekehrt eine bestimmte Zeit.

Im niederohmigen Zustand ist der pn-Übergang mit Ladungsträgern überschwemmt. Die Diode ist erst wieder hochohmig, wenn die Sperrsicht aufgebaut ist und wenn die in der Sperrsicht befindlichen Ladungsträger ausgeräumt sind.

Im hochohmigen Zustand ist eine breite Sperrsicht vorhanden. Für den Abbau dieser Sperrsicht wird eine bestimmte Zeit benötigt.

Eine Diode sei wie in Bild 5.33 geschaltet. Bei der eingezeichneten Schalterstellung ist die Diode in Sperrrichtung geschaltet. Es fließt ein Strom  $I_R$ .

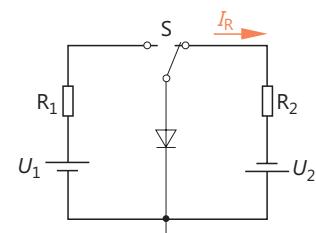


Bild 5.33  
Einfache Modellschaltung zur  
Ermittlung der Diodenschaltzeiten

Wird der Schalter nach links umgelegt, so steigt der Strom innerhalb der Zeit  $t_{fr}$ , auf den Durchlassstrom  $I_F$  (Bild 5.34).

Die Zeit  $t_{fr}$  wird *Vorwärtserholzeit*, *Einschaltträgeit* oder *Einschaltzeit* genannt. Es ist die Zeit, die zum Abbau der Sperrsicht benötigt wird.

Der Schalter wird jetzt wieder nach rechts umgelegt. Die Sperrsicht wird jetzt aufgebaut, die Ladungsträger werden ausgeräumt. Dies geschieht innerhalb der Zeit  $t_{rr}$ . Die Zeit  $t_{rr}$  wird *Rückwärtserholzeit*, *Sperrverzug*, *Sperrträgeit* oder *Ausschaltzeit* genannt (Bild 5.35).

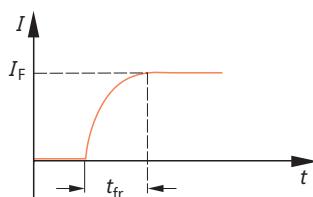


Bild 5.34 Einschaltvorgang einer Diode  
(Übergang vom Sperrzustand in den  
Durchlasszustand)

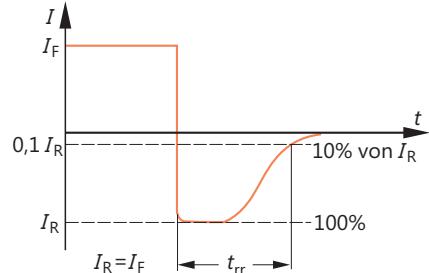


Bild 5.35 Ausschaltvorgang einer Diode  
(Übergang vom Durchlasszustand in den  
Sperrzustand)

Die Werte, die man für  $t_{rr}$  und  $t_{fr}$  erhält, sind abhängig von den eingestellten Strömen  $I_F$  und  $I_R$  bzw. von den entsprechenden Spannungen und von den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$ .

Aus den Datenbüchern kann man die Werte für  $t_{fr}$  und  $t_{rr}$  für bestimmte Dioden entnehmen. Gleichzeitig sind dort die Messbedingungen angegeben, unter denen diese Werte gefunden wurden.

Für die meisten Dioden ergeben sich etwa folgende Schaltzeiten:

$$t_{fr} = 0,5 \text{ bis } 50 \text{ Nanosekunden}$$

$$t_{rr} = 2 \text{ bis } 200 \text{ Nanosekunden}$$

Spezielle *Schaltdioden* haben besonders kleine Schaltzeiten.

## 5.9 Temperaturverhalten von Halbleiterdioden

Die Intensität der Wärmeschwingungen wird mit steigender Temperatur größer. Damit erhöht sich auch die Anzahl der pro Zeiteinheit aufbrechenden Kristallbindungen. Die Eigenleitfähigkeit des Kristalls wird größer.

Mit steigender Temperatur nimmt die Eigenleitfähigkeit zu.

Die auftretenden Sperrströme sind von der Eigenleitfähigkeit stark abhängig. Je größer die Eigenleitfähigkeit, desto größer der Sperrstrom.



### Merksatz

Mit steigender Temperatur nimmt der Sperrstrom stark zu.

Bild 5.36 zeigt den Verlauf der Sperrströme bei einer Si-Diode für die Temperaturen 25 °C und 125 °C.

Die Ladungsträgerbeweglichkeit ist ebenfalls von der Temperatur abhängig. Bei einer höheren Temperatur ergeben sich größere Ladungsträgerbeweglichkeiten. Das Kristall wird dadurch leitfähiger. Die Schwellspannung wird etwas herabgesetzt. Bild 5.37 zeigt zwei Durchlasskennlinien einer Si-Diode für die Temperaturen 125 °C und 25 °C.

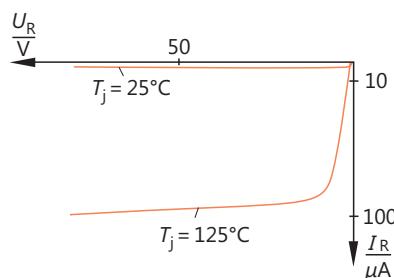


Bild 5.36 Abhängigkeit des Sperrstromes von der Sperrsichttemperatur bei einer Si-Diode

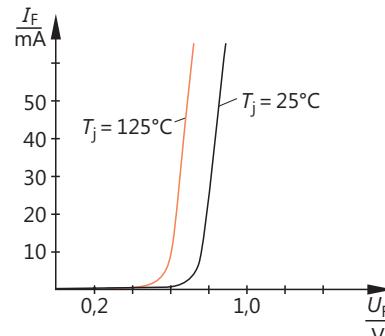


Bild 5.37 Abhängigkeit des Verlaufes der Durchlasskennlinien einer Si-Diode von der Sperrsichttemperatur



### Merksatz

Mit steigender Temperatur wird der Durchlasswiderstand etwas geringer.

Durch Temperaturerhöhung wird vor allem das Sperrverhalten der Diode geändert. Das Durchlassverhalten ändert sich nur geringfügig.

## 5.10 Halbleiterdioden als Gleichrichter

### 5.10.1 Einweg-Gleichrichterschaltung (Einpuls-Mittelpunktschaltung M 1)

Die Halbleiterdiode lässt den Strom in einer Richtung durch und sperrt ihn in der anderen Richtung. Sie wirkt wie ein *Stromventil*.

Die Halbleiterdiode ist deshalb das geeignete Bauelement zur Gleichrichtung von Wechselströmen.

Bild 5.38 zeigt die Schaltung eines einfachen Gleichrichters. An den Klemmen AB liegt die Wechselspannung  $U_1$ . In der Zeit von  $t_1$  bis  $t_2$  hat A einen positiven Spannungswert gegen B. Die Diode ist in Durchlassrichtung geschaltet. Es fließt ein Strom  $I$ , dessen Größe durch den Verlauf der Spannung  $U_1$  und durch  $R_L$  bestimmt wird.

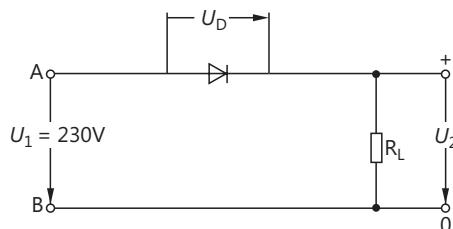


Bild 5.38  
Einweg-Gleichrichterschaltung  
(Einpuls-Mittelpunktschaltung M1)

Am Lastwiderstand fällt eine Spannung ab, deren Verlauf dem Stromverlauf entspricht. An der Diode liegt in der Zeit von  $t_1$  bis  $t_2$  nur eine sehr kleine Spannung. Bei einer Siliziumdiode sind es etwa 0,75 bis 0,9V.

In jedem Augenblick gilt:  $u_1 = u_D + u_2$

Wenn man  $u_D$  vernachlässigt, so ist  $u_1 = u_2$

#### Merkzettel



Die Gleichrichterschaltung lässt die positive Halbwelle der Wechselspannung durch.

In der Zeit von  $t_2$  bis  $t_3$  hat Punkt A negatives Potential gegen B. Die Diode ist jetzt in Sperrrichtung geschaltet. Ihr Widerstand ist sehr groß. Sie lässt praktisch keinen Strom fließen.

In diesem Zeitraum ist  $I$  gleich null. Damit ist auch  $u_2$  gleich null. Jeder Augenblickswert der Eingangsspannung liegt also voll an der Diode:

$$u_1 = u_D \quad u_2 = 0$$

#### Merkzettel



Die Gleichrichterschaltung sperrt die negative Halbwelle einer Wechselspannung.

Misst man die Spannung an der Diode, so stellt man fest, dass an der Anode (also an der p-Zone) eine negative Spannung gegenüber der Kathode (n-Zone) liegt (Bild 5.39).

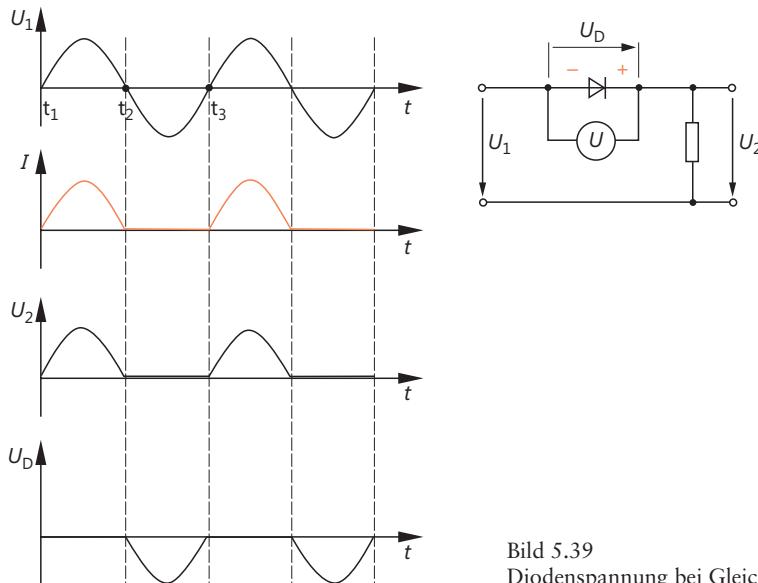


Bild 5.39  
Diodenspannung bei Gleichrichterbetrieb

Das ist richtig so. Man misst vor allem die im Sperrzustand auftretende Spannung. Die im Durchlasszustand auftretende Spannung ist ja sehr gering.

Die Ausgangsspannung  $U_L$  ist noch keine Gleichspannung. Ihr Verlauf besteht aus lauter positiven Halbwellen.

Eine solche Spannung heißt *Mischspannung* oder *pulsierende Gleichspannung*. Sie enthält außer dem Gleichspannungsanteil noch Wechselspannungsanteile. Diese Wechselspannungsanteile müssen ausgesiebt werden.



### Merksatz

Die Aussiebung der Wechselspannungsanteile erfolgt mit Hilfe einer Siebkette.

Bild 5.40 zeigt die Schaltung einer RC-Siebkette. Die positiven Halbwellen laden den Ladekondensator  $C_L$  auf. Die Spannung  $U_L$  hat den in Bild 5.40 rot angegebenen Verlauf.

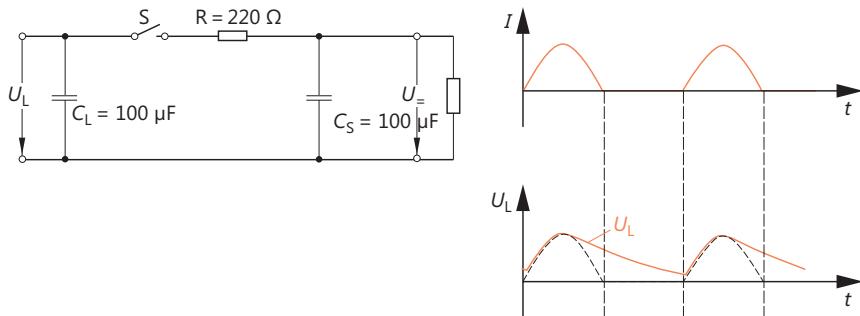
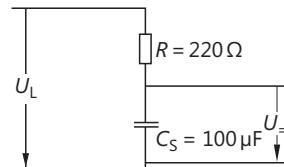


Bild 5.40 Siebkette, Spannungsverlauf an  $C_L$

Bild 5.41  
R und  $C_S$  der Siebkette bilden einen frequenzabhängigen Spannungsteiler.



Wird der Schalter S geschlossen, so liegt die Spannung  $U_L$  an einem frequenzabhängigen Spannungsteiler, der aus  $R$  und  $C_S$  gebildet wird (Bild 5.41).

Für Wechselspannungsanteile hat  $C_S$  einen sehr kleinen Widerstand. Diese Wechselspannungsanteile werden durch  $C_S$  praktisch kurzgeschlossen.

Für Gleichspannung hat  $C_S$  jedoch einen fast unendlich großen Widerstand.  $C_S$  sperrt den Gleichstrom. Die Gleichspannung fällt an  $C_S$  mit einem großen Wert ab.

Am Ausgang der Siebkette liegt die Gleichspannung  $U_-$ .

Wird der Siebkette kein Strom entnommen, so lädt sich  $C_S$  auf den Scheitelwert der Wechselspannung  $U_1$  auf (Bild 5.42).

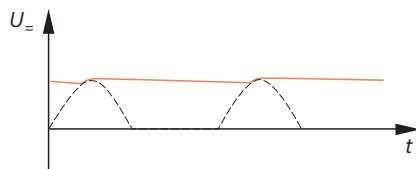


Bild 5.42  
Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung  $U_-$

$U_-$  ist aber immer noch keine hundertprozentige Gleichspannung. Eine kleine restliche Welligkeit lässt sich nicht vermeiden. Man kann die Restwelligkeit aber auch auf einen unmerklich kleinen

Wert herabdrücken. Dies ist eine Frage der Bemessung der Siebkette. Allgemein gilt:

### Merksatz



Je größer die Kapazitäten der Kondensatoren  $C_L$  und  $C_S$  gemacht werden und je kleiner der entnommene Laststrom ist, desto kleiner ist die Restwelligkeit.

Bild 5.43 zeigt die betrachtete Gleichrichterschaltung mit nachgeschalteter Siebkette. Da hier nur eine Halbwelle der sinusförmigen Wechselspannung ausgenutzt wird, nennt man diese Schaltung Einweg-Gleichrichterschaltung.

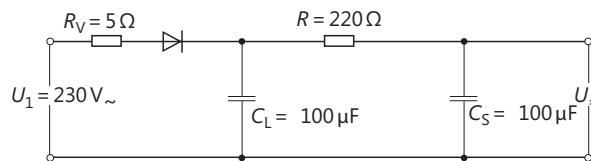


Bild 5.43  
Einweg-Gleichrichterschaltung mit Siebkette

### 5.10.2 Mittelpunkts-Zweiweg-Gleichrichterschaltung (Zweipuls-Mittelpunktschaltung M 2)

Sollen beide Halbwellen einer Sinusschwingung gleichgerichtet werden, so benötigt man eine Zweiweg-Gleichrichterschaltung.

In Bild 5.44 ist eine Zweiweg-Gleichrichterschaltung dargestellt. Die Ausgangsspannung des Trafos wird durch Mittelanzapfung in zwei gleiche Spannungen  $U_1$ , aufgeteilt.

Hat Punkt A positive Spannung gegenüber B, so ist Diode  $D_1$  in Durchlassrichtung geschaltet. Es fließt ein Strom  $I_1$ , auf dem in Bild 5.44 rot markierten Weg.

Während der negativen Halbwelle hat Punkt A negative Spannung gegenüber Punkt B. Das heißt, Punkt B ist positiv gegenüber Punkt A. Die Diode  $D_2$  ist jetzt in Durchlassrichtung geschaltet. Es fließt ein Strom  $I_2$  den schwarz gezeichneten Stromweg.

Die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  vereinigen sich in Punkt C zum Gesamtstrom  $I$ . Der Lastwiderstand  $R_L$  wird von  $I$  durchflossen. Die Ausgangsspannung  $U_2$  hat den gleichen zeitlichen Verlauf wie  $I$  (Bild 5.44).

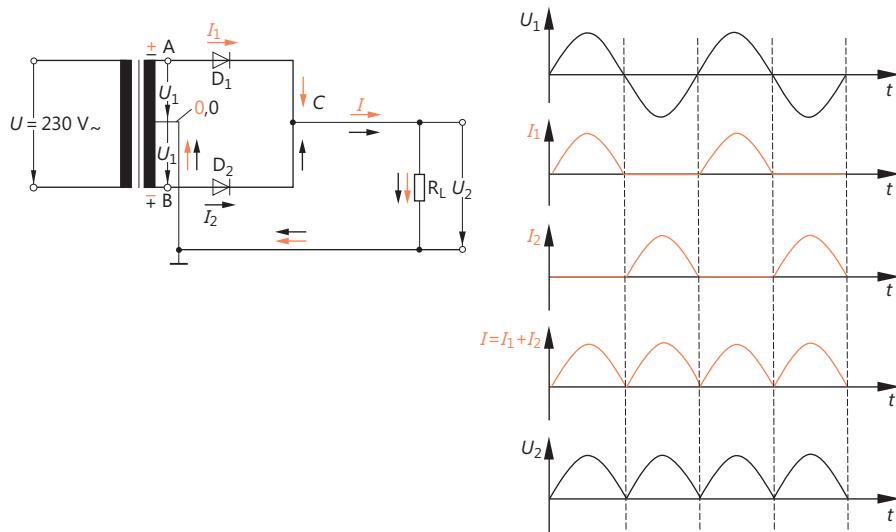


Bild 5.44 Mittelpunkts-Zweiweg-Gleichrichterschaltung (Zweipuls-Mittelpunktschaltung M 2)  
Darstellung der Arbeitsweise

$U_2$  ist eine Mischspannung, also eine Gleichspannung mit einem Wechselspannungsanteil. Mit Hilfe einer Siebkette kann der Wechselspannungsanteil wie bei Einweg-Gleichrichterschaltungen ausgesiebt werden.

### 5.10.3 Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung (Zweipuls-Brückenschaltung B 2)

Für die Mittelpunkts-Zweiweg-Gleichrichterschaltung wird ein verhältnismäßig teurerer Transformator mit Mittelanzapfung benötigt. Die in Bild 5.45 dargestellte Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung erfordert keinen solchen Transformator.

Sie ist verhältnismäßig preiswert herzustellen und wird außerordentlich häufig eingesetzt.

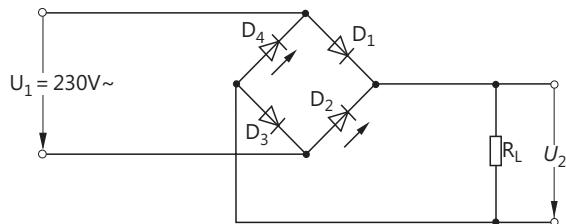


Bild 5.45  
Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung  
(Zweipuls-Brückenschaltung B 2)

Während der positiven Halbwelle von  $U_1$  sind die Dioden  $D_1$  und  $D_3$  in Durchlassrichtung geschaltet. Es fließt ein Strom  $I_1$  (Bild 5.46).

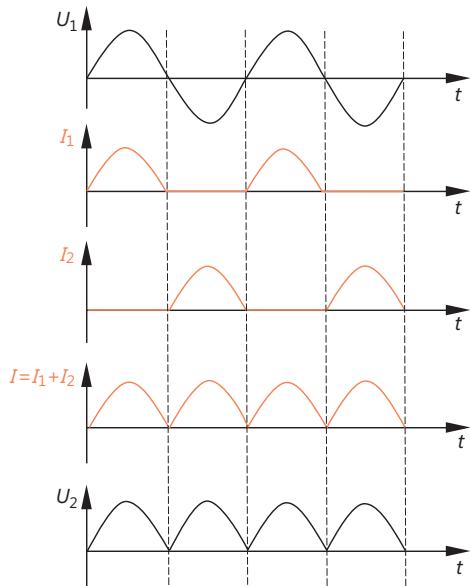
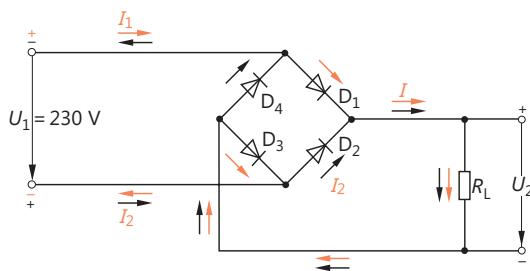


Bild 5.46  
Arbeitsweise der Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung  
(Zweipuls-Brückenschaltung B 2)

Während der negativen Halbwelle von  $U_1$  sind die Dioden  $D_2$  und  $D_4$  in Durchlassrichtung geschaltet. Es fließt ein Strom  $I_2$ .  $I_1$  und  $I_2$  durchfließen den Lastwiderstand  $R_L$  in gleicher Richtung. Sie bilden zusammen den Strom  $I$ . Die Spannung  $U_2$  hat den gleichen zeitlichen Verlauf wie der Strom  $I$ .

$U_2$  ist eine Mischspannung. Ihr Wechselspannungsanteil kann durch Nachschalten einer Siebkette vernichtet werden.

Bild 5.47 zeigt eine Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung mit Siebkette.

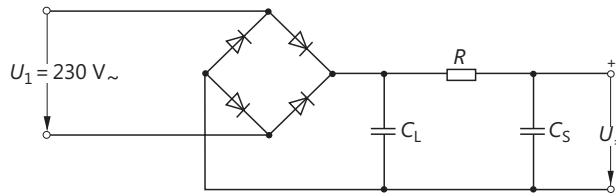


Bild 5.47  
Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung (Zweipuls-Brückenschaltung B 2) mit Siebkette

## 5.11 Halbleiterdioden als Schalter

Im Bereich der Digitaltechnik verwendet man häufig Dioden als Schalter.

In Bild 5.48 ist ein sogenanntes Oder-Glied (Oder-Gatter) mit den Eingängen A und B und dem Ausgang Z dargestellt. Es gibt nur die zwei Zustände: 1 und 0.

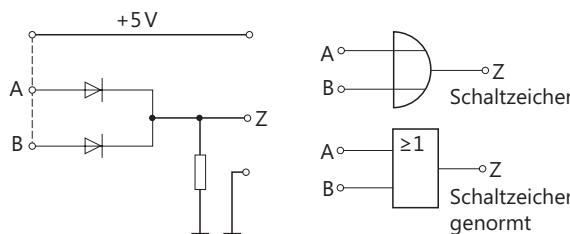


Bild 5.48  
Oder-Glied mit Dioden als Schaltelemente

Folgende Festlegung soll gelten:

$$1 \approx 5V \pm 1V$$

$$0 \approx 0V + 1V$$

Hat entweder der Eingang A oder der Eingang B den Zustand 1, so hat auch der Ausgang Z den Zustand 1.

Die Schaltung erzeugt eine logische Oder-Verknüpfung. Die möglichen Zustandskombinationen zeigt Tabelle 5.3a.

Tabelle 5.3a Zustandskombinationen (Wahrheitstabelle)  
a) eines Oder-Gliedes

Fall	A	B	Z
1	0	0	0
2	0	1	1
3	1	0	1
4	1	1	1

Die Schaltung nach Bild 5.49 erzeugt eine andere logische Verknüpfung.

Am Ausgang Z kann nur dann der Zustand  $1 = 5V$  vorhanden sein, wenn an Eingang A und an Eingang B  $1 = 5V$  anliegen. Hat einer der Eingänge Zustand 0, so zieht er die Ausgangsspannung auf ungefähr  $0,5V$  herab. Damit hat der Ausgang den logischen Zustand 0.

Bild 5.49  
Und-Glied mit Dioden  
als Schaltelemente

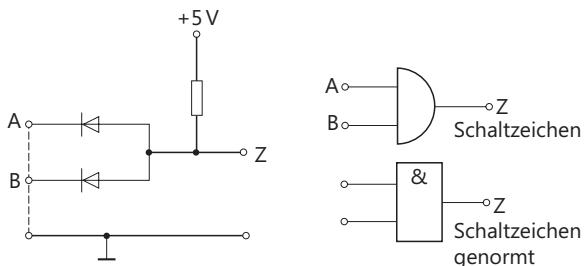


Tabelle 5.3b Zustandskombinationen (Wahrheitstabelle)

b) eines Und-Gliedes

Fall	A	B	Z
1	0	0	0
2	0	1	0
3	1	0	0
4	1	1	1

Diese logische Verknüpfung heißt Und-Verknüpfung. Die möglichen Zustandskombinationen zeigt Tabelle 5.3b. Die Schaltung wird Und-Glied genannt (Und-Gatter) (Elektronik 3, Kapitel 11).

Bei Digitalschaltungen mit vielen Gattern und schnellem Zustandswechsel kommt es sehr auf die Schaltzeiten der Dioden und der anderen Halbleiterbauteile an. Die Rechengeschwindigkeit eines Digitalrechners ist umso größer, je kürzer diese Schaltzeiten sind.

## 5.12 Bauarten von Halbleiterdioden

In der Praxis wird ein Unterschied zwischen *Dioden einerseits* und *Gleichrichtern andererseits* gemacht.

Gleichrichter sind Halbleiterdioden, die für den Einsatz in Stromversorgungsgeräten oder Netzteilen gebaut sind. Sie sind für große Stromstärken und meist auch für große Sperrspannungen bemessen. Sie richten also große Leistungen gleich. Die gelegentlich verwendete Bezeichnung *Leistungsdioden* ist darum sachgerechter.

Alle anderen Halbleiterdioden, die z.B. in der Nachrichtentechnik, in der Elektronik und in der Informationstechnik verwendet werden, werden als Dioden bezeichnet.

### 5.12.1 Flächendiode

Bei Flächendiode erstreckt sich der pn-Übergang über eine größere Fläche. Sie können nach verschiedenen Technologien hergestellt sein, z.B. als diffundierte Flächendiode oder als Planardiode (Bild 5.50).

Flächendiode sind meist Si-Dioden. Sie können größere Stromstärken vertragen und haben höhere Sperrspannungen als entsprechende Ge-Dioden.

Je größer die Sperrsichtfläche einer Flächendiode, desto größer ist ihre Sperrsichtkapazität.

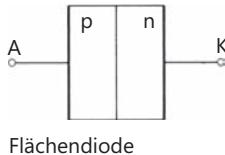


Bild 5.50  
Bauarten von Halbleiterdioden

Flächendiode

Flächendioden mit großer Sperrsichtkapazität sind für Hochfrequenz nicht geeignet. Die Gleichrichtung funktioniert nicht mehr. Die Sperrsichtkapazität wirkt wie ein der Diode parallel geschalteter Kondensator (Bild 5.51). Der Hochfrequenzstrom kann seinen Weg über diesen Kondensator nehmen.

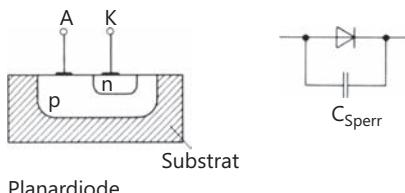


Bild 5.51  
Die Sperrsichtkapazität wirkt wie ein der Diode parallel geschalteter Kondensator

Die Schaltzeiten von Flächendioden wachsen ebenfalls mit der Sperrsichtkapazität. Mit Hilfe der Planartechnik können Flächendioden mit kleiner Sperrsichtfläche und sehr kurzen Schaltzeiten hergestellt werden.

### 5.12.2 Spitzendioden

Spitzendioden und ihre Sonderbauform, die Golddrahtdiode, werden meist als Germaniumdioden gebaut. Auf ein kleines n-leitendes Germaniumkristall wird ein spitzer Draht aufgesetzt und mit dem Kristall verschweißt. Der Draht enthält als Legierungsbestandteile geeignete Akzeptoratome. Diese dringen während des Schweißvorganges in das Germaniumkristall ein und erzeugen eine winzige p-leitende Zone (ca. 50  $\mu\text{m}$  Durchmesser) (Bild 5.52).



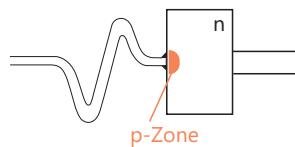
Bild 5.52  
Aufbau von Spitzendioden

Spitzendioden haben eine extrem kleine Fläche des pn-Überganges und natürlich eine sehr kleine Sperrsichtkapazität (oft um 0,2 pF). Sie sind für Hochfrequenz sehr gut geeignet.

Die Golddrahtdiode ist eine Sonderform der Spitzendiode. Der Golddraht wird stumpf aufgeschweißt. Die Sperrsichtfläche wird dadurch etwas größer als bei der Spitzendiode (rd. 100  $\mu\text{m}$  Durchmesser). Das Kristall ist stark dotiert. Dadurch wird der Kristallwiderstand gering. Golddrahtdioden haben kleine Widerstandswerte in Durchlassrichtung (Bild 5.53). Spitzendioden und Golddrahtdioden werden vorwiegend in der Nachrichtentechnik angewendet. Man verwendet sie häufig als Demodulator dioden in der Radio- und Fernsehtechnik. Auch als Schalterdioden

sind sie einsetzbar. Die modernen Planardioden mit kleiner Sperrsichtfläche sind als Schalterdioden aber besser geeignet.

Bild 5.53  
Aufbau von Golddrahdioden



### 5.12.3 Leistungsdioden (Gleichrichter)

Leistungsdioden sind heute überwiegend Siliziumdioden. Für einige Sonderfälle verwendet man noch Selendioden (Selenzellen).

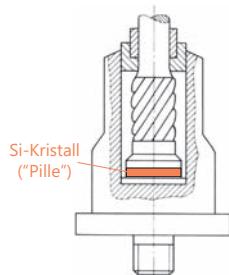
Die Kennlinien von Si-Dioden verlaufen oberhalb der Schwellspannung sehr steil. Bei großen Spannungen ergibt sich ein sehr kleiner Durchlasswiderstand (z.B.  $30\text{ m}\Omega$  bei  $U = 230\text{ V}$ ).

Man kann Si-Dioden mit sehr hohen Sperrspannungen bauen (über  $3000\text{ V}$ ). Das Kristall darf sich auf nahezu  $200^\circ\text{C}$  erwärmen.

Si-Leistungsdioden für große Stromstärken ( $500\text{ A}$ ,  $1000\text{ A}$ ) haben verhältnismäßig kleine Abmessungen (Bild 5.54).

Die eigentliche Siliziumpille ist verhältnismäßig klein und hat nur eine sehr geringe Wärmekapazität. Kurzzeitige Überströme (Kurzschlussströme), unregelmäßige Kühlung usw. können schnell zu thermischen Überlastungen führen. Die Si-Pille kann dann sehr schnell zerstört werden. Eine solche Zerstörung ist in Sekundenbruchteilen möglich. Hier liegt ein Nachteil der Si-Leistungsdioden.

Bild 5.54  
Aufbau einer Si-Leistungsdiode



Selenzellen sind gegen kurzzeitige Überströme wesentlich unempfindlicher. Der Überstrom kann recht lange fließen. «Erst raucht es, dann stinkt es – und wenn jetzt immer noch nicht abgeschaltet wird, geht der Selengleichrichter langsam kaputt.» Sie sind auch besonders wirtschaftlich, wenn kleine Spannungen bei großen Stromstärken gleichzurichten sind, wie z.B. in der Galvanotechnik.

Mit Si-Leistungsdioden lassen sich Gleichrichterschaltungen aufbauen, die einen Wirkungsgrad von 99,5% haben. Das ist wegen des sehr kleinen Durchlasswiderstandes möglich.

Mit Selenzellen kommt man etwa auf Wirkungsgrade um 90%.

## 5.13 Prüfen von Halbleiterdioden

Der Praktiker muss mit einfachen Mitteln feststellen können, ob eine Diode defekt ist oder nicht.

Am einfachsten kann man das mit Hilfe einer Widerstands-Messbrücke (Wheatstone-Brücke). Es gibt solche Brücken in Form handlicher Messgeräte.

Die Diode wird an die für den unbekannten Widerstand  $R_x$  vorgesehenen Klemmen angeschlossen. Dann wird der Durchlasswiderstand und nach Umdrehen der Diode der Sperrwiderstand gemessen.

Bei der Schaltung der Messbrücke kann eine Diode kaum überlastet werden. Trotzdem empfiehlt es sich, bei kleinen Dioden die Messung nicht zu lange auszudehnen.

Die an der Diode anliegende Spannung muss oberhalb der Schwellspannung liegen (Bild 5.55). Sonst misst man einen zu großen Wert für den Durchlasswiderstand.

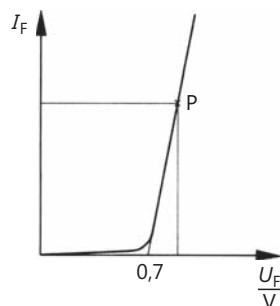


Bild 5.55

Bei der Prüfung von Dioden muss die angelegte Spannung oberhalb der Schwellspannung liegen.

Ist die Diode in Ordnung, so misst man in der einen Richtung einen Durchlasswiderstand von einigen Ohm (etwa  $1\Omega$  bis  $200\Omega$ , bei Leistungsdioden wesentlich weniger).

In der anderen Richtung erhält man einen Sperrwiderstand von einigen Megaohm (etwa  $0,5\text{ M}\Omega$  bis  $300\text{ M}\Omega$ ).



### Merksatz

Misst man in beiden Richtungen einen geringen Widerstand, so ist die Diode defekt.

Ebenfalls ist die Diode defekt, wenn man in beiden Richtungen einen sehr hohen Widerstandswert feststellt.

Will man eine Diode ganz genau untersuchen, so benötigt man entsprechende Messgeräte. Man kann dann die von den Herstellern angegebenen Daten überprüfen und die genaue Kennlinie der Diode aufnehmen. Bei der Kennlinienaufnahme ist darauf zu achten, dass sich die Diode während der Messungen nicht wesentlich erwärmt. Die vom Hersteller angegebenen Kennlinien und Kennwerte gelten meist für eine bestimmte Temperatur.

Auch streuen die Kennwerte von Halbleiterbauteilen in einem bestimmten Bereich. Gewisse Abweichungen von den vom Hersteller angegebenen Daten sind zulässig.

## 5.14 Kennwerte und Grenzwerte

Alle Hersteller von Halbleiterdioden geben Datenblätter heraus. In diesen Datenblättern sind die Eigenschaften der Halbleiterdioden genau beschrieben. Es sind Daten und Kennlinien angegeben.

Bei den Daten ist zwischen *Grenzwerten* und *Kennwerten* zu unterscheiden.

### Definition



**Grenzwerte** sind Werte, die der Anwender nicht überschreiten darf, ohne eine sofortige Zerstörung des Bauelementes zu riskieren.

**Kennwerte** sind Werte, die die Eigenschaften des Bauelementes im Betriebsbereich beschreiben.

Kennwerte können als typische Werte oder als Garantiewerte angegeben werden.

**Typische Werte** sind Werte, die für eine große Anzahl von Bauelementen dieser Art typisch sind. Die Werte des Einzelexemplars können von den typischen Werten teilweise recht erheblich abweichen.

**Garantiewerte** werden vom Hersteller garantiert. Meist wird aber kein bestimmter Wert garantiert, sondern es wird zugesichert, dass der betreffende Wert unter einer bestimmten Grenze liegt.

Wird für die Sperrsichtkapazität z.B. angegeben  $C < 0,75 \text{ pF}$ , so muss die Sperrsichtkapazität bei allen Dioden dieses Typs unter  $0,75 \text{ pF}$  liegen.

### Wichtige Grenzwerte:

#### Spitzensperrspannung $U_{RM}$ :

Höchste Spannung, die in Sperrrichtung an der Diode anliegen darf. Dieser Wert darf auch kurzzeitig nicht überschritten werden.

#### Richtstrom $I_0$ :

Höchster arithmetischer Mittelwert des Diodenstromes.

#### Durchlassstrom $I_F$ :

Maximaler Durchlassdauerstrom bei bestimmter Kristalltemperatur (Gleichstromwert oder Effektivwert).

#### Periodischer Spitzenstrom $I_{FRM}$ :

Größter zulässiger Spitzenstrom, der periodisch wiederkehren darf.

#### Stoßstrom $I_{FSM}$ :

Größtwert für einen stoßartig verlaufenden Strom, der nicht länger als 1 Sekunde fließen darf. Bei Beginn darf das Kristall nur eine Temperatur von  $25^\circ\text{C}$  haben.

#### Verlustleistung $P_{tot}$ :

Größte zulässige Gesamtverlustleistung.

#### Sperrsichttemperatur $T_j$ oder $\vartheta_j$ :

Größte zulässige Temperatur des Kristalls im Bereich der Sperrsicht.

#### Lagerungstemperaturbereich $T_s$ oder $\vartheta_s$ :

Die Diode muss in diesem Temperaturbereich gelagert werden. Sie darf inner- und außerhalb des Betriebszustandes keinen anderen Temperaturen ausgesetzt werden, sonst nimmt sie Schaden.

**Wichtige Kennwerte:****Durchlassspannung  $U_F$ :**

bei bestimmtem Durchlassstrom.

**Sperrstrom  $I_R$ :**

bei bestimmter Sperrspannung und Temperatur.

**Sperrsichtkapazität  $C$ :**

bei bestimmter Sperrspannung.

**Sperrverzögerung  $t_{rr}$ :**

unter bestimmten Bedingungen.

**Wärmewiderstand:**Sperrsicht — umgebende Luft  $R_{thU}$ 

(Erläuterung siehe Abschnitt 7.10.2.).

In Bild 5.56 sind die Datenangaben und die besonders interessierenden Kennlinien für eine Diode wiedergegeben.

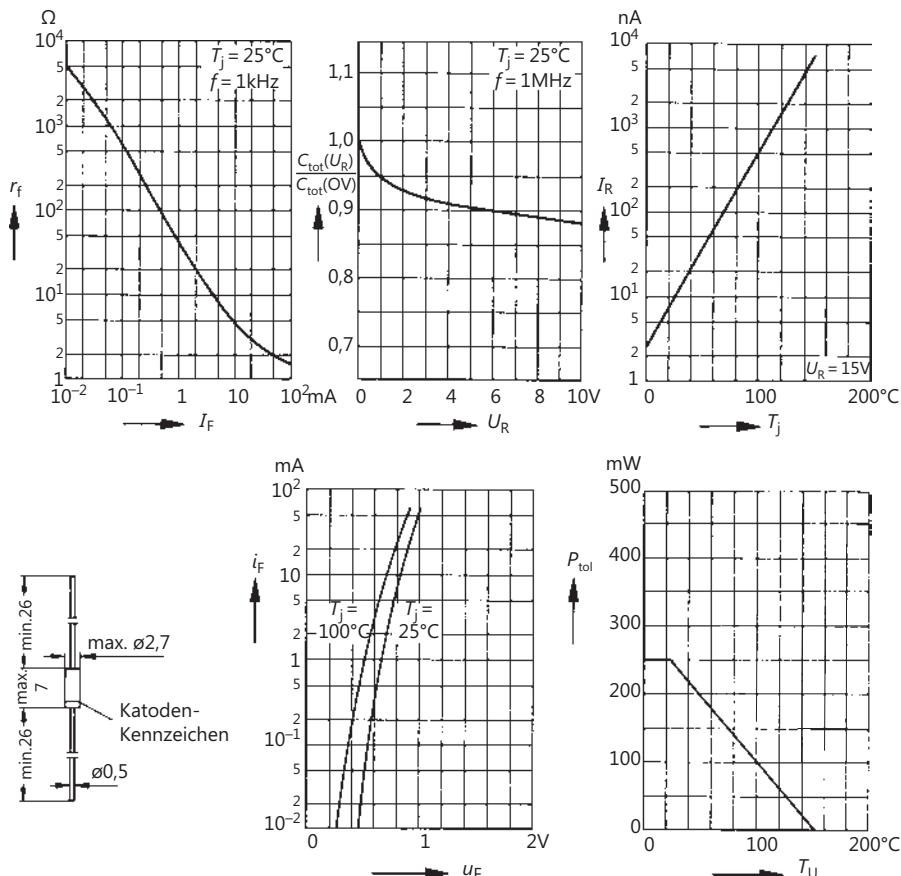


Bild 5.56

## 5.15 Lernziel-Test

1. Nennen Sie Halbleiterwerkstoffe, aus denen Dioden und Transistoren hergestellt werden.
2. Was versteht man unter der Einkristallstruktur eines Halbleiterwerkstoffes?
3. Welchen Reinheitsgrad müssen Halbleiterkristalle, die zur Herstellung von Dioden und Transistoren bestimmt sind, mindestens haben?
4. Erklären Sie den Aufbau eines Silizium-Kristalls. Welche Bedeutung haben die Valenzelektronen der Si-Atome?
5. Was versteht man unter der Eigenleitfähigkeit von Halbleitermaterial? Nennen Sie die Ursachen der Eigenleitfähigkeit.
6. Erklären Sie die Begriffe Dotierung und Dotierungsgrad.
7. Wie erzeugt man n-Silizium?
8. Welche freien Ladungsträger enthält n-Silizium?  
Ist das n-Silizium-Kristall elektrisch geladen? Wenn ja, positiv oder negativ?
9. Wie erzeugt man p-Silizium?
10. Was sind Donatoratome, was Akzeptoratome?
11. Welche freien Ladungsträger enthält p-Silizium?  
Wie ist das p-Silizium-Kristall geladen?
12. Erklären Sie, was man unter einem Defektelektron oder Loch versteht!
13. Was ist Löcherleitung, was Elektronenleitung?
14. Wie verhält sich ein pn-Übergang, wenn keinerlei äußere Spannung angelegt ist?
15. Was ist eine Raumladungszone?
16. Enthält eine Raumladungszone wenig oder viel freibewegliche Ladungsträger?
17. Warum herrscht in einer Raumladungszone ein elektrisches Feld?
18. Was ist Ladungsträgerdiffusion und wie entsteht eine Diffusionsspannung?
19. Wie verhält sich ein pn-Übergang, wenn an das Kristall eine äußere Spannung angelegt wird? Der Pluspol der Spannungsquelle liegt an der n-Zone, der Minuspol an der p-Zone.
20. Was sind Minoritätsträger, auch Minderheitenträger genannt?
21. Bei welcher Polung ist ein pn-Übergang in Durchlassrichtung gepolt?
22. Wie verhält sich ein pn-Übergang, der in Durchlassrichtung gepolt ist?
23. Warum hat jede Raumladungszone eine Kapazität?
24. Skizzieren Sie die typische  $I-U$ -Kennlinie einer Si-Diode.
25. Was versteht man unter einer Schwellspannung oder Schleusenspannung? Wie groß sind die Schwellspannungen bei Germanium-Dioden und bei Silizium-Dioden?
26. Warum tritt bei Halbleiterdioden ein Sperrstrom auf?
27. Bestimmen Sie aus der Kennlinie Bild 5.57 für den Punkt P den Gleichstromwiderstand  $R_F$  und den differentiellen Widerstand  $r_F$ .
28. Beschreiben Sie den Aufbau von Vielkristall-Halbleiterdioden.
29. Schaltet man eine Diode vom Sperrzustand in den Durchlasszustand, so vergeht eine Einschaltzeit  $t_{fr}$ . Schaltet man die Diode wieder in den Sperrzustand zurück, so ergibt sich eine Ausschaltzeit  $t_{rr}$ . Wie groß sind etwa diese Schaltzeiten?
30. Welche Temperaturabhängigkeit zeigen Halbleiterdioden?
31. Bild 5.58 zeigt eine einfache Gleichrichterschaltung mit Dioden. Zeichnen Sie in einem Diagramm die Verläufe des Stromes  $I$  und der Spannung  $U_2$  in Abhängigkeit von der Zeit. Die Spannung  $U_1$  ist eine Sinusspannung.

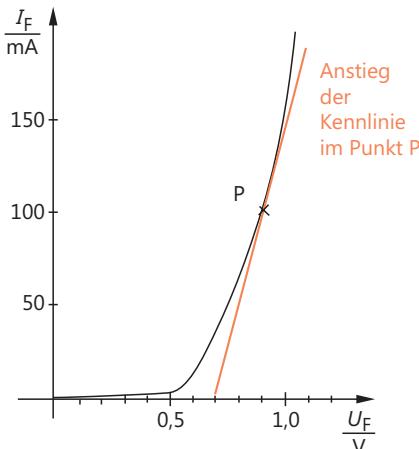


Bild 5.57  
Diodenkennlinie

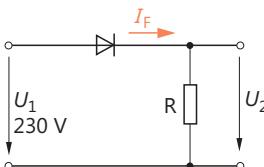


Bild 5.58 Gleichrichterschaltung

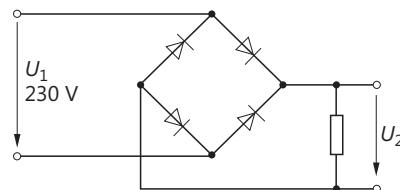


Bild 5.59 Gleichrichterschaltung

32. In Bild 5.59 ist eine Gleichrichterschaltung mit 4 Dioden in Brückenschaltung dargestellt. Wie arbeitet diese Schaltung? Stellen Sie ein Diagramm für den zeitlichen Verlauf von  $I$  und  $U_2$  dar. Die Spannung  $U_1$  ist wieder eine Sinusspannung.
33. Nennen Sie Beispiele für die Verwendung von Dioden als Schalter.
34. Welcher wesentliche Unterschied besteht zwischen einer Gleichrichterdiode und einer Hochfrequenzdiode (z.B. einer Spitzendiode)?
35. Wie kann man feststellen, ob eine Diode funktionsfähig oder defekt ist?

# 6 Halbleiterdioden mit speziellen Eigenschaften

## 6.1 Z-Dioden

### 6.1.1 Allgemeines

Z-Dioden sind besonders dotierte Silizium-Halbleiterdioden. Sie werden in Sperrrichtung bei einer konstruktionsbedingten Spannung  $U_{Z0}$  niederohmig. Im Durchlassbereich verhalten sie sich wie normale Si-Dioden (Bild 6.1).

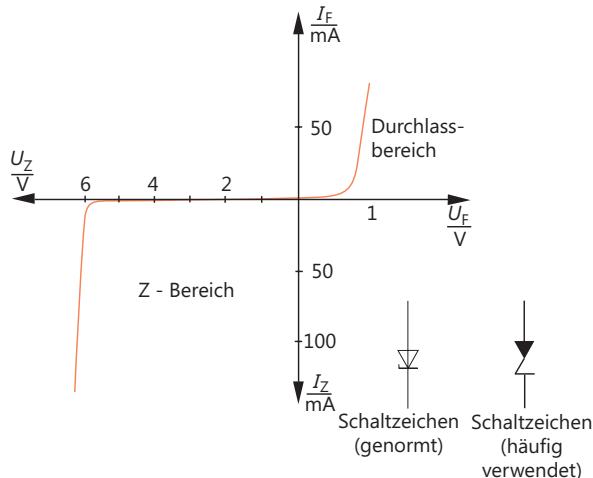


Bild 6.1  
I-U-Kennlinie einer  
Z-Diode und Schaltzeichen

Die Spannung  $U_{Z0}$  wird *Zenerspannung* genannt.

#### Merksatz



Z-Dioden werden im Sperrbereich bei Erreichen der Zenerspannung niederohmig.

Der niederohmige Zustand in Sperrrichtung wird durch zwei Effekte hervorgerufen, durch den *Zenereffekt* und durch den *Lawineneffekt*.

### 6.1.2 Zenereffekt

Die Sperrspannung verursacht ein elektrisches Feld in der Sperrsicht der Z-Diode. Mit steigender Sperrspannung wird die Feldstärke des elektrischen Feldes immer größer. Das elektrische Feld übt Kräfte auf die in den Kristallbindungen befindlichen Elektronen aus. Bei einer Feldstärke von etwa  $20 \text{ V}/\mu\text{m}$  ist die Kraft auf die Elektronen so groß, dass viele sich in ihren Bindungen nicht mehr halten können. Sie werden aus den Bindungen herausgerissen und stehen jetzt als freie Elektronen der Bildung eines Stromes zur Verfügung. Die Sperrsicht enthält freie Ladungsträger. Sie ist jetzt elektrisch leitfähig geworden.

Die kritische Feldstärke von etwa  $20 \text{ V}/\mu\text{m}$  ist eine sehr große Feldstärke. Sie entspricht einem Wert von  $200 \text{ kV}/\text{cm}$ . Diese Feldstärke wird bei der Spannung  $U_{Z0}$  erreicht.

Die Dotierung einer Z-Diode kann nun so durchgeführt werden, dass die kritische Feldstärke schon bei 2 V Sperrspannung auftritt. Es ist auch möglich, so zu dotieren, dass diese Feldstärke erst bei 600 V vorhanden ist. Man kann also Z-Dioden mit Zenerspannungen von 2 V bis 600 V bauen.

Der Vorgang des Herauslösens gebundener Elektronen durch Kräfte des elektrischen Feldes wurde von Zener untersucht. Nach ihm wurde dieser Effekt Zenereffekt genannt. Der Zenereffekt ist im Prinzip eine sogenannte Feldemission im Inneren des Kristalls.



### Merksatz

Durch die Kräfte des elektrischen Feldes werden Elektronen aus der Kristallbindung gelöst. Sie dienen als freie Ladungsträger der Bildung eines Stromes.

Gleichzeitig entstehen Löcher, die sich wie positive Ladungsträger verhalten.

### 6.1.3 Lawineneffekt

Die Ladungsträger des geringen Sperrstromes und die durch den Zenereffekt freigemachten Elektronen werden durch das elektrische Feld stark beschleunigt. Sie bekommen eine große Energie und schlagen andere Elektronen aus ihren Bindungen. Dabei kann ein Elektron zwei und mehr andere Elektronen herausschlagen. Die Zahl der freien Ladungsträger steigt lawinenartig an. Die Sperrsicht ist jetzt mit freien Ladungsträgern überschwemmt. Sie ist sehr niederohmig.

Dieser Lawineneffekt wird auch *Avalancheeffekt* genannt. Es handelt sich im Prinzip um einen Vorgang der Stoßionisation im Innem des Kristalls.



### Merksatz

Die vorhandenen freien Elektronen werden stark beschleunigt und schlagen andere Elektronen aus ihren Bindungen. Es entsteht eine Ladungsträgerlawine.

### 6.1.4 Durchbruchverhalten

Bei der Z-Diode überlagern sich Zenereffekt und Lawineneffekt. Man spricht von einem *Z-Durchbruch* oder *Zenerdurchbruch* der Sperrsicht.

Die plötzliche große Leitfähigkeit der Sperrsicht kann zu einem sehr großen Strom in Sperrrichtung führen. Wird dieser Strom nicht begrenzt, so wird die Z-Diode zerstört.



### Merksatz

Nach dem Zenerdurchbruch ist eine Begrenzung des Stromes unbedingt erforderlich.

Vom Hersteller wird ein höchstzulässiger Strom  $I_{Z\max}$  und eine höchstzulässige Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  angegeben. Diese Grenzwerte dürfen nicht überschritten werden, sonst erwärmt sich das Kristall unzulässig hoch (Bild 6.2).

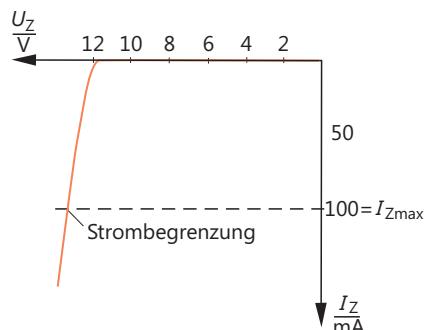


Bild 6.2  
Durchbruchskennlinie einer Z-Diode mit Angabe der erforderlichen Strombegrenzung

### 6.1.5 Regeneration der Sperrsicht

Sinkt die Sperrspannung unter den Wert von  $U_{Z0}$ , so hört das Freisetzen von Ladungsträgern plötzlich auf. Die Sperrsichtzone verarmt an Ladungsträgern. Noch vorhandene Elektronen fallen in die offenen Kristallbindungen oder werden von den Kräften des elektrischen Feldes aus dem Sperrsichtbereich transportiert. Nach dieser außerordentlich kurzen Austräumzeit ist die Sperrsicht leergefegt von freien Ladungsträgern. Sie hat ihre ursprüngliche Sperrwirkung zurückgelangt. Die Z-Diode ist wieder hochohmig geworden. Die Sperrsicht ist wieder hergestellt (regeneriert).

### 6.1.6 Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte

Die Kennlinie einer Z-Diode in Sperrrichtung besteht aus dem *Sperrbereich*, dem *Knickbereich* und dem *Durchbruchsbereich*. Im Sperrbereich  $P_1$  bis  $P_2$  fließt nur ein sehr geringer Sperrstrom (Bild 6.3), der Knickbereich beginnt mit dem Einsetzen des Durchbruches ( $P_2$ ).

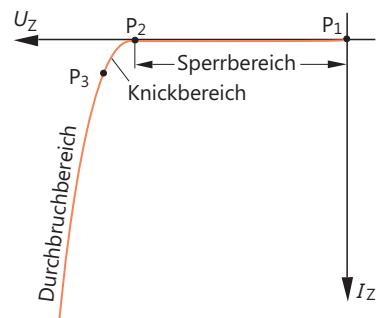


Bild 6.3  
Kennlinienbereiche

Zunächst beginnt der Zenereffekt, dann der Lawineneffekt. Der Sperrstrom steigt an. Im Punkt  $P_3$  ist der Knickbereich beendet. Der Bereich ab  $P_3$  wird Durchbruchsbereich genannt.

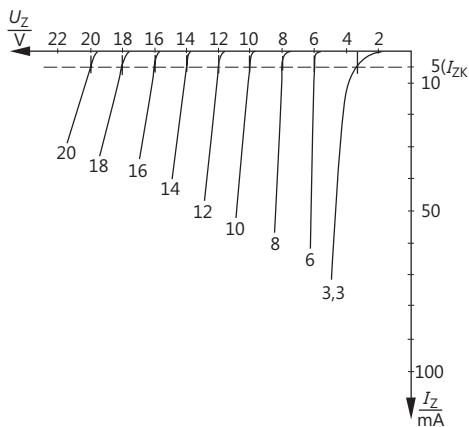


Bild 6.4  
Kennlinien einiger Z-Dioden  
(nach Unterlagen von Siemens)

Die Kennlinien einiger Zenerdiode sind in Bild 6.4 dargestellt. Bei Dioden mit höherer Zenerspannung ist der Kennlinienknick schärfer ausgeprägt. Der Knickbereich ist kleiner.

Aus messtechnischen Gründen wird als Zenerkennspannung  $U_{ZK}$  die Spannung angegeben, bei der ein bestimmter Strom  $I_{ZK}$ , meist 5 mA, fließt (Bild 6.5a). Diese Spannung ist um einen geringen Wert verschieden von der Spannung  $U_{Z0}$ , bei der der Durchbruch beginnt.

Der größte Strom, der durch die Z-Diode fließen darf, wird  $I_{Zmax}$  genannt (Bild 6.5a). Er ist ein vom Hersteller gegebener Grenzwert.

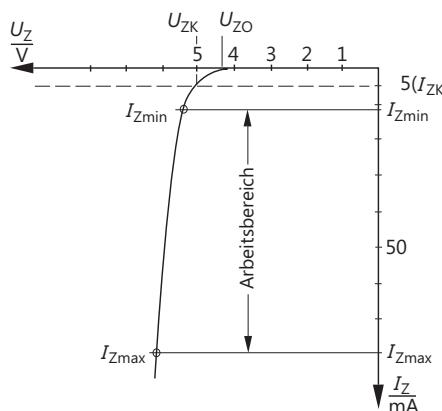


Bild 6.5a Kennlinie einer Z-Diode mit  $U_{ZK} = 5$  V

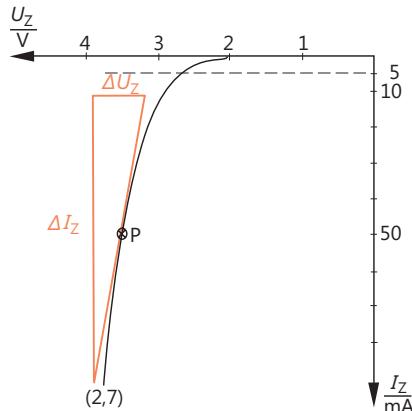


Bild 6.5b Kennlinie einer Z-Diode, Bestimmung des differentiellen Widerstandes  $r_Z$  im Punkt P

Der kleinste Strom bei vollständigem Sperrsichtsdurchbruch ist  $I_{Zmin}$ .  $I_{Zmin}$  liegt außerhalb des Knickbereiches, dort wo der Durchbruchsbereich beginnt.



### Definition

Der Bereich zwischen dem kleinsten Zenerstrom  $I_{Zmin}$  und dem größten Zenerstrom  $I_{Zmax}$  wird **Arbeitsbereich** genannt.

Aus dem Anstieg der Durchbruchskennlinie erhält man den differentiellen Widerstand  $r_Z$ .

$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$$

$U_Z$  Spannungsänderung  
 $\Delta I_Z$  Stromänderung  
 $r_Z$  differentieller Widerstand

Der differentielle Widerstand  $r_Z$  hat in jedem Punkt der Kennlinie einen anderen Wert, da die Kennlinie leicht gekrümmt ist. Die Durchbruchskennlinien von Z-Dioden höherer Zenerspannung sind fast geradlinig.

### Definition



Der differentielle Widerstand einer Z-Diode gibt die Steilheit der Durchbruchskennlinie an.

Je steiler die Durchbruchskennlinie, desto kleiner ist der differentielle Widerstand.

### Beispiel



Eine Z-Diode wird bei einem Strom von 20 mA im Durchbruchsbereich betrieben.

An der Diode liegt eine Spannung von 8,2 V. Der Strom durch die Z-Diode wird auf 70 mA erhöht. Die Spannung steigt auf 8,3 V.

Welchen Wert hat der differentielle Widerstand?

$$\Delta U_Z = 0,1 \text{ V} \quad r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$$

$$\Delta I_Z = 50 \text{ mA} \quad r_Z = \frac{0,1 \text{ V}}{0,05 \text{ V}}$$

$$r_Z = 2 \Omega$$

Die Durchbruchskennlinien von Z-Dioden mit Zenerspannungen  $U_{ZK}$  von etwa 6 V bis 8 V verlaufen besonders steil. Ihr differentieller Widerstand ist sehr klein (übliche Werte 1 Ω bis 100 Ω).

Z-Dioden für Zenerspannungen  $U_{ZK}$  oberhalb 8 V und unterhalb 6 V haben einen größeren differentiellen Widerstand. Bild 6.6 zeigt den Verlauf des differentiellen Widerstandes in Abhängigkeit von der Zenerspannung.

### Merksatz



Z-Dioden sind in ihren Eigenschaften temperaturabhängig.

In Bild 6.7 sind Kennlinien für verschiedene Z-Dioden dargestellt. Die schwarzen Kennlinien gelten für eine Kristalltemperatur von 25 °C, die roten für eine Kristalltemperatur von 125 °C.

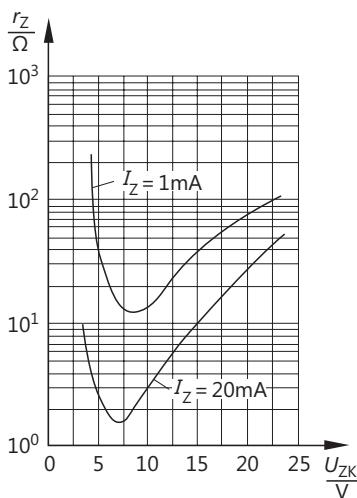


Bild 6.6  
Abhängigkeit der Größe des differentiellen Widerstandes  $r_Z$  von der Spannung  $U_{ZK}$  und vom Strom  $I_Z$

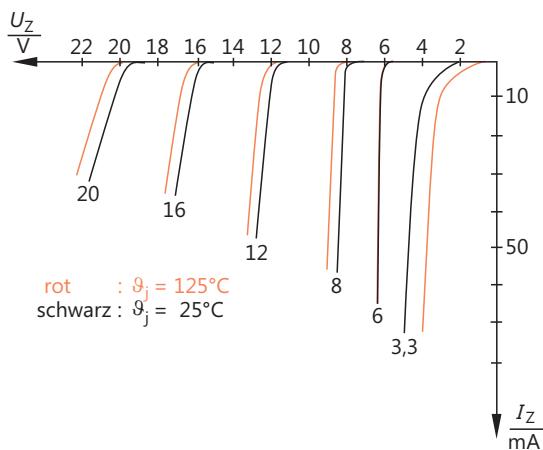


Bild 6.7  
Temperaturabhängigkeit von Z-Dioden, Kennlinienverschiebung bei Temperaturerhöhung

Die Spannung  $U_{Z0}$ , bei der der Durchbruch beginnt, wird durch die Temperaturerhöhung verschoben, ebenfalls die Spannung  $U_{ZK}$  bei  $I_Z = 5 \text{ mA}$ .

Die geringste Verschiebung zeigt sich bei Kennlinien für Z-Dioden mit  $U_{ZK} \approx 6 \text{ V}$ . Hier ist der Kennlinienverlauf fast temperaturunabhängig.

Die Kennlinien für Z-Dioden mit Zenerspannungen  $U_{ZK}$  größer als 6V sind zu größeren Spannungswerten hin verschoben. Z-Dioden dieser Art haben einen positiven Temperaturkoeffizienten.

Z-Dioden mit Zenerspannungen  $U_{ZK}$  kleiner als 6V haben einen negativen Temperaturkoeffizienten.

Es wird vermutet, dass bei Z-Dioden mit  $U_{ZK} < 6 \text{ V}$  die für den Durchbruch erforderliche Ladungsträgerfreisetzung überwiegend durch den Zenereffekt erfolgt. Das Herauslösen der Ladungsträger (innere Feldemission) wird mit steigender Kristalltemperatur leichter.

Bei Z-Dioden mit  $U_{ZK} > 6 \text{ V}$  erfolgt die Ladungsträgerfreisetzung überwiegend durch den Lawineneffekt. Dieser wird bei höherer Kristalltemperatur durch die nun stärkeren Wärmeschwingungen gebremst.

Der Temperaturkoeffizient  $\alpha_Z$  wird in der Einheit  $1/^\circ\text{C}$  oder  $1/\text{K}$  angegeben. Es ist auf das Vorzeichen des Temperaturkoeffizienten zu achten.

Den Betrag der Verschiebung von  $U_{\text{ZK}}$  erhält man mit folgender Gleichung:

$$\Delta U_{\text{ZK}} = U_{\text{ZK}} \cdot \alpha_Z \cdot \Delta T_j$$

$\Delta U_{\text{ZK}}$  Betrag der Verschiebung von  $U_{\text{ZK}}$

$U_{\text{ZK}}$  Zenerspannung bei  $25^\circ\text{C}$  ( $I_Z = 5 \text{ mA}$ )

$\alpha_Z$  Temperaturkoeffizient

$\Delta T_j$  Temperaturerhöhung der Sperrschicht über  $25^\circ\text{C}$  hinaus.

## Definition



Der Temperaturkoeffizient  $\alpha_Z$  gibt an, um welchen Wert die Zenerspannung einer Z-Diode pro  $^\circ\text{C}$  Temperaturveränderung verschoben wird.

## Beispiel



Eine Z-Diode hat bei  $25^\circ\text{C}$  eine Zenerspannung von  $30\text{V}$  und einen Temperaturkoeffizienten von  $10 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ . Wie groß ist die Zenerspannung für  $75^\circ\text{C}$ ?

$$\begin{aligned}\Delta U_{\text{ZK}} &= U_{\text{ZK}} \cdot \alpha_Z \cdot \Delta T_j \\ \Delta U_{\text{ZK}} &= 30 \text{ V} \cdot 10 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C} \cdot 50^\circ\text{C} \\ \Delta U_{\text{ZK}} &= 1,5 \text{ V}\end{aligned}$$

Die Zenerspannung  $U_{\text{ZK}}$  bei  $75^\circ\text{C}$  beträgt  $30\text{V} + 1,5\text{V} = 31,5\text{V}$ .

Im Kristall der Z-Diode wird elektrische Energie in Wärme umgesetzt.

Die Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  ergibt sich aus der an der Z-Diode anliegenden Spannung  $U_Z$  und dem durch die Diode fließenden Strom  $I_Z$ .

$$P_{\text{tot}} = U_Z \cdot I_Z$$

Von den Herstellern werden u.a. folgende wichtige Daten angegeben:

### Grenzwerte:

Höchstzulässiger Arbeitsstrom	$I_{Z_{\text{max}}}$
Höchstzulässige Verlustleistung	$P_{\text{tot}}$
Maximale Sperrschichttemperatur	$T_j$
Lagerungstemperaturbereich	$T_s$

### Kennwerte:

Differentieller Innenwiderstand	$r_Z$
Arbeitsspannung	$U_Z$
Temperaturkoeffizient	$\alpha_Z$
Wärmewiderstand	
(Sperrschicht umgebende Luft)	$R_{\text{thU}}$

### 6.1.7 Anwendungen

Z-Dioden eignen sich hervorragend zur Spannungsstabilisierung. Sie werden in fast allen stabilisierten Netzgeräten verwendet. Außerdem benutzt man Z-Dioden als Begrenzerdioden. Da sie bei einer bestimmten Spannung in Sperrrichtung niederohmig werden, können Spannungsspitzen abgeschnitten werden. Temperaturkompensierte Ausführungen von Z-Dioden dienen als Sollwertgeber in Schaltungen der Steuer- und Regelungstechnik. Mit Hilfe von Z-Dioden werden Vergleichsspannungen und Bezugsspannungen hergestellt, in neuer Zeit sogar Spannungsnormale.

Bild 6.8 zeigt eine einfache Schaltung zur Spannungsstabilisierung.

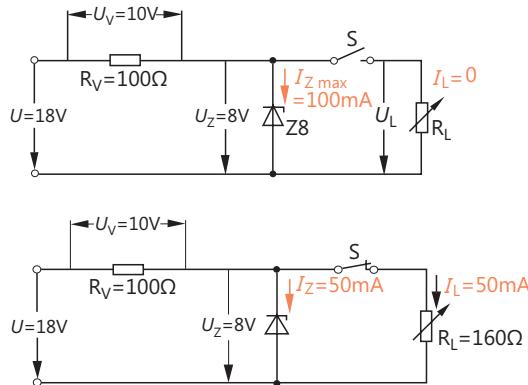


Bild 6.8  
Einfache Schaltung zur  
Spannungsstabilisierung

Die Eingangsspannung  $U$  muss immer größer als die Spannung  $U_{ZK}$  der Diode sein ( $U_Z \approx U_{ZK}$ ), z.B.  $U = 18$  V.

Bei geöffnetem Schalter S wird sich ein Strom in der Größe einstellen, dass an  $R_V$  die Spannung  $U - U_Z$  abfällt.

$$I_{Z\max} = \frac{U - U_Z}{R_V}$$

An der Z-Diode fallen  $U_Z = 8$  V ab. Die restliche Spannung muss an  $R_V$  abfallen:

$$I_{Z\max} = \frac{18 \text{ V} - 8 \text{ V}}{100 \Omega} = 100 \text{ mA}$$

Wird der Schalter S geschlossen, so ändert sich die Spannung  $U_Z$  praktisch nicht. An  $R_V$  muss ebenfalls die gleiche Spannung wie vorher abfallen.

$$U = U_V + U_Z$$

Das bedeutet, dass  $R_V$  nach wie vor von einem Strom gleicher Größe durchflossen wird.

$$R_V = \frac{U - U_Z}{I}$$

Dieser Strom teilt sich auf in den Strom  $I_Z$  und in den Strom  $I_L$ .

$$I = I_Z + I_L$$

$$R_V = \frac{U - U_Z}{I_Z + I_L}$$

Ein Teil des bei geöffnetem Schalter über die Z-Diode fließenden Stromes fließt nach Schließen des Schalters über den Lastwiderstand. Daraus kann gefolgert werden:

Je größer der Lastwiderstand  $R_L$ , desto größer wird der Strom  $I_Z$ .

Der Lastwiderstand übernimmt also einen umso größeren Teil des Gesamtstromes, je kleiner sein Widerstandswert ist. Er kann im Grenzfall den ganzen Strom  $I_{Z_{\max}}$  übernehmen (im Beispiel 100 mA). Das ist der kleinste Wert von  $R_L$ . Wird  $R_L$  noch kleiner gemacht, so ist es mit der Stabilisierung aus, denn jetzt muss die Spannung an der Z-Diode absinken. Die Z-Diode wird hochohmig.

$$R_{L_{\min}} = \frac{U_Z}{I_{Z_{\max}}}$$

$$R_{L_{\min}} = \frac{8 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 80 \Omega$$

### Beispiel



In der Schaltung nach Bild 6.8 wird ein Lastwiderstand von  $50 \Omega$  verwendet. Gesucht sind die Spannungen  $U_V$  und  $U_L$ !

$$I = \frac{U}{R_V + R_L} = \frac{18 \text{ V}}{100 \Omega + 50 \Omega} = 120 \text{ mA}$$

$$U_V = I \cdot R_V = 120 \text{ mA} \cdot 100 \Omega = 12 \text{ V}$$

$$U_L = I \cdot R_L = 120 \text{ mA} \cdot 50 \Omega = 6 \text{ V}$$

Eine Spannungsstabilisierung ist nicht mehr gegeben.

### 6.1.8 Temperaturkompensation

Die Temperaturabhängigkeit der Z-Dioden ist in vielen Anwendungsfällen ein Nachteil. Man bemüht sich, diesen Nachteil durch geeignetes Zusammenschalten unterschiedlicher Z-Dioden oder von Z-Dioden mit normalen Dioden zu verringern.

Bild 6.9 zeigt ein Beispiel. Benötigt wird eine Z-Diode mit  $U_{ZK} = 12 \text{ V}$ . Es werden eine Z-Diode Z8 mit  $U_{ZK} = 8 \text{ V}$  und eine Z-Diode Z4 mit  $U_{ZK} = 4 \text{ V}$  in Reihe geschaltet. Die Diode Z8 hat einen positiven Temperaturkoeffizienten, die Diode Z4 einen negativen Temperaturkoeffizienten. Die beiden Temperaturkoeffizienten heben sich weitgehend auf. Der Gesamttemperaturkoeffizient kann fast null sein.

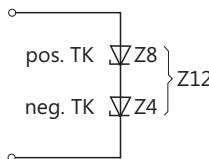


Bild 6.9 Temperaturstabilisierung durch Reihenschaltung von Z-Dioden mit pos. und neg. Temperaturkoeffizienten

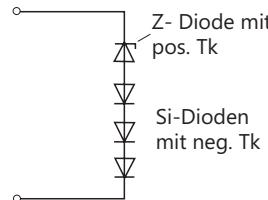


Bild 6.10 Temperaturstabilisierung durch Reihenschaltung einer Z-Diode mit normalen Si-Dioden

Ist eine Kombination geeigneter Z-Dioden nicht möglich, so kann man, wie in Bild 6.10 dargestellt, normale Si-Dioden verwenden. Die negativen Temperaturkoeffizienten dieser Dioden heben einen positiven Z-Dioden-Temperaturkoeffizienten bis auf einen kleinen Rest auf. Die Hersteller von Z-Dioden führen solche Zusammenschaltungen bereits innerhalb eines Z-Diodengehäuses durch und liefern diese Bauteile als *temperaturkompensierte Z-Dioden*.

## 6.2 Kapazitätsdioden

### 6.2.1 Aufbau und Arbeitsweise

Wird eine normale Halbleiterdiode in Sperrrichtung betrieben, so stellt die Sperrsicht – auch Raumladungszone genannt – eine Kapazität dar. Bei Änderung der Spannung ändert sich auch die Sperrsichtskapazität (Bild 6.11).

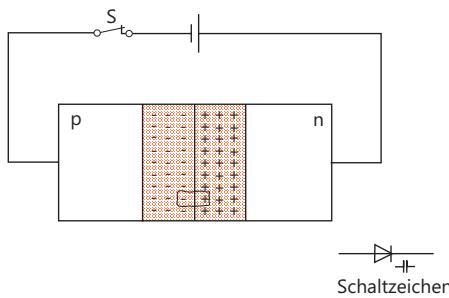


Bild 6.11  
Kapazitätsdiode



#### Definition

Kapazitätsdioden sind Spezialdioden mit großer Kapazitätsänderungsmöglichkeit.

#### Arbeitsweise

Die Sperrsicht enthält fest eingebaute, also unbewegliche Ladungsträger.



#### Merksatz

Die positive Ladung ist in den Kernen der Donatoratome enthalten. Die negative Ladung ist in den ehemals offenen Bindungen der Akzeptoratome vorhanden.

Zwischen den positiven und den negativen elektrischen Ladungsträgern besteht ein elektrisches Feld. Bild 6.12 zeigt einen sehr stark vergrößerten Ausschnitt der Raumladungszone. Je zwei unterschiedliche Ladungsträger bilden einen kleinen Kondensator.

Vergleichen wir hierzu einen Plattenkondensator (Bild 6.13).

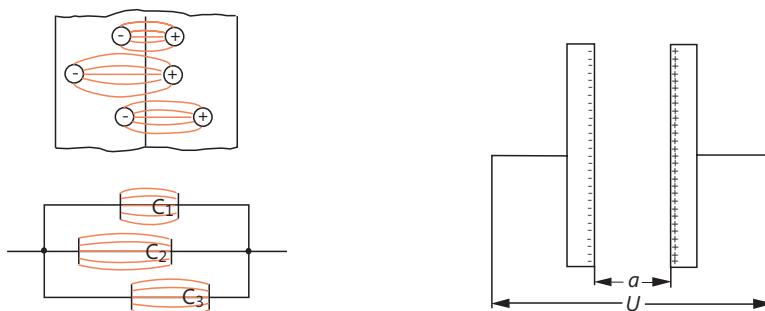


Bild 6.12 Stark vergrößerter Ausschnitt der Raumladungszone einer Kapazitätsdiode mit Ersatzschaltung

Bild 6.13 Plattenkondensator, Plattenabstand = Ladungsträgerabstand

Die Ladungsträger nähern sich einander soweit wie möglich. Sie sitzen auf den inneren Oberflächen der Platten. *Der Plattenabstand ist gleich dem Ladungsträgerabstand*. Für die Kapazität gilt:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{a}$$

$\varepsilon_0$  Dielektrizitätskonstante

$\varepsilon_r$  Dielektrizitätszahl

A Plattenfläche

a Plattenabstand, Ladungsträgerabstand

C Kapazität

Bei einer Kapazitätsdiode gibt es unterschiedliche Ladungsträgerabstände. Ist die Verteilung der Ladungsträger in der Sperrsicht bekannt, so lässt sich ein mittlerer Ladungsträgerabstand  $a_m$  errechnen.

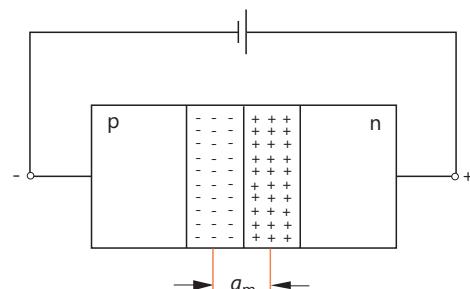


Bild 6.14  
Vergleich einer Kapazitätsdiode  
mit einem Plattenkondensator

Jetzt kann man die Kapazitätsdiode wie einen Plattenkondensator betrachten (Bild 6.14). Der mittlere Ladungsträgerabstand entspricht dem Plattenabstand. Die Gesamtkapazität erhält man mit der Gleichung:

$$C_D \approx \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{a_m}$$

Die kleinen Teilkondensatoren, die jeweils durch zwei unterschiedliche Ladungsträger gebildet werden, liegen alle parallel. Die Gesamtkapazität ist die Summe der Einzelkapazitäten.

Wird die Sperrspannung erhöht, so verbreitert sich die Sperrsicht. Der mittlere Ladungsträgerabstand wird größer. Das bedeutet, dass die Kapazität kleiner wird (Bild 6.15).

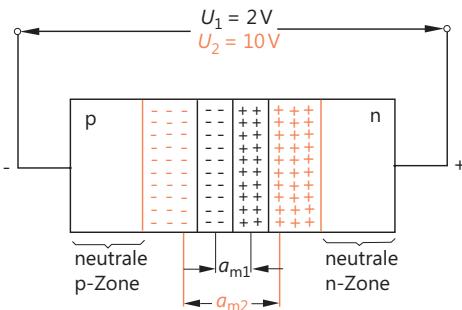


Bild 6.15  
Abhängigkeit des mittleren  
Ladungsträgerabstandes von der  
Größe der angelegten Sperrspannung



### Merksatz

Je größer die Spannung in Sperrrichtung, desto breiter die Sperrsicht, desto größer der mittlere Ladungsträgerabstand, desto kleiner die Kapazität.

Die neutrale p-Zone und die neutrale n-Zone (Bild 6.15) sind nicht elektrisch geladen. Deshalb nennt man sie ja neutrale Zonen. Die in ihnen enthaltenen Ladungsträger sind frei, aber nicht überzählig (siehe pn-Übergang). Da die neutralen Zonen keine Ladungen haben, können sie auch nicht die «Platten» eines Kondensators sein.

Da die Breite der Sperrsicht temperaturabhängig ist, ist auch die Sperrsichtskapazität temperaturabhängig.



### Definition

Die Kapazitätsdiode ist eine durch Spannung steuerbare Kapazität.

## 6.2.2 Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte

Das Errechnen der Sperrsichtskapazität erfordert die genaue Kenntnis der inneren Struktur der Kapazitätsdiode und ist für die Praxis unzweckmäßig. Die beste Auskunft über die Abhängigkeit der Sperrsichtskapazität von der Sperrspannung gibt die entsprechende Kennlinie (Bild 6.16a).

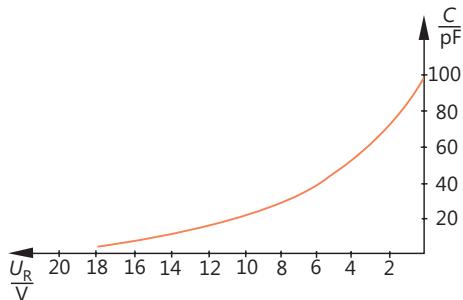


Bild 6.16a Kennlinie  $C = f(U_R)$  einer Kapazitätsdiode

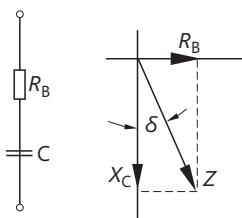


Bild 6.16b Ersatzschaltung einer Kapazitätsdiode und Zeigerdiagramm (unmaßstäblich)

### Merksatz



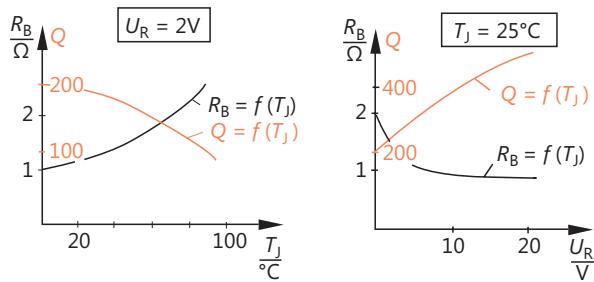
Zwischen Sperrsichtkapazität und Sperrspannung besteht eine nichtlineare Abhängigkeit.

Das elektrische Verhalten der Kapazitätsdiode wird durch die Ersatzschaltung Bild 6.16b beschrieben.  $C$  ist die Sperrsichtkapazität,  $R_B$  der Bahnwiderstand des Kristalls. Eine geringfügige in Reihe liegende Induktivität wird vernachlässigt.

Aus der Ersatzschaltung geht hervor, dass die Kapazitätsdiode eine *Güte* hat. Für den Verlustfaktor  $\tan \delta$  ergibt sich (Bild 6.17) wie folgt:

$$\tan \delta = \frac{R_B}{X_C}$$

Bild 6.17  
Abhängigkeit von Güte und Bahnwiderstand von der Sperrsichttemperatur und von der Sperrspannung (typische Werte)



Die Güte ist der Kehrwert des Verlustfaktors:

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{X_C}{R_B} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_B}$$

$$Q = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C \cdot R_B}$$

$Q$	Güte
$R_B$	Bahnwiderstand
$C$	Sperrsichtkapazität
$f$	Frequenz

Da C spannungs- und temperaturabhängig ist, ist die Güte ebenfalls spannungs- und temperaturabhängig. Die Güte sollte möglichst groß sein.

*Die Güte nimmt mit steigender Sperrschichttemperatur ab (Bild 6.17).*

*Die Güte nimmt mit steigender Sperrspannung zu (Bild 6.17).*

#### Übliche Grenzwerte

Sperrschichttemperatur	$T_j$
Lagerungstemperatur	$T_s$
Verlustleistung	$P_{tot}$

#### Übliche Kennwerte

Kapazität (bei verschiedenen Sperrspannungen)	$C$
Reihenwiderstand (Bahnwiderstand)	$R_B$
Güte	$Q$
Durchlassspannung	$U_F$
Sperrstrom	$I_R$
Durchbruchspannung	$U_{BR}$

Für häufig verwendete Kapazitätsdioden gelten etwa folgende Werte:

$C \approx 200 \text{ pF}$  bis  $50 \text{ pF}$  (Änderungsbereich)

$C \approx 50 \text{ pF}$  bis  $20 \text{ pF}$

$C \approx 10 \text{ pF}$  bis  $3 \text{ pF}$

$R_B \approx 0,5 \Omega$  bis  $2 \Omega$

$Q \approx 100$  bis  $500$

$U_F \approx 0,8 \text{ V}$  bis  $0,9 \text{ V}$

$I_R \approx 100 \text{ nA}$

$U_{BR} \approx 50 \text{ V}$

### 6.2.3 Anwendungen

Kapazitätsdioden ersetzen in zunehmendem Maße die Drehkondensatoren für die Schwingkreisabstimmung in Rundfunk- und Fernsehgeräten.

Bild 6.18 zeigt die Prinzipschaltung eines Abstimmaggregats für Fernsehempfänger.

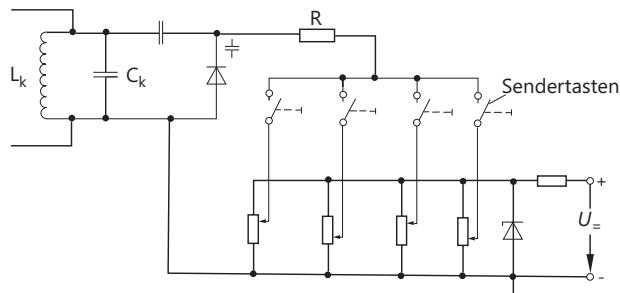
Für jeden «festeingestellten Sender» wird mit Hilfe eines Potentiometers eine Gleichspannung abgegriffen.

Soll dieser Sender eingeschaltet werden, so wird die Spannung über den zugehörigen Schalter an die Kapazitätsdiode gelegt. Die Kapazitätsdiode nimmt eine der Spannung entsprechende Kapazität an und verstimmt den aus  $L_K$  und  $C_K$  gebildeten Schwingkreis. Diese Art der Senderabstimmung ist bequem und preiswert. Allerdings kann es passieren, dass der Sender bei Temperaturerhöhung «wegläuft».

Wurde ein Sender nicht optimal abgestimmt, so kann er durch eine Regelspannung mit Hilfe einer Kapazitätsdiode nachgestimmt werden. Solche Nachstimmsschaltungen sind heute allgemein üblich.

Weiter werden Kapazitätsdioden in Schaltungen zur Erzeugung von Frequenzmodulation verwendet.

Bild 6.18  
Prinzipschaltung eines  
Senderabstimmaggregats  
für Fernsehempfänger



## 6.3 Tunneldioden (Esakidioden)

Die Tunneldiode hat ihren Namen von dem auftretenden Tunneleffekt. Dieser Effekt wurde von ESAKI erforscht.

### 6.3.1 Aufbau und Arbeitsweise

Tunneldioden sind Germaniumdioden mit außerordentlich starker Dotierung. Die p-Zone und die n-Zone enthalten so viele Fremdatome, dass man kaum noch von einem Germaniumkristall sprechen kann. Ein solches Kristall wird *entartetes Kristall* genannt.

Die Fläche des pn-Überganges kann unterschiedlich groß gemacht werden. Ihre Größe hängt vom gewünschten Höchststrom ab (Bild 6.19). Die durch Ladungsträgerdiffusion entstehende Sperrsicht ist wegen der hohen Dotierung extrem dünn.

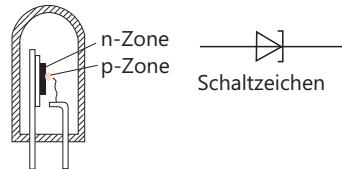


Bild 6.19  
Aufbau und Schaltzeichen  
einer Tunneldiode

Die extrem dünne Sperrsicht kann von Elektronen eines bestimmten Energiezustandes durchlaufen werden. Diese Elektronen haben eine hohe Geschwindigkeit.

Wird an die Tunneldiode in Durchlassrichtung eine kleine Spannung von etwa 10 mV angelegt, so fließt bereits ein Strom, obwohl die Sperrsicht noch nicht abgebaut ist. Die Sperrsicht wird von den Elektronen «durchtunnelt». Dieser Tunnelstrom steigt bis auf einen Höchstwert (P) und fällt dann gegen null ab. Der Verlauf des Tunnelstromes ist in Bild 6.20 schwarz dargestellt. Die Durchtunnelung erfolgt fast mit Lichtgeschwindigkeit.

Dem Tunnelstrom überlagert sich der normale Diodenstrom, dessen Verlauf in Bild 6.20 rot eingezeichnet ist.

Die Gesamtkennlinie ist in Bild 6.21 dargestellt. Der Punkt P heißt *Gipfpunkt*, der Punkt V *Talpunkt*.

Gipfpunkt und Talpunkt kennzeichnen eine Tunneldiode.

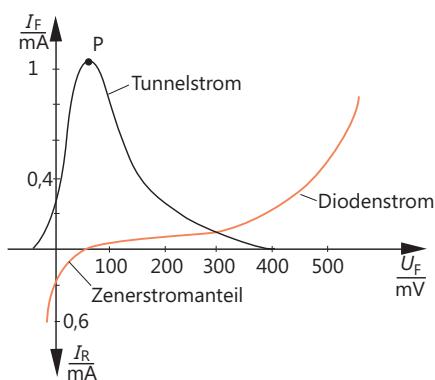


Bild 6.20 Verlauf von Tunnelstrom und Diodenstrom in Abhängigkeit von der angelegten Spannung

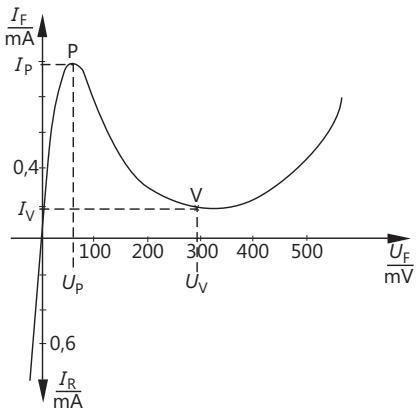


Bild 6.21  $I$ - $U$ -Kennlinie einer Tunneldiode

Für jeden Punkt der Tunneldiodenkennlinie kann ein differentieller Widerstand angegeben werden. Im Bereich von P bis V ist der differentielle Widerstand negativ.



### Merksatz

Die Tunneldiode hat im Bereich von P bis V negative differentielle Widerstandswerte.

Betreibt man die Tunneldiode in Sperrrichtung, so zeigt sich keine Sperrigenschaft. Bei kleinen Sperrspannungen fließen bereits verhältnismäßig große Ströme. Die in Sperrrichtung gepolte Tunneldiode arbeitet schon bei sehr kleinen Spannungen im Zenerdurchbruchszustand. Da die Sperrsicht extrem dünn ist, tritt der Zenerdurchbruch schon bei sehr kleinen Spannungswerten auf (Bild 6.22).

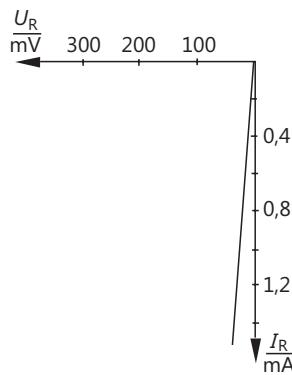


Bild 6.22  
 $I$ - $U$ -Kennlinie einer Tunneldiode in «Sperrrichtung»



### Merksatz

Die Tunneldiode hat keinen Sperrzustand.

### 6.3.2 Kennwerte und Grenzwerte

Wichtige Grenzwerte sind:

<i>Spitzenstrom</i>	$I_{F\max}$
<i>Verlustleistung</i>	$P_{tot}$
<i>Max. Sperrschichttemperatur</i>	$T_j$

Wichtige Kennwerte sind:

<i>Gipfelspannung</i>	$U_p$
<i>Gipfelstrom</i>	$I_p$
<i>Talspannung</i>	$U_v$
<i>Talstrom</i>	$I_v$
<i>Diodenkapazität</i>	$C_D$
<i>Reihenwiderstand</i>	$R_S$
<i>Widerstand im steilsten Punkt des negativen Kennlinienbereiches</i>	$R_N$

Die Werte  $R_S$ ,  $R_N$  und  $C_D$  gelten für die Ersatzschaltung (Bild 6.23).  $L_S$  kann vernachlässigt werden.

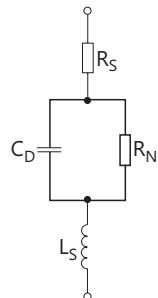


Bild 6.23  
Ersatzschaltung der Tunneldiode

Übliche Werte (nach Siemens-Unterlagen für verschiedene Typen):

$$\begin{aligned} U_p &\approx 65 \text{ mV bis } 110 \text{ mV} \\ I_p &\approx 0,9 \text{ mA bis } 22 \text{ mA} \\ R_N &\approx 120 \Omega \text{ bis } 10 \Omega \\ C_D &\approx 1,5 \text{ pF bis } 20 \text{ pF} \\ R_S &\approx 4 \Omega \text{ bis } 1,5 \Omega \end{aligned}$$

### 6.3.3 Anwendungen

Werden Tunneldioden im negativen Widerstandsbereich betrieben, so wirken sie wie aktive Bauelemente. Mit ihnen können Verstärkerstufen und Oszillatoren aufgebaut werden. Diese Schaltungen sind bis in den Gigahertzbereich ( $1 \text{ GHz} = 10^9 \text{ Hz}$ ) verwendbar.

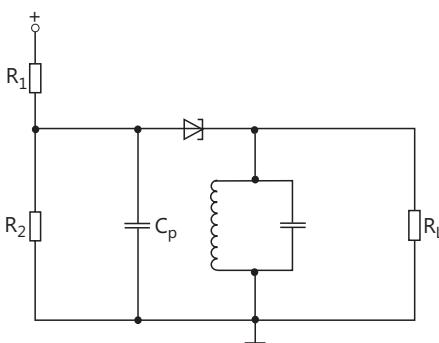


Bild 6.24  
Oszillatorschaltung mit Tunneldiode

Bild 6.24 ist die Schaltung eines Oszillators mit Tunneldiode.

Der aus  $L$  und  $C$  gebildete Schwingkreis wird durch den negativen Widerstand der Tunneldiode entdämpft und zu freien Schwingungen angeregt. Der aus  $R_1$ , und  $R_2$  bestehende Spannungsteiler dient der Einstellung des Arbeitspunktes im negativen Kennlinienbereich.  $R_L$  ist der Lastwiderstand.  $C_p$  überbrückt wechselstrommäßig den Widerstand  $R_2$ .

Die Tunneldiode ist auch als Schalterdiode verwendbar. Sie zeichnet sich durch sehr kurze Schaltzeiten aus. Die Schaltzeiten liegen bei einigen Nanosekunden (1 ns bis 10 ns).

## 6.4 Backwarddioden

Backwarddioden sind spezielle Germanium-Tunneldioden. Aufgrund ihrer besonderen Dotierung und eines abgewandelten Aufbaus zeigen sie nur ein geringes Strommaximum. Der Gipfpunkt P liegt bei etwa 100  $\mu\text{A}$ , der Talpunkt V bei etwa 60  $\mu\text{A}$  (Bild 6.25).

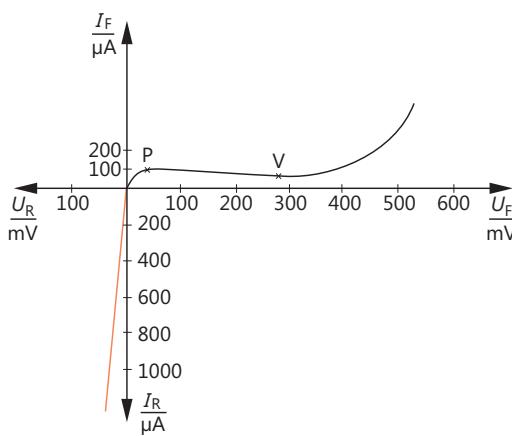


Bild 6.25  
«Tunneldiodenkennlinie» einer Backwarddiode

Im Bereich von P bis V verläuft die Kennlinie sehr flach. Der negative differentielle Widerstand ist stets größer als 1 k $\Omega$ . Eine Schwingungsanfachung durch Entdämpfung ist bei diesem Widerstandswert nicht mehr möglich.

Dieser Kennlinienbereich kann bis zu einer Spannung von etwa 500 mV als Sperrbereich genutzt werden.

Bei umgekehrter Polung, also im konventionellen Sperrbereich, besteht keinerlei Sperrwirkung.

Bei kleinen «Sperrspannungen» ergeben sich bereits verhältnismäßig große Ströme.

Man verwendet nun den konventionellen Sperrbereich als Durchlassbereich. Damit ergibt sich die in Bild 6.26 dargestellte Kennlinie.

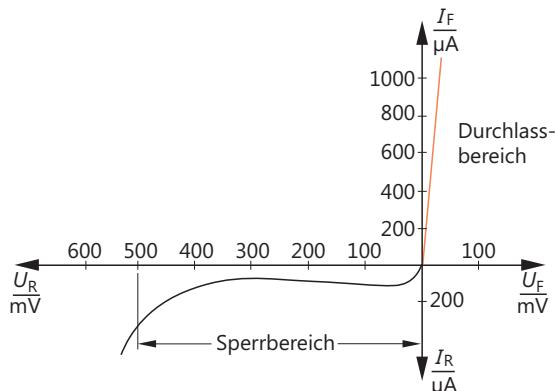


Bild 6.26  
I-U-Kennlinie einer  
Backwarddiode

Die Backwarddiode wird umgekehrt oder auch «rückwärts» betrieben (*backward*, engl. = rückwärts; Backwarddiode = Rückwärtsdiode). Das genormte Schaltzeichen zeigt Bild 6.27.

Bild 6.27  
Schaltzeichen der Backwarddiode



Im jetzigen Durchlassbereich ergibt sich praktisch keine Schwellspannung.

*Backwarddioden können kleinste Wechselspannungen gleichrichten.*

Da der Ladungsträgertransport sehr schnell vor sich geht, können Backwarddioden bei den höchsten technisch genutzten Frequenzen betrieben werden.

## 6.5 PIN-Dioden

### 6.5.1 Aufbau und Arbeitsweise

Der Kristall einer *PIN-Diode* besteht aus einer stark dotierten p-leitenden Zone und aus einer stark dotierten n-leitenden Zone. Zwischen diesen beiden Zonen befindet sich eine Eigenleitfähigkeitszone, die *I-Zone* oder *Intrinsic-Zone* genannt wird (Bild 6.28). Die Eigenleitfähigkeit von Halbleiterkristallen ist in Abschnitt 5.3 näher erläutert. Der Name PIN-Diode ergibt sich aus der Zonenfolge P-I-N. Als Schaltzeichen wird das normale Diodensymbol verwendet (Bild 6.28).

Die I-Zone ist keine hundertprozentige Eigenleitfähigkeitszone. Sie hat bei den meisten PIN-Dioden eine sehr schwache n-Dotierung. Trotzdem ist die I-Zone sehr hochohmig.

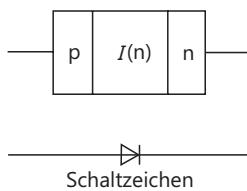


Bild 6.28

Kristallaufbau und Schaltzeichen einer PIN-Diode

**Merksatz**

Die I-Zone einer PIN-Diode enthält fast keine freien Ladungsträger.

Bei Betrieb in Sperrrichtung wird zwischen p-Zone und I-Zone eine Sperrsicht aufgebaut (Bild 6.29). Die Sperrsicht ist wegen der geringen n-Dotierung der I-Zone unterschiedlich breit, da die positive Raumladung gleich der negativen Raumladung sein muss. Es entsteht eine Kapazität.

Bei Betrieb in Durchlassrichtung werden Löcher aus der p-Zone und Elektronen aus der n-Zone in die I-Zone getrieben (Bild 6.30).

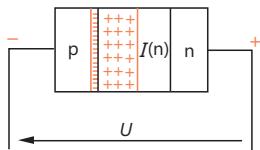


Bild 6.29 Sperrsicht einer PIN-Diode bei Polung in Sperrrichtung

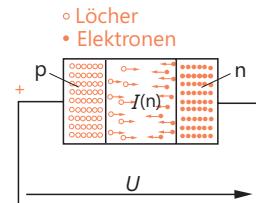


Bild 6.30 Ladungsträgereinströmung in die I-Zone bei Polung in Durchlassrichtung

**Merksatz**

Die I-Zone wird umso niederohmiger, je mehr Ladungsträger in sie hineintransportiert werden.

Sie stellt einen Wirkwiderstand dar, dessen Widerstandswert von der Ladungsträgerkonzentration abhängt. Durch die PIN-Diode fließt ein Strom.

Die PIN-Diode sperrt also bei Polung in Sperrrichtung und lässt bei Polung in Durchlassrichtung einen Strom fließen. Dieses normale Diodenverhalten zeigt sie aber nur bei verhältnismäßig niedrigen Frequenzen, das heißt bei Frequenzen, die wesentlich unter 10 MHz liegen.

**Merksatz**

Bei niedrigen Frequenzen verhält sich eine PIN-Diode wie eine normale Diode.

Bei Frequenzen oberhalb von 10 MHz wirkt sich die Diodenkapazität stark aus. Die negative Halbwelle wird nicht mehr gesperrt. Sie kann sich über die Diodenkapazität hinweg ausbreiten.

**Merksatz**

Bei hohen Frequenzen ( $f > 10$  MHz) lässt die PIN-Diode die volle Wechselstromschwingung durch.

Die Größe des durchgelassenen Wechselstromes ist abhängig vom Widerstandswert der I-Zone. Man kann den Widerstandswert der I-Zone vermindern, indem man Ladungsträger in sie hineinführt. Zu diesem Zweck überlagert man dem hochfrequenten Wechselstrom einen Gleichstrom.

**Merksatz**

Der Widerstandswert der I-Zone kann durch einen Gleichstrom in Durchlassrichtung gesteuert werden.

Der Gesamtwiderstand der PIN-Diode wird vor allem durch den Widerstand der I-Zone bestimmt. Hinzu kommen die geringen Bahnwiderstände von p-Zone und n-Zone und die geringen Kontakt- und Zuleitungswiderstände. Bild 6.31 zeigt den Verlauf des PIN-Diodenwiderstandes bei Hochfrequenz in Abhängigkeit vom Gleichstrom  $I_F$ .

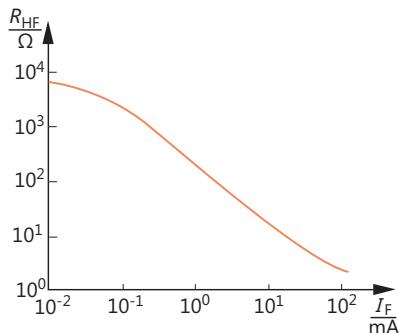


Bild 6.31  
Hochfrequenzwiderstand der PIN-Diode  
in Abhängigkeit von Gleichstrom  $I_F$

### 6.5.2 Kennwerte und Grenzwerte

Wichtige Grenzwerte sind:

Sperrspannung	$U_R \approx 30$ V bis 150 V
Durchlassgleichstrom	$I_F \approx 20$ mA bis 100 mA
Verlustleistung	$P_{tot} \approx 1$ W bis 6 W
Sperrsichttemperatur	$T_j \approx 125$ °C
Lagerungstemperaturbereich	$T_S \approx -55$ °C bis +125 °C

Wichtige Kennwerte sind:

Sperrgleichstrom	$I_R \approx 200$ nA
differentieller Durchlasswiderstand bei $I_F = 10$ mA, $f = 100$ MHz	$r_f \approx 5$ Ω

differentieller Durchlasswiderstand bei  $I_F = 1 \mu\text{A}$ ,  
 $f = 100 \text{ MHz}$   $r_f \approx 6 \text{ k}\Omega$

### 6.5.3 Anwendungen

Mit PIN-Dioden lassen sich gleichstromgesteuerte *Dämpfungsglieder* aufbauen, die praktisch verzerrungsfrei arbeiten.

## **Merksatz**

PIN-Dioden eignen sich hervorragend zur Amplitudensteuerung hochfrequenter Signale.

Das Hochfrequenzsignal kann von fast voller Spannung bis auf etwa  $\frac{1}{300}$  dieser Spannung gesteuert werden. PIN-Dioden werden in hochwertigen Fernsehern und in HiFi-UKW-Empfängern eingesetzt.

## 6.6 Schottky-Dioden (Hot-Carrier-Dioden)

### **6.6.1 Aufbau und Arbeitsweise**

*Schottky-Dioden* sind *Metall-Halbleiter-Dioden*. Den prinzipiellen Aufbau einer Schottky-Diode zeigt Bild 6.32. Eine Metall-Zone ist mit einer n-Silizium-Zone eng verbunden. Da die Elektronen im n-Silizium einen höheren Energiezustand haben als die Elektronen im Metall, wandern überwiegend Elektronen von der n-Silizium-Zone in die Metall-Zone. Durch diese Ladungsträgerdiffusion entsteht eine Raumladungszone.

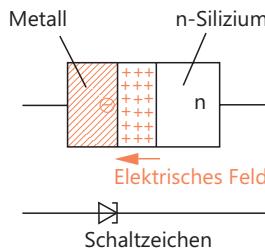


Bild 6.32  
Aufbau und Schaltzeichen einer Schottky-Diode

In der Raumladungszone ist ein elektrisches Feld wirksam. Bei einer bestimmten Breite der Raumladungszone stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein. Die Kräfte des elektrischen Feldes verhindern ein weiteres Übertreten von Elektronen aus der n-Silizium-Zone in das Metall.

Metallelektronen können nur dann in die n-Silizium-Zone überreten, wenn sie einen genügend hohen Energiezustand haben. Nur sehr wenige Metallelektronen haben den erforderlichen hohen Energiezustand.

Polt man eine Schottky-Diode entsprechend Bild 6.33, so wird die Raumladungszone verbreitert. Die Schottky-Diode sperrt. Bei umgekehrter Polung (Bild 6.34)

wird die Raumladungszone abgebaut. Elektronen fließen von der n-Silizium-Zone in die Metallzone. Die Schottky-Diode ist in Durchlassrichtung gepolt.

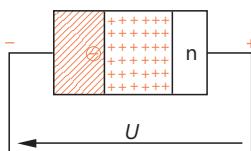


Bild 6.33 Polung einer Schottky-Diode in Sperrrichtung

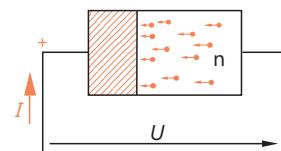


Bild 6.34 Polung einer Schottky-Diode in Durchlassrichtung

### Merksatz



Der Strom durch eine Schottky-Diode wird nur durch Majoritätsträger, also durch Elektronen, gebildet.

Diese Elektronen fließen aus der n-Silizium-Zone in die Metallzone. Sie haben einen höheren Energiezustand als die Metallelektronen und werden daher «heiße Ladungsträger» genannt. Ein anderer Name für Schottky-Diode ist daher auch «Hot-Carrier»-Diode (*hot carrier*, engl. = heiße Ladungsträger).

Der Übergang vom Durchlasszustand in den Sperrzustand erfolgt sehr rasch, da keine Minoritätsträger ausgeräumt werden müssen (siehe Abschnitt 5.8, Schaltverhalten von Halbleiterdioden). Das Schalten vom Sperrzustand in den Durchlasszustand erfordert ebenfalls wenig Zeit, da die Sperrsicht sehr schnell abgebaut ist.

### Merksatz



Schottky-Dioden haben extrem kurze Schaltzeiten.

Die üblichen Schaltzeiten von Schottky-Dioden liegen bei etwa 100 ps (ps = Pico-sekunden, 1 ps =  $10^{-12}$  s).

Schottky-Dioden zeigen ein sehr niedriges Rauschen.

## 6.6.2 Kennwerte und Grenzwerte

Wichtige Grenzwerte sind:

Sperrspannung	$U_R \approx 5V$ bis $20V$
Durchlassstrom	$I_F \approx 10mA$ bis $100mA$
Verlustleistung	$P_{tot} \approx 100mW$ bis $200mW$

Wichtige Kennwerte sind:

Einschaltzeit	$t_{rr} \approx 50ps$
Ausschaltzeit	$t_{ff} \approx 100ps$
Kapazität	$C_j \approx 0,2pF$
Sperrstrom	$I_R \approx 25nA$

### 6.6.3 Anwendungen

Die Schottky-Diode ist eine extrem schnelle Schalterdiode. Sie wird überall dort eingesetzt, wo Schaltvorgänge sehr schnell ablaufen müssen. Ein Haupteinsatzgebiet ist die Mikrowellentechnik. Schottky-Dioden werden in Mikrowellengleichrichtern, in Mikrowellenmodulatoren und in Mikrowellenmischstufen verwendet.

### 6.7 Lernziel-Test

1. Beschreiben Sie den bei der Z-Diode auftretenden Zenereffekt.
2. Bei welcher kritischen Feldstärke beginnt ein Zenerdurchbruch bei einer Z-Diode?
3. Welcher Unterschied besteht zwischen einem Zenerdurchbruch und einem Wärmedurchbruch?
4. Warum tritt bei einer normalen Gleichrichterdiode kein Zenerdurchbruch auf?
5. Beschreiben Sie den bei der Z-Diode auftretenden Lawineneffekt, auch Avalancheeffekt genannt.
6. Wie verhält sich eine Z-Diode im Durchlassbereich?
7. Skizzieren Sie eine typische Z-Diodenkennlinie mit Durchlassbereich, Sperrbereich und Durchbruchsbereich.
8. Warum ist im Durchbruchsbereich einer Z-Diode eine Strombegrenzung unbedingt erforderlich?
9. Kennzeichnen Sie bei einer typischen Z-Diodenkennlinie den möglichen Arbeitsbereich der Z-Diode.
10. Wie bestimmt man den differentiellen Zenerwiderstand  $r_Z$ ?
11. Was gibt der Temperaturkoeffizient  $\alpha_Z$  einer Z-Diode an?
12. Z-Dioden mit Zenerspannungen  $U_{ZK}$  größer als 6 V haben einen positiven Temperaturkoeffizienten. Z-Dioden mit  $U_{ZK}$  kleiner als 6 V haben einen negativen Temperaturkoeffizienten.  
Welche Erklärung gibt es dafür?
13. Es gibt temperaturkompensierte Z-Dioden. Wie sind diese aufgebaut? Wodurch erreicht man die Temperaturkompensation?
14. Der Lastwiderstand  $R_L$  in Bild 6.35 muss so groß gewählt werden, dass die Z-Diode einwandfrei arbeitet und nicht überlastet wird. Welchen größten und welchen kleinsten Ohmwert darf der Widerstand  $R_L$  haben, wenn die Eingangsspannung um  $\pm 10\%$  schwanken kann?

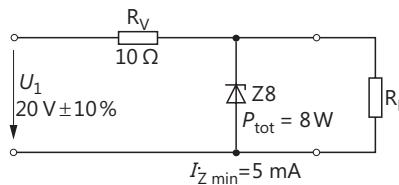


Bild 6.35  
Schaltung zur Spannungsstabilisierung

15. Vergleichen Sie eine Kapazitätsdiode mit einem Plattenkondensator. Wovon hängt die Größe der Sperrsicht-Kapazität ab?
16. Skizzieren Sie in einem Diagramm den Verlauf der Kapazität C einer Kapazitätsdiode in Abhängigkeit von der Sperrspannung  $U_R$ .

17. Wie sind Verlustfaktor und Güte bei einer Kapazitätsdiode festgelegt?
18. Geben Sie an, für welche Zwecke Kapazitätsdioden überwiegend eingesetzt werden.
19. Tunneldioden arbeiten mit dem Tunneleffekt.  
Beschreiben Sie diesen Effekt.
20. Zeichnen Sie eine typische  $I-U$ -Kennlinie einer Tunneldiode.
21. Wie arbeitet eine Tunneldiode im Sperrzustand?
22. Was sind Backwarddioden?
23. Beschreiben Sie die Arbeitsweise einer PIN-Diode.  
Was geschieht in der I-Zone?
24. Wie verläuft ungefähr der Hochfrequenzwiderstand einer PIN-Diode in Abhängigkeit vom Gleichstrom  $I_F$ ?
25. Erklären Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Schottky-Diode.



# 7 Bipolare Transistoren

## 7.1 Allgemeines

Die «normalen» Transistoren mit npn- und pnp-Schichtenfolge werden *bipolare Transistoren* genannt. Sie arbeiten mit zwei unterschiedlich gepolten pn-Übergängen. Die Feldeffekttransistoren, die nur mit gleichgepolten pn-Übergängen arbeiten, bezeichnet man als *unipolare Transistoren*.

Bipolare Transistoren werden überwiegend aus *Silizium* gefertigt. Die früher häufig verwendeten Germaniumtransistoren haben gegenüber den Siliziumtransistoren sehr viele Nachteile und werden nur noch für Sonderzwecke eingesetzt. Transistoren aus Mischkristallen (z. B. Galliumarsenid) sind in der Entwicklung und in der Erprobung. Es könnte sein, daß sie in Zukunft einmal Bedeutung erlangen.

Die folgenden Betrachtungen über Transistoren sind am Siliziumtransistor orientiert. Da Siliziumtransistoren und Germaniumtransistoren aber gleiche Arbeitsweise haben, gelten die Darlegungen auch für Germaniumtransistoren. Auf Besonderheiten des Germaniumtransistors wird an den entsprechenden Stellen hingewiesen.

Die bipolaren Transistoren können in zwei Gruppen eingeteilt werden: in die pnp-Transistoren und die npn-Transistoren. Bild 7.1 zeigt den grundsätzlichen Unterschied im Aufbau.

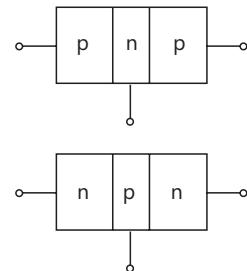


Bild 7.1  
Grundaufbau von Transistoren

## 7.2 Arbeitsweise von pnp-Transistoren

Das Kristall eines pnp-Transistors besteht aus zwei p-leitenden Zonen, zwischen denen sich eine n-leitende Zone befindet (Bild 7.2).

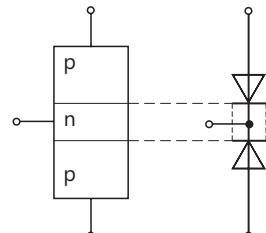


Bild 7.2  
pn-Übergänge beim pnp-Transistor

Es ergeben sich zwei pn-Übergänge, die als zwei Diodenstrecken angesehen werden können. Allerdings lässt sich das Transistorkristall nicht durch zwei Dioden nachbilden.

Die eine p-Zone wird Emitterzone oder kurz Emitter genannt (Bild 7.3). Von hier gehen die Ladungsträger aus (*emittere*, lat. = aussenden). Die in der Mitte liegende n-Zone wird Basiszone oder Basis genannt. Sie war bei den früheren Herstellungsverfahren die zuerst vorhandene Zone. Die andere p-Zone heißt Kollektorzone oder Kollektor. Sie hat die Aufgabe, die Ladungsträger einzusammeln (*collecta*, lat. = Sammlung).

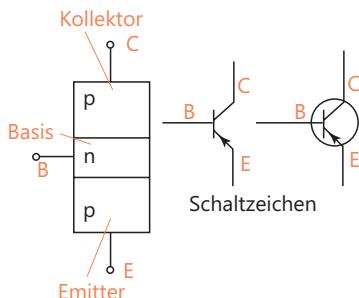


Bild 7.3  
Benennung der Halbleiterzonen und der Anschlüsselektroden, Schaltzeichen eines pnp-Transistors. Der Kreis für das Gehäuse kann entfallen.

Grundsätzlich können Emitterzone und Kollektorzone vertauscht werden. In der Praxis bringt das aber Nachteile. Die Dotierung beider Zonen ist meist unterschiedlich, überdies entsteht der größte Anteil an Verlustwärme in der Kollektorzone. Transistoren sind so gebaut, dass die Kollektorzone besonders gut gekühlt wird.

Der pnp-Transistor benötigt zum Betrieb bestimmte Spannungen.

Ungefähr übliche Spannungswerte sind:

$$\begin{array}{lll} \text{Spannung Basis gegen Emitter:} & U_{BE} = -0,7V & (-0,6V \text{ bis } -0,9V) \\ \text{Spannung Kollektor gegen Emitter:} & U_{CE} = -7V & (-2V \text{ bis } -300V) \\ (\text{für Si-Transistor}) & & \end{array}$$

Der Emitter wird meist als Bezugspunkt gewählt.



### Merksatz

**Basis und Kollektor erhalten negative Spannungswerte (Potentiale), bezogen auf den Emitter (Bild 7.4).**

Erinnern wir uns:

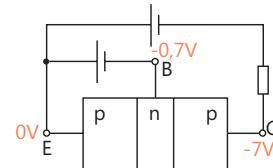
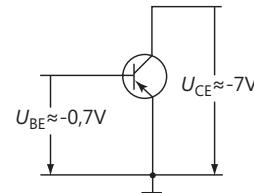
Ein pn-Übergang ist in Durchlassrichtung geschaltet, wenn «Plus an p-Zone» liegt.

Das bedeutet, dass der pn-Übergang Emitter–Basis in Durchlassrichtung geschaltet ist. Der pn-Übergang Basis–Kollektor ist in Sperrrichtung geschaltet, denn der negative Potentialwert liegt an der p-Zone bzw. der positive Potentialwert liegt an der n-Zone.

Diese Polung der pn-Übergänge ist für ein Arbeiten des Transistors erforderlich.

Bild 7.4

Ungefährre Speisespannungswerte  
beim pnp-Transistor



### Merksatz



Der pn-Übergang Emitter–Basis wird in Durchlassrichtung gepolt. Der pn-Übergang Basis–Kollektor wird in Sperrrichtung gepolt.

Die durch Ladungsträgerdiffusion entstandene Sperrsicht zwischen Emitter und Basis wird nach Anlegen der Spannung  $U_{BE}$  bis auf einen winzigen Rest abgebaut. In Bild 7.5 ist eine sehr kleine Spannungsschwelle gezeichnet.

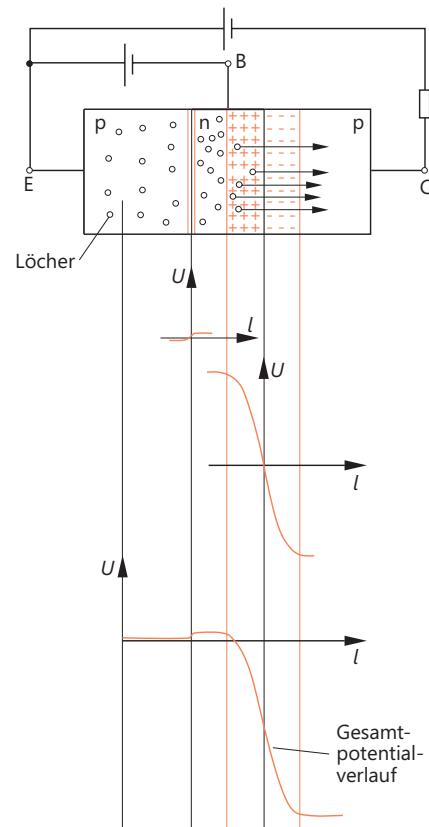


Bild 7.5

Potentialverläufe im  
pnp-Transistorkristall

Die Sperrsicht zwischen Basis und Kollektor wird nach Anlegen der Spannung  $U_{CE}$  wesentlich verbreitert. Es ergibt sich eine große Spannungsschwelle.

Bezieht man alle Spannungen auf die neutrale Emitterzone ( $U=0$  V) so erhält man den Gesamtpotentialverlauf (Bild 7.5).

Die im Emitter enthaltenen freien Ladungsträger (Löcher) wandern unter dem Einfluss der Spannung  $U_{BE}$  über die abgebaute Sperrsicht in die Basiszone. Sie «wollen» zum Basisanschluss und weiter zur Spannungsquelle.

Dieses Hineinbringen von Ladungsträgern in die Basiszone nennt man *Ladungsträgerinjektion*.

Wenn nun ein vom Emitter gekommener (positiver) Ladungsträger in die breite Sperrsicht zwischen Basis und Kollektor gerät, was geschieht dann?

In der Sperrsicht (Raumladungszone) herrscht ein starkes elektrisches Feld, dessen Feldlinien von Plus nach Minus verlaufen. Der eingedrungene Ladungsträger ist ein positiver Ladungsträger (Loch). Auf ihn wird eine Kraft in Richtung der Feldlinien ausgeübt, also in Richtung zur Kollektorzone. Der eingedrungene Ladungsträger wird also zum Kollektor hin beschleunigt. Er rutscht das Potentialgefälle herab.



### Merksatz

**Gerät ein vom Emitter gekommener (positiver) Ladungsträger in die Sperrsicht zwischen Basis und Kollektor, so wird er zum Kollektor herüber beschleunigt.**

Die Sperrsicht zwischen Basis und Kollektor wirkt wie eine *Ladungsträgerfalle*. Man ist nun bestrebt, einen möglichst großen Teil der vom Emitter ausgehenden Ladungsträger in die «Falle» zu bekommen. Aus diesem Grund macht man die Basiszone recht dünn. Es bleibt dann wenig Raum im neutralen Teil der Basiszone. In diesem neutralen Teil entsteht ein großes Ladungsträgergedränge, und sehr viele Ladungsträger geraten in die Sperrsicht. Man kann die Basiszone so dotieren, dass die Ladungsträger vorwiegend im Bereich nahe der Sperrsicht wandern. Dann gerät eine noch größere Anzahl in die Sperrsicht. Dieses Verfahren wird bei Drifttransistoren angewendet (Bild 7.6).

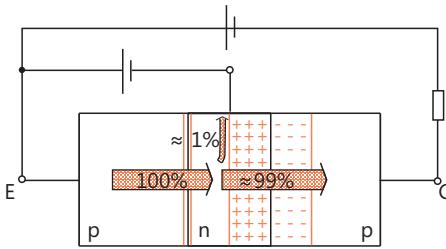


Bild 7.6 Ladungsträgerströmung im pnp-Transistorkristall (Löcherstrom)



### Merksatz

**Bei üblichen Transistoren geraten 99% und mehr der vom Emitter ausgehenden Ladungsträger in die Basis-Kollektor-Sperrsicht und rutschen zum Kollektor.**

Dieser Prozentsatz ist bei einem gegebenen Transistor und gegebenen Spannungen stets gleich, obwohl der einzelne Ladungsträger durch Zufall in die Sperrsicht

gerät. Bei der sehr großen Zahl von Ladungsträgern ( $1 \text{ mA} = 6,24 \cdot 10^{15}$  Ladungsträger pro Sekunde) bleibt die Gesamtzahl der Zufälle gleich.

Man nennt dieses Verhältnis Gleichstromverstärkung (Formelzeichen  $B$ )

Nach dem Beispiel in Bild 7.7 ergibt sich:

$$B = \frac{99\%}{1\%} = 99$$

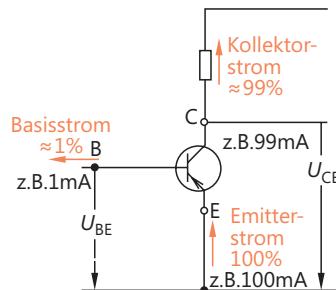


Bild 7.7  
Transistorströme (ungefähre Werte)

Dieses Verhalten des Transistors kennzeichnet ihn als ein verstärkendes Bauelement. Werden mehr Ladungsträger injiziert, so steigt der Kollektorstrom  $I_C$  z.B. um den Faktor 99 stärker als der Basisstrom  $I_B$ .

### Merksatz



Kleine Basisstromänderungen gehören zu großen Kollektorstromänderungen.

Die Kollektorstromänderungen können in einem Widerstand in Spannungsänderungen umgewandelt werden. Man kann also auch sagen:

### Merksatz



Kleine Basisspannungsänderungen führen zu großen Kollektorspannungsänderungen.

Im Vorstehenden wurde der Hauptladungsträgermechanismus beschrieben. Der Minoritätsträgermechanismus und einige andere vernachlässigbare Effekte überlappen sich.

### Minoritätsträgermechanismus

In den p-Zonen sind einige wenige Elektronen vorhanden (siehe Eigenleitfähigkeit). In der n-Zone befinden sich einige wenige Löcher. Diese sogenannten Minoritätsträger können die Sperrsicht durchlaufen, und zwar die Elektronen der Kollektorzone in Richtung Basiszone und die Löcher der Basiszone in Richtung Kollektorzone. Dieser Strom kommt auch zustande, wenn gar keine Ladungsträger injiziert werden. Er macht ein vollständiges Sperren des Transistors unmöglich. Der Minoritätsträgerstrom ist bei modernen Siliziumtransistoren sehr klein und kann in vielen Fällen vernachlässigt werden.

### Rekombination

Die Basiszone ist n-leitfähig. Sie enthält freie Elektronen. Kommen zufällig ein Loch und ein Elektron zusammen, so «fällt das Elektron in das Loch», das heißt, es wird in die offene Kristallbindung, die das Loch darstellt, gezwungen. Elektron und Loch sind dann keine freien Ladungsträger mehr. Diesen Vorgang nennt man *Rekombination* (Wiedervereinigung). Um die Zahl der Rekombinationsfälle möglichst gering zu halten, wird die Basiszone nur schwach n-dotiert. Sie enthält also verhältnismäßig wenig freie Elektronen. Für die Arbeitsweise des Transistors ist die Rekombination ohne wesentliche Bedeutung. Durch die Rekombination wird lediglich der Basisstrom etwas erhöht.

## 7.3 Arbeitsweise von npn-Transistoren

Das Kristall eines npn-Transistor besteht aus zwei n-leitenden Zonen, zwischen denen sich eine p-leitende Zone befindet.

Die Bezeichnungen der Zonen entsprechen den Bezeichnungen beim pnp-Transistor (Bild 7.8) mit dem Unterschied, dass Emitter und Kollektor n-leitende Zonen sind und die Basis eine p-leitende Zone ist.

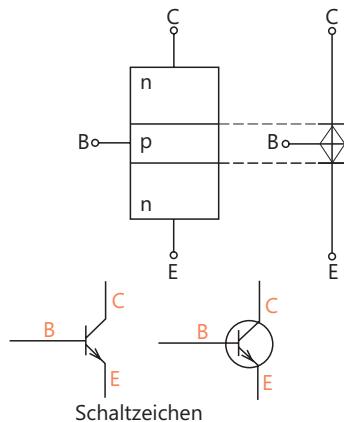


Bild 7.8  
pn-Übergänge beim npn-Transistor und Schaltzeichen

Die pn-Übergänge werden gleichgepolt wie beim pnp-Transistor:



### Definition

Der pn-Übergang Emitter–Basis wird in Durchlassrichtung gepolt. Der pn-Übergang Basis–Kollektor wird in Sperrrichtung gepolt.

Das bedeutet, dass die Spannungen  $U_{BE}$  und  $U_{CE}$  anders gepolt sein müssen als beim pnp-Transistor (Bild 7.9).

Ungefähr übliche Spannungswerte sind:

Spannung Basis gegen Emitter:  $U_{BE} = +0,7V$  ( +0,6 bis +0,9V)

Spannung Kollektor gegen Emitter:  $U_{CE} = +7V$  ( +2V bis +300V)  
(für Si-Transistor)

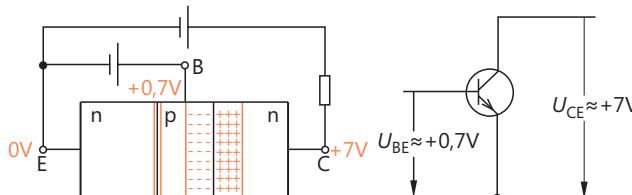


Bild 7.9 Polung der pn-Übergänge und ungefähre Speisespannungswerte beim npn-Transistor

### Merksatz



**Basis und Kollektor erhalten positive Spannungswerte (Potentiale), bezogen auf den Emitter.**

Beim pnp-Transistor wurden die Wege der Löcher verfolgt.

### Merksatz



**Beim npn-Transistor ist es zweckmäßig, die Wege der Elektronen zu betrachten.**

Man stellt dann fest, dass die Arbeitsweise von pnp- und npn-Transistor im Prinzip gleich ist.

Die im Emitter enthaltenen freien Elektronen wandern unter dem Einfluss der Spannung  $U_{BE}$  über die abgebaute Sperrsicht Emitter–Basis in die Basiszone (Ladungsträgerinjektion). Der pn-Übergang Basis–Kollektor ist in Sperrrichtung gepolt. Er stellt eine Ladungsträgerfalle dar.

Die neutrale Basiszone ist sehr dünn. In ihr herrscht ein großes Ladungsträgergedränge. Ein sehr großer Teil der injizierten Ladungsträger gerät in die Sperrsicht Basis–Kollektor und wird zum Kollektor hin beschleunigt. Der Kollektor braucht die ankommenden Ladungsträger nur «einzusammeln».

99% und mehr der vom Emitter ausgehenden Ladungsträger rutschen zum Kollektor herüber.

Man kann heute Transistoren bauen, bei denen 99,9% der injizierten Ladungsträger zum Kollektor gelangen und nur 0,1% zum Basisanschluss fließen. Für diese Transistoren ergibt sich eine Gleichstromverstärkung  $B = 999$ .

$$B = \frac{99,9\%}{0,1\%} = 999$$

Dem beschriebenen Hauptladungsträgermechanismus überlagert sich der Minoritätsträgermechanismus. Hier gilt das für den pnp-Transistor Gesagte entsprechend.

Rekombinationsvorgänge verlaufen in gleicher Weise wie beim pnp-Transistor.

Es soll hier nochmals daran erinnert werden, dass die Löcherbetrachtungsweise nur aus Gründen der besseren Anschaulichkeit eingeführt wurde. Der Ladungstransport findet immer durch Elektronen statt, und zwar bei n-Leitung durch strömende Elektronen, bei p-Leitung durch von Loch zu Loch springende Elektronen. Es ist dem Betrachter also freigestellt, entweder den Weg der Löcher oder den Weg der Elektronen zu verfolgen.

## 7.4 Spannungen und Ströme beim Transistor

Aus der Arbeitsweise des Transistors ergibt sich, dass vom Transistor aus gesehen alle Spannungen auf den Emitter zu beziehen sind.



### Merksatz

Der Transistor «sieht» alle Spannungen vom Emitter aus.

Der Emitter soll der Bezugspunkt für Potentialangaben sein.

Die Spannung  $U_{CE}$  ist vom Kollektor auf den Emitter bezogen. Ihr Wert ist gleichzeitig das Potential des Kollektors.

Die Spannung  $U_{BE}$  ist von der Basis auf den Emitter bezogen. Ihr Wert gibt gleichzeitig das Potential der Basis an.

$U_{CB}$  ist die Spannung zwischen Kollektor und Basis. Es gilt:

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$$

Die Ströme des Transistors werden der technischen Stromrichtung entsprechend angegeben. Diese entspricht ja der Löcherstromrichtung. Sind die Elektronenstromrichtungen gemeint, so erhalten die Formelzeichen den zusätzlichen Index e.

Der Emitterstrom  $I_E$  setzt sich zusammen aus dem Kollektorstrom  $I_E$  und aus dem Basisstrom  $I_B$ .

$$I_E = I_C + I_B$$

Ströme und Spannungen beim pnp-Transistor sind in Bild 7.10 dargestellt. In Bild 7.11 sind die Ströme und Spannungen eines npn-Transistors angegeben.

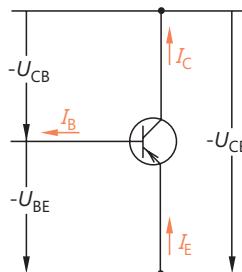


Bild 7.10 Bezeichnung der Ströme und Spannungen beim pnp-Transistor

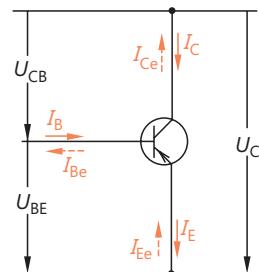


Bild 7.11 Bezeichnung der Ströme und Spannungen beim npn-Transistor

Ströme und Spannungen sind vorzeichenbehaftet. Die Formelzeichen können positive und negative Vorzeichen haben, ebenfalls die Spannungs- und Stromwerte, z.B.:

$$U_{CE} = -7V \text{ oder } -U_{CE} = 7V$$

Es gelten folgende Regeln:

### Merksatz



Ist das Potential der im Index zuerst genannten Elektrode positiver als das Potential der zweitgenannten Elektrode, so erhalten Formelzeichen und Wert ein positives Vorzeichen.

### Beispiel



Bei einem npn-Transistor ist der Kollektor z.B. 7V positiver als der Emitter. Der Kollektor hat das Potential +7V. Der Emitter hat das Potential 0V. Für  $U_{CE}$  gilt:

$$U_{CE} = 7V$$

### Merksatz



Ist das Potential der im Index zuerst genannten Elektrode negativer als das Potential der zweitgenannten Elektrode, so erhalten Formelzeichen oder Wert ein negatives Vorzeichen.

### Beispiel



Bei einem pnp-Transistor ist der Kollektor z.B. 7V negativer als der Emitter. Der Kollektor hat das Potential -7V. Der Emitter hat das Potential 0V.  $U_{CE}$  wird wie folgt angegeben:

$$\begin{aligned} U_{CE} &= -7V \\ \text{oder } -U_{CE} &= 7V \end{aligned}$$

Das Vertauschen der Indexbuchstaben bedeutet eine Vorzeichenumkehr. Gleiche Angaben sind:

$$\begin{aligned} U_{CE} &= -7V \\ U_{EC} &= 7V \end{aligned}$$

### Definition



Stromwerte sind positiv, wenn als Pfeilrichtung die Richtung vom positiveren Potential weg zum negativeren Potential hin angegeben ist. Bei umgekehrter Pfeilrichtung sind sie negativ.

### Beispiel



Der Emitterstrom  $I_E$  eines npn-Transistors hat die Größe 10 mA. Er ist in technischer Stromrichtung in Bild 7.12 angegeben. Welche Größe hat der Elektronenstrom  $I_{Ee}$ ?

$$I_E = 10mA$$

$$I_{Ee} = -I_E = -10mA$$

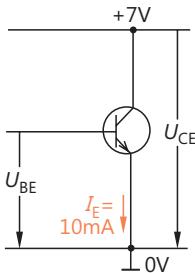


Bild 7.12  
Angabe des Emitterstromes

Die Spannungen, die für npn-Transistoren erforderlich sind, unterscheiden sich von den für pnp-Transistoren erforderlichen Spannungen durch das Vorzeichen (Bild 7.13). Kennlinien und teilweise auch Kennwerte müssten für npn- und pnp-Transistoren gesondert angegeben werden. Die Vorzeichen führen überdies zu einer komplizierteren Darstellung. Es sollen deshalb grundsätzlich nur die Beträge angegeben werden. Der Betrag ist der Wert einer Größe ohne Vorzeichen. Die Vorzeichen können also weggelassen werden. Zur Kennzeichnung des Betrages verwendet man zwei senkrechte Striche beiderseits der betreffenden Größe.

$$U_{CE} = -7V$$

Betragsangabe:

$$|U_{CE}| = 7V$$

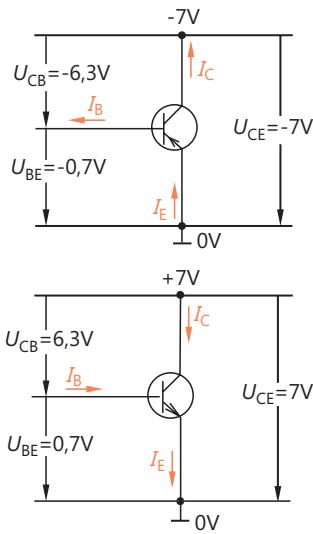


Bild 7.13  
Beispiele für Spannungswerte bei pnp- und npn-Transistoren



### Merksatz

Bei Angabe der Beträge gelten alle Kennlinien und die sonst vorzeichenbehafteten Kennwerte sowohl für pnp- als auch für npn-Transistoren.

Irgendwelche Versehen bei der Polung der Transistoren in der Schaltung dürften dadurch nicht vorkommen, da die für npn-und pnp-Transistoren erforderliche Spannungspolung als allgemein bekannt vorausgesetzt werden kann.

## 7.5 Kennlinienfelder und Kennwerte (Emittergrundschaltung)

Bei bipolaren Transistoren haben wir die drei Stromgrößen  $I_E$ ,  $I_C$  und  $I_B$  und die drei Spannungsgrößen  $U_{CE}$ ,  $U_{BE}$  und  $U_{CB}$ .

Wollte man den Zusammenhang jeder Größe zu jeder anderen Größe als Kennlinienfeld darstellen, so ergäbe das 30 verschiedene Kennlinienfelder. Man benötigt zur Beschreibung der für das Arbeiten als Verstärker oder Schalter notwendigen Transistoreigenschaften nur vier Kennlinienfelder.

Strom- und Spannungswerte werden als Beträge angegeben. Die Kennlinien und Kennwerte gelten somit für npn- und pnp-Transistoren.

Welche vier Kennlinienfelder ausgewählt werden, hängt davon ab, in welcher Grundschaltung der Transistor betrieben wird.

Es gibt drei verschiedene Transistorgrundschaltungen, die *Emitterschaltung*, die *Basis-Schaltung* und die *Kollektorschaltung*.

In Bild 7.14 ist dargestellt, welche Transistorpole in den einzelnen Grundschaltungen für Eingang und Ausgang verwendet werden.

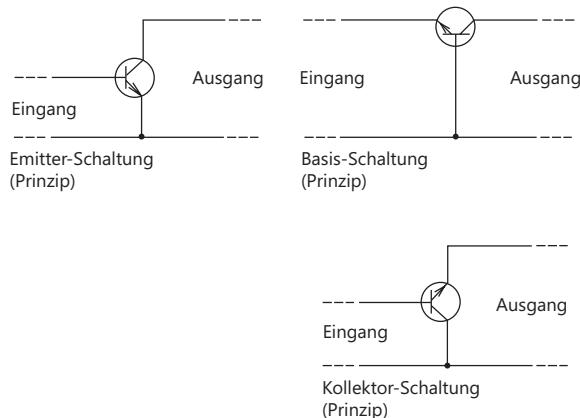


Bild 7.14  
Eingangs- und Ausgangspole  
bei den drei  
Transistorgrundschaltungen

Die Emitterschaltung wird am häufigsten verwendet. Auf ihre besonderen Vorteile wird später noch eingegangen.

Die in den folgenden Abschnitten betrachteten Kennlinienfelder und Kennwerte beziehen sich auf die Emitterschaltung.

### 7.5.1 Eingangskennlinienfeld

Bei Emitterschaltung bezeichnet man den Basisstrom  $I_B$  und die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  als Eingangsgrößen. Das Eingangskennlinienfeld gibt den Zusammenhang zwischen  $U_{BE}$  und  $I_B$  an. Es wird auch  $I_B-U_{BE}$ -Kennlinienfeld genannt (Bild 7.15).

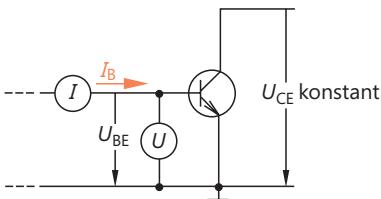


Bild 7.15  
Schaltung zur Aufnahme von  
Eingangskennlinien

Zwischen Basis und Emitter liegt ein pn-Übergang, der in Durchlassrichtung geschaltet ist. Die Kennlinie müsste also Ähnlichkeit haben mit der Durchlasskennlinie einer Diode. Das ist auch der Fall. Für Siliziumtransistoren ergibt sich eine Schwellspannung von rd. 0,7 V. Bei den nur noch selten verwendeten Germaniumtransistoren beträgt die Schwellspannung rd. 0,3 V (Bild 7.16).

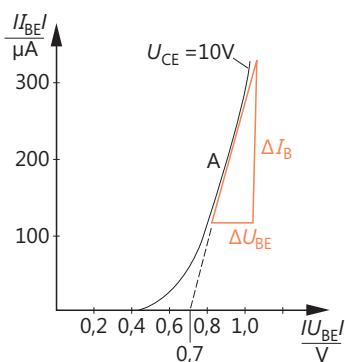


Bild 7.16



### Definition

Der Anstieg der  $I_B$ - $U_{BE}$ -Kennlinie in einem bestimmten Kennlinienpunkt A ergibt den differentiellen Eingangswiderstand  $r_{BE}$  in diesem Kennlinienpunkt.

Ein solcher Kennlinienpunkt, in dem der Transistor dann später «arbeitet», wird auch Arbeitspunkt genannt.

Die Größe von  $r_{BE}$  im Punkt A kann dem Kennlinienfeld entnommen werden. Man legt im Punkt A eine Tangente an die Kennlinie und zeichnet ein rechtwinkliges Dreieck wie in Bild 7.16. Die Seitenlängen des Dreiecks können beliebige Länge haben, sollten aber um der Genauigkeit der Ablesung willen nicht zu klein gewählt werden.

Die Gleichung für  $r_{BE}$  lautet:

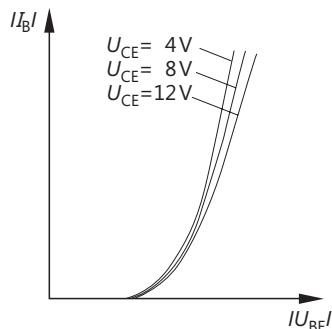
$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$

(für  $U_{CE}$  konstant)

$r_{BE}$  diff. Transistor-Eingangswiderstand  
 $\Delta U_{BE}$  Basis-Emitter-Spannungsänderung  
 $\Delta I_B$  Basisstromänderung

Der Zusatz «für  $U_{CE} = \text{konstant}$ » besagt, dass die Tangente an einer für konstante Kollektor-Emitter-Spannung geltenden Kennlinie anliegt, was ja eigentlich in diesem Zusammenhang selbstverständlich ist.

Bild 7.17  
Eingangskennlinien für verschiedene Kollektor-Emitter-Spannungen



Ändert man die Größe der Kollektor-Emitter-Spannung, so verschiebt sich die Kennlinie etwas. Genau genommen gilt jede Kennlinie nur für eine bestimmte Kollektor-Emitter-Spannung (Bild 7.17).

Ein Verfahren zur Berechnung von Transistororschaltungen baut auf der *Vierpoltheorie* auf. Man benötigt für Rechnungen nach diesem Verfahren die sogenannten *Vierpolparameter*, die das Signalverhalten eines Transistors kennzeichnen. Der Vierpolparameter  $b_{11e}$  entspricht dem differentiellen Eingangswiderstand  $r_{BE}$ .

$$b_{11e} = r_{BE}$$

## 7.5.2 Ausgangskennlinienfeld

Ausgangsgrößen sind der Kollektorstrom  $I_C$  und die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$ . Das Ausgangskennlinienfeld wird auch  $I_C-U_{CE}$ -Kennlinienfeld genannt. Es gibt den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Kollektor-Emitter-Spannung bei verschiedenen Basisströmen an. Jede Kennlinie gilt für einen bestimmten Basisstromwert. Dieser Basisstromwert muss während der Aufnahme der Kennlinie konstant gehalten werden.

### Definition



Der Anstieg der  $I_C-U_{CE}$ -Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt A ergibt den differentiellen Ausgangswiderstand  $r_{CE}$  in diesem Arbeitspunkt.

Die Größe von  $r_{CE}$  in einem bestimmten Punkt kann dem Kennlinienfeld entnommen werden (Bild 7.18).

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

(für  $I_B$  konstant)

$r_{CE}$  diff. Transistor-Ausgangswiderstand  
 $\Delta U_{CE}$  Kollektor-Emitter-Spannungsänderung  
 $\Delta I_C$  Kollektorstromänderung

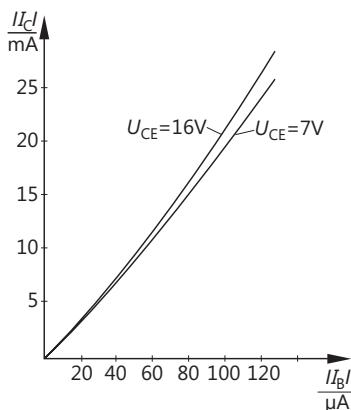


Bild 7.18  
Ausgangskennlinienfeld

Der differentielle Transistor-Ausgangswiderstand  $r_{CE}$  hat ebenfalls wie der differentielle Transistor-Eingangswiderstand eine Entsprechung zu einem Vierpolparameter.

Der Vierpolparameter  $b_{22e}$  entspricht dem Kehrwert des Ausgangswiderstandes des Transistors.

$$b_{22e} = \frac{1}{r_{CE}}$$

$b_{22e}$  wird auch differentieller Ausgangsleitwert genannt.

### 7.5.3 Stromsteuerungskennlinienfeld

Das Stromsteuerungskennlinienfeld wird auch  $I_C$ - $I_B$ -Kennlinienfeld genannt. Es gibt den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Basisstrom an.

Jede Kennlinie gilt genau nur für eine bestimmte Kollektor-Emitter-Spannung. Bild 7.19 zeigt je eine  $I_C$ - $I_B$ -Kennlinie für  $U_{CE} = 16$  V und  $U_{CE} = 7$  V.

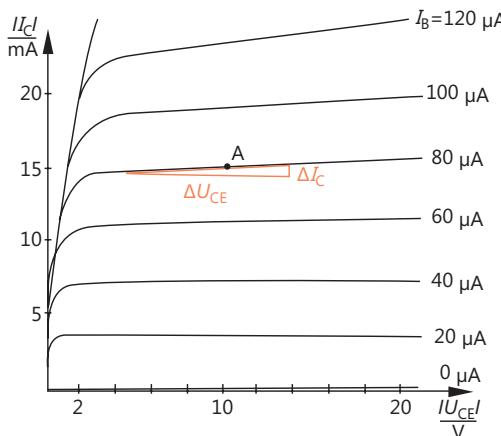


Bild 7.19  
Stromsteuerungskennlinienfeld

Bei modernen Transistoren verläuft die Kennlinie zunächst angenähert linear und krümmt sich dann leicht.

Die für einen bestimmten Arbeitspunkt A geltende *Gleichstromverstärkung*  $B$ , auch Kollektorstrom-Basisstrom-Verhältnis genannt, kann aus dem Kennlinienfeld entnommen werden (Bild 7.20).

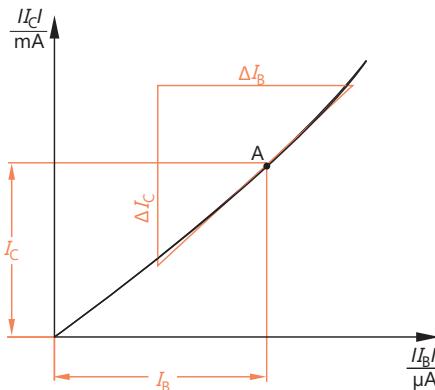


Bild 7.20

Bestimmung von Gleichstromverstärkung  $B$  und Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  für den Arbeitspunkt A

$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

$B$  Gleichstromverstärkung  
 $I_C$  Kollektorstrom  
 $I_B$  Basisstrom

### Definition



Die Gleichstromverstärkung  $B$  gibt an, wie groß der Kollektorstrom  $I_C$  bei einem bestimmten Basisstrom  $I_B$  ist.

Da die  $I_C$ - $I_B$ -Kennlinie leicht gekrümmt ist, hat sie in jedem Kennlinienpunkt einen anderen Anstieg.

### Definition



Der Anstieg der  $I_C$ - $I_B$ -Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt A ergibt den differentiellen Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  in diesem Arbeitspunkt.

Die Größe von  $\beta$  in einem bestimmten Punkt kann, wie bereits bei anderen Kennlinien beschrieben, dem Kennlinienfeld entnommen werden.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

(für  $U_{CE}$  konstant)

$\beta$  differentieller Stromverstärkungsfaktor  
 $\Delta I_C$  Kollektorstromänderung  
 $\Delta I_B$  Basisstromänderung

Der differentielle Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  entspricht dem Vierpolparameter  $b_{21e}$

$$b_{21e} = \beta$$

### 7.5.4 Rückwirkungskennlinienfeld

Eine Vergrößerung der Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  führt zur Vergrößerung der Spannungen  $U_{CB}$  und  $U_{BE}$ , da  $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$  ist (Bild 7.21).

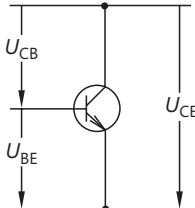


Bild 7.21

Die Erhöhung der Ausgangsspannung  $U_{CE}$  und selbstverständlich auch ihre Verminderung wirken also auf die Eingangsspannung  $U_{BE}$  zurück.

Die Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang ist sehr unerwünscht. Die Hersteller von Transistoren sind bemüht, die Rückwirkung von  $U_{CE}$  auf  $U_{BE}$  möglichst klein zu halten. Der Zusammenhang zwischen  $U_{BE}$  und  $U_{CE}$  wird durch das Rückwirkungskennlinienfeld gegeben, das auch  $U_{BE}$ - $U_{CE}$ -Kennlinienfeld genannt wird (Bild 7.22).

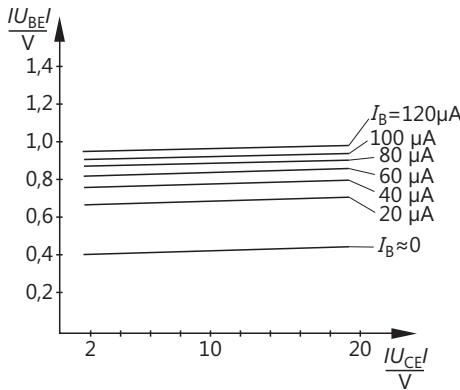


Bild 7.22  
Rückwirkungskennlinienfeld

Die Kennlinien verlaufen bei modernen Transistoren sehr flach. Das bedeutet, die Rückwirkung von  $U_{CE}$  auf  $U_{BE}$  ist gering. Ein Maß für die Rückwirkung ist der differentielle Rückwirkungsfaktor  $D$ .

Der Anstieg der  $U_{BE}$ - $U_{CE}$ -Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt ergibt den differentiellen Rückwirkungsfaktor  $D$  in diesem Arbeitspunkt.

$$D = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}$$

(für  $I_B$  konstant)

Der *differentielle Rückwirkungsfaktor D* entspricht dem Vierpolparameter  $b_{12e}$

$$b_{12e} = D$$

### 7.5.5 Vierquadrantenkennlinienfeld

Die besprochenen vier Kennlinienfelder bilden zusammen ein System. Alle vier Kennlinienfelder werden zum sogenannten Vierquadrantenkennlinienfeld zusammengefasst. Dabei werden einige Kennlinienfelder gedreht.

Bild 7.23 zeigt ein Vierquadrantenkennlinienfeld.

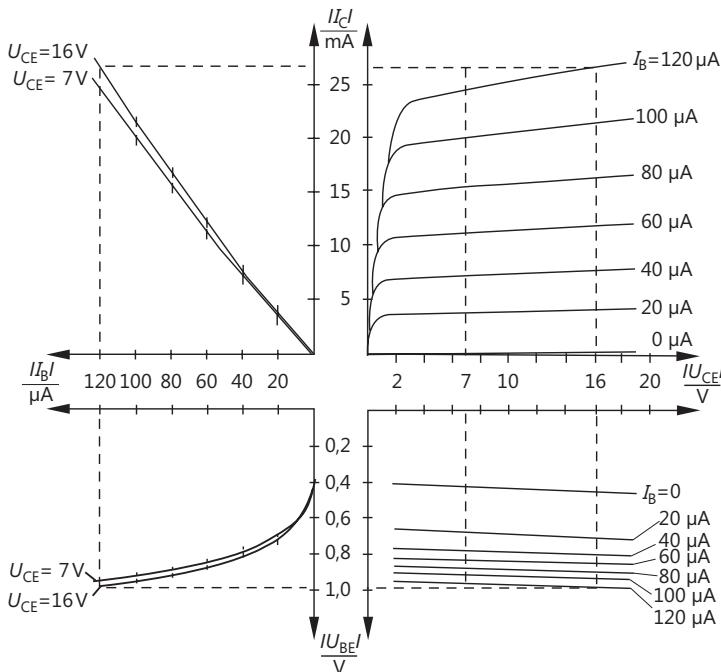


Bild 7.23 Vierquadrantenkennlinienfeld

### 7.6 Wahl des Transistorarbeitspunktes

Ein Transistor benötigt zum Betrieb bestimmte Spannungswerte für  $U_{CE}$  und  $U_{BE}$  und bestimmte Stromwerte für  $I_C$  und  $I_B$ . Diese Werte können unter Berücksichtigung ihrer gegenseitigen Abhängigkeit in einem gewissen Bereich frei gewählt werden.

Zwei der vier Größen  $U_{CE}$ ,  $U_{BE}$ ,  $I_C$ ,  $I_B$  bestimmen den Arbeitspunkt des Transistors. Meist wählt man zur Festlegung des Arbeitspunktes  $U_{CE}$  und  $I_B$  aus.

Die Betriebsspannung  $U_B$  (Netzteilspannung) liegt meist fest (z.B.  $U_B = 12 \text{ V}$ ). Jetzt wird  $R_L$  so gewählt, dass sich bei dem gewünschten Basisstrom  $I_B$  die gewählte Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  einstellt.

Ein Beispiel hierfür zeigt Bild 7.24.  $R_L$  sei  $2 \text{ k}\Omega$ . Für diesen Lastwiderstand wird die Widerstandsgerade eingezeichnet. Die Widerstandsgerade beginnt beim Betriebsspannungswert auf der  $U_{CE}$ -Achse. Ihr Anstieg  $\tan \alpha$  entspricht dem Leitwert des Lastwiderstandes. Daraus ergibt sich der Widerstandswert  $R_L$ :

$$R_L = \frac{U_{CE}}{I_C} = \frac{U_B}{I_{C0}}$$

$$I_{C0} = \frac{U_B}{R_L} = \frac{12 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 6 \text{ mA}$$

Lotet man einen Punkt der Widerstandsgeraden auf die  $U_{CE}$ -Achse herunter, so erhält man eine Aufteilung der Betriebsspannung in die Transistorspannung  $U_{CE}$  und in die am Lastwiderstand anliegende Spannung  $U_{RL}$  für einen zugehörigen Kollektorstrom  $I_C$ . Zu diesem Kollektorstrom gehört ein bestimmter Basisstrom  $I_B$ .

Wie in Bild 7.24 gezeichnet, soll der Arbeitspunkt bei  $U_{CE} = 6 \text{ V}$  liegen. Damit sind auch  $I_C$  und  $I_B$  gewählt.

$$I_C = 3 \text{ mA}$$

$$I_B = 30 \mu\text{A}$$

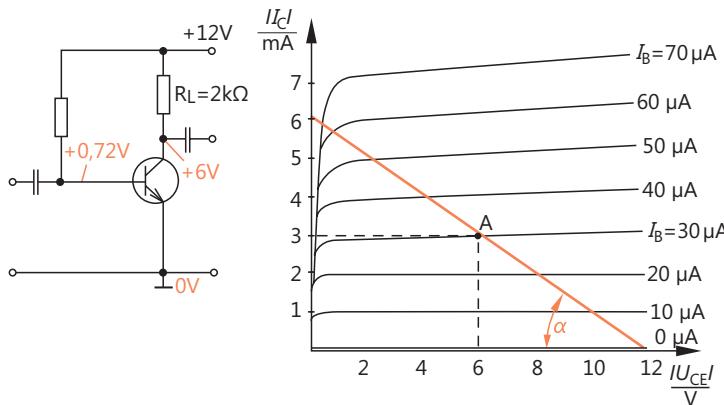


Bild 7.24 Festlegung des Transistorarbeitspunktes

Aus den Schnittpunkten der Widerstandsgeraden mit den  $I_C-U_{CE}$ -Kennlinien kann die  $I_C-I_B$ -Betriebskennlinie konstruiert werden. Sie ist gegenüber der  $I_C-I_B$ -Kennlinie für  $U_{CE} = 6 \text{ V}$  etwas verschoben. Ursache für diese Verschiebung ist die Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung beim Durchlaufen der Punkte der Widerstandsgeraden (Bild 7.25).

Auf der  $I_C-I_B$ -Betriebskennlinie wird ebenfalls der Arbeitspunkt A eingezeichnet. Er hat die Koordinaten  $I_C = 3 \text{ mA}$ ,  $I_B = 30 \mu\text{A}$ .

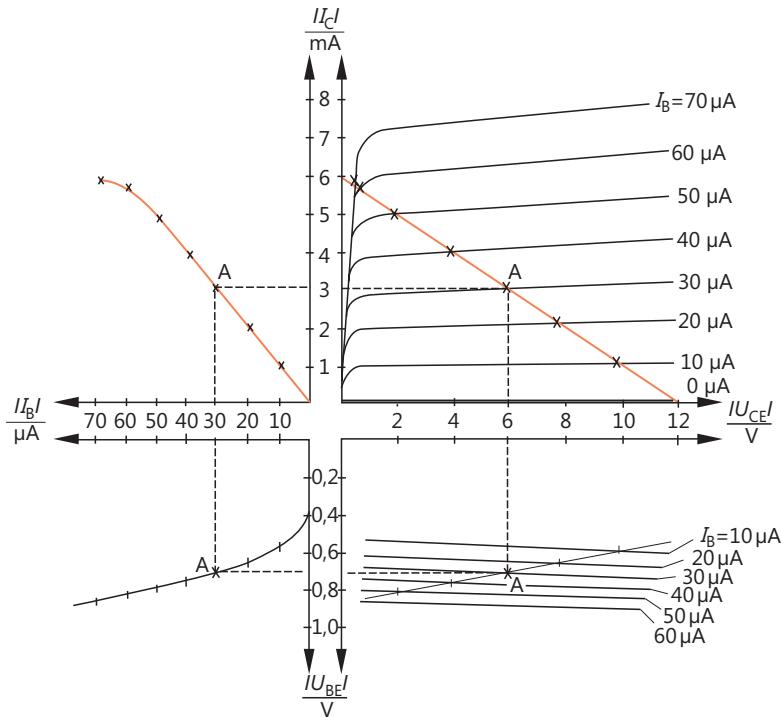


Bild 7.25 Vierquadrantenkennlinienfeld mit Lastwiderstandsgerade,  $I_C$ - $I_B$ -Betriebskennlinien,  $U_{BE}$ - $I_B$ -Betriebskennlinie und Rückwirkungsgerade

Mit Hilfe der  $I_C$ - $I_B$ -Betriebskennlinie und der Rückwirkungskennlinien kann die  $U_{BE}$ - $I_B$ -Betriebskennlinie konstruiert werden (Bild 7.25). Der Arbeitspunkt A kann nun auf der  $U_{BE}$ - $I_B$ -Betriebskennlinie eingezeichnet werden.

Verbindet man die Schnittpunkte der Rückwirkungskennlinien mit den Konstruktionslinien, so erhält man die Rückwirkungsgerade. Auf dieser Rückwirkungsgeraden kann der Arbeitspunkt A ebenfalls eingezeichnet werden.

Die für  $I_B$  erforderliche Spannung  $U_{BE}$  kann mit Hilfe der  $U_{BE}$ - $I_B$ -Betriebskennlinie abgelesen werden. Es ergibt sich für das Schaltungsbeispiel  $U_{BE} = 0,72\text{ V}$ .

Die erforderliche Spannung  $U_{BE}$  wird mit Hilfe eines Vorwiderstandes oder eines Spannungsteilers eingestellt.

Die Spannungseinstellung mit Vorwiderstand ist sehr einfach (Bild 7.26). Durch den Vorwiderstand  $R_V$  fließt der Strom  $I_B$ . Es fällt an ihm die Spannung

$$U_V = U_B - U_{BE}$$

ab. Aus  $U_V$  und  $I_B$  erhält man den Widerstandswert von  $R_V$ .

$$R_V = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B}$$

$$R_V = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_V}{I_B} = \frac{11,28 \text{ V}}{30 \mu\text{A}}$$

$$R_V = 376 \text{ k}\Omega$$

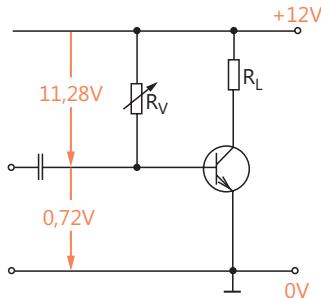


Bild 7.26  
Basisvorspannungseinstellung mit Vorwiderstand

Für  $R_V$  kann ein Stellwiderstand verwendet werden, der dann auf den genauen Widerstandswert eingestellt wird.

Bei der Einstellung von  $U_{BE}$  mit Hilfe eines Spannungsteilers ist ein Querstrom zu wählen. Als Größe des Querstromes  $I_q$  wählt man üblicherweise das 2- bis 3-fache des Basisstromes. Ein großer Querstrom belastet das Netzteil entsprechend stark und führt zu einem verhältnismäßig niederohmigen Spannungsteiler. Ein zu kleiner Querstrom ( $I_q < I_B$ ) führt zu einer unstabilen Spannung  $U_{BE}$ .

$$I_q \approx 2 \cdot I_B$$

Durch  $R_1$  fließt der Strom  $I_B + I_q$  (Bild 7.27).

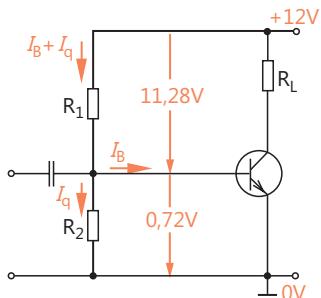


Bild 7.27  
Basisvorspannungseinstellung mit Spannungsteiler

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B + I_q}$$

Durch  $R_2$  fließt nur der Strom  $I_q$  (Bild 7.27).

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_q}$$

Für die Werte des Beispiels ergibt sich bei  $I_q = 2 \cdot I_B$ :

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B + I_q} = \frac{12 \text{ V} - 0,72 \text{ V}}{30 \mu\text{A} + 60 \mu\text{A}} = \frac{11,28 \text{ V}}{90 \mu\text{A}} = 125 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_q} = \frac{0,72 \text{ V}}{60 \mu\text{A}} = 12 \text{ k}\Omega$$

Die Frage, wohin nun der Arbeitspunkt innerhalb des möglichen Bereichs gelegt werden soll, kann generell nicht beantwortet werden. Die günstigste Lage des Arbeitspunktes ist eine andere, je nachdem, ob man eine möglichst große Verstärkung, eine möglichst geringe Verzerrung, eine möglichst geringe Verlustleistung oder ein möglichst geringes Rauschen anstrebt. In «Grundschaltungen (Elektronik 3)» wird auf diese Zusammenhänge näher eingegangen.

## 7.7 Steuerung des Transistors

Nach der Wahl und der Einstellung des Arbeitspunktes können am Transistor folgende Gleichspannungs- und Gleichstromgrößen gemessen werden:

$$U'_{CE}, I'_C, I'_B, U'_{BE}$$

Der zusätzliche Strich kennzeichnet diese Größen als zum Arbeitspunkt gehörig. Im Vierquadrantenfeld nach Bild 7.28 ist ein Arbeitspunkt entsprechend dem bisher betrachteten Beispiel eingezeichnet.

$$U'_{CE} = 6 \text{ V}$$

$$I'_C = 3 \text{ mA}$$

$$I'_B = 30 \mu\text{A}$$

$$U'_{BE} = 0,72 \text{ V}$$

Die Kennlinien  $I_C$ - $I_B$  und  $U_{BE}$ - $I_B$  sind Betriebskennlinien.

Nach Einstellung des Arbeitspunktes kann der Transistor gesteuert werden.

Zunächst soll eine *Stromsteuerung* betrachtet werden. Die Basis erhält zusätzlich zu dem Gleichstrom  $I'_B$  einen sinusförmigen Wechselstrom mit einem Scheitelwert von  $10 \mu\text{A}$ .

$$\hat{i}_B = 10 \mu\text{A}$$

Der Gesamtbasisstrom schwankt jetzt zwischen einem Kleinstwert von  $20 \mu\text{A}$  und einem Größtwert von  $40 \mu\text{A}$ . Die Schwankung ist in Bild 7.28 eingezeichnet.

### Definition



Der Gesamtbasisstrom besteht aus einem Basisgleichstrom  $I'_B$  und aus einem Basiswechselstrom  $\hat{i}_B$ .

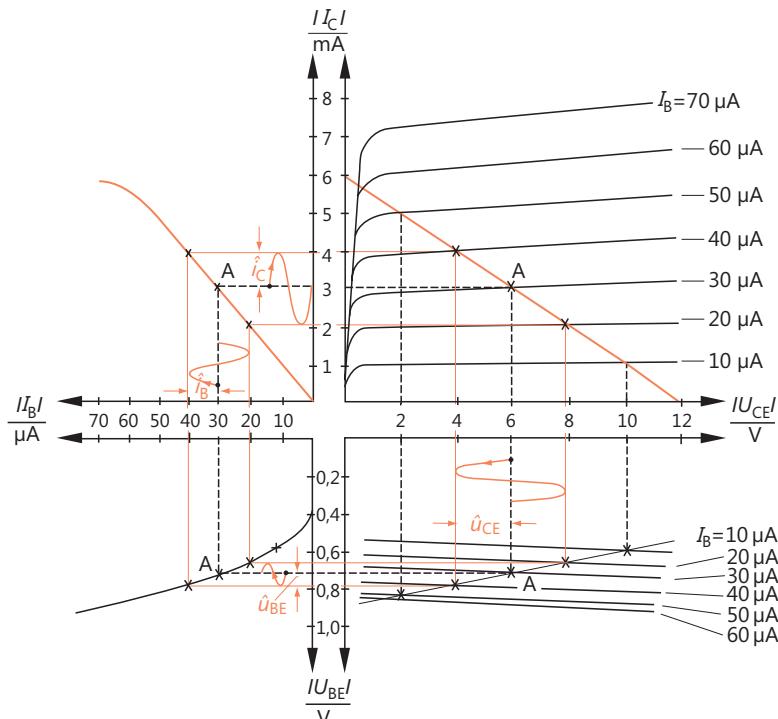


Bild 7.28 Vierquadrantenkennlinienfeld, Steuerung des Transistors

Die Änderung des Basisstromes hat eine Änderung des Kollektorstromes zur Folge. Der Gesamtkollektorstrom schwankt jetzt zwischen einem Kleinstwert von 2 mA und einem Größtwert von 4 mA.



### Definition

Der Gesamtkollektorstrom besteht aus einem Kollektorgleichstrom  $I'_C$  und aus einem Kollektorwechselstrom  $\hat{i}_C$ .

$$I'_C = 3 \text{ mA} \quad \hat{i}_C = 1 \text{ mA}$$

Der Kollektorstrom erzeugt am Lastwiderstand  $R_L$  einen entsprechenden Spannungsabfall. Die Gesamtkollektorspannung des Transistors schwankt zwischen 8 V und 4 V.



### Definition

Die Gesamtkollektorspannung besteht aus einer Kollektorgleichspannung  $U'_{CE}$  und aus einer Kollektorwechselspannung  $\hat{U}_{CE}$ .

$$U'_{CE} = 6 \text{ V} \quad \hat{U}_{CE} = 2 \text{ V}$$

Zum Basisstrom gehört immer eine Basisspannung. Diese kann aus dem  $U_{BE}$ - $I_B$ -Kennlinienfeld entnommen werden.

**Definition**

Die Gesamtbasisspannung besteht aus einer Basisgleichspannung  $U'_{\text{BE}}$  und aus einer Basiswechselspannung  $\hat{u}_{\text{BE}}$ .

$$U'_{\text{BE}} = 0,72 \text{ V}$$

Das Ablesen von  $\hat{u}_{\text{BE}}$  bereitet Schwierigkeiten, da eine Halbwelle größer ist als die andere. *Die Basiswechselspannung ist nicht sinusförmig.*

Ursache für den nichtsinusförmigen Verlauf ist die gekrümmte  $U_{\text{BE}}-I_{\text{B}}$ -Kennlinie. Der zwischen den Halbwellen gemittelte und ungefähre Wert für  $\hat{u}_{\text{BE}}$  ist 0,05 V.

$$\hat{u}_{\text{BE}} = 0,05 \text{ V}$$

Die Verstärkungsfaktoren können aus dem Vierquadranten-Kennlinienfeld entnommen werden:

**Spannungsverstärkung:**

$$V_u = \frac{\hat{u}_{\text{CE}}}{\hat{u}_{\text{BE}}}$$

**Stromverstärkung:**

$$V_i = \frac{\hat{i}_C}{\hat{i}_B}$$

**Leistungsverstärkung:**

$$V_p = V_u \cdot V_i$$

$$P_2 = \frac{\hat{u}_{\text{CE}} \cdot \hat{i}_C}{2}$$

$$P_1 = \frac{\hat{u}_{\text{BE}} \cdot \hat{i}_B}{2}$$

$$V_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\hat{u}_{\text{CE}} \cdot \hat{i}_C}{\hat{u}_{\text{BE}} \cdot \hat{i}_B}$$

$$V_p = V_u \cdot V_i$$

Für das Schaltungsbeispiel gilt:

$$V_u = \frac{\hat{u}_{\text{CE}}}{\hat{u}_{\text{BE}}} = \frac{2 \text{ V}}{0,05} = 40$$

$$V_i = \frac{\hat{i}_C}{\hat{i}_B} = \frac{1 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = 100$$

$$V_p = V_u \cdot V_i = 40 \cdot 100 = 4000$$

Zwischen der Basiswechselspannung  $U_{BE}$  und der Kollektorwechselspannung  $U_{CE}$  besteht eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$ , wie man aus dem Vierquadranten-Kennlinienfeld entnehmen kann. Dies ist eine Eigenart der Emittergrundschaltung.



### Merksatz

Bei Emitterschaltung ist die Ausgangswechselspannung gegenüber der Eingangswechselspannung um  $180^\circ$  phasenverschoben.

### *Stromsteuerung und Spannungssteuerung*



### Merksatz

Zu einem sinusförmigen Basiswechselstrom gehört eine nichtsinusförmige Basiswechselspannung (Bild 7.29).

Zu einer sinusförmigen Basiswechselspannung gehört ein nichtsinusförmiger Basiswechselstrom (Bild 7.30).

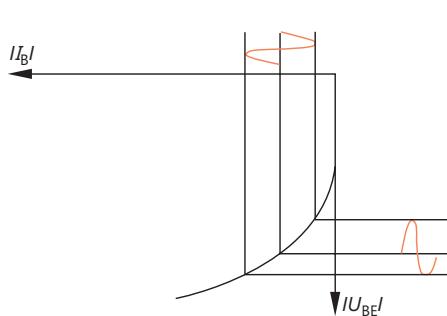


Bild 7.29 Stromsteuerung

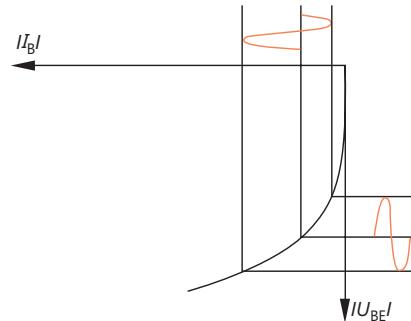


Bild 7.30 Spannungssteuerung

Da die  $I_C$ - $I_B$ -Kennlinie im genutzten Bereich annähernd eine Gerade ist, hat die Stromkurve von  $I_C$  praktisch die gleiche Form wie die Stromkurve von  $I_B$ .

Steuert man einen Transistor mit sinusförmigem Basiswechselstrom aus, so sind auch Kollektorwechselstrom und Kollektorwechselspannung sinusförmig (siehe Vierquadranten-Kennlinienfeld).

Steuert man einen Transistor mit sinusförmiger Basiswechselspannung aus, so sind Basiswechselstrom, Kollektorwechselstrom und Kollektorwechselspannung nicht sinusförmig, also verzerrt.



### Merksatz

Kollektorwechselstrom und Kollektorwechselspannung haben angenähert den gleichen zeitlichen Verlauf wie der Basiswechselstrom.

Will man eine möglichst verzerrungsarme Signalverstärkung, so muss man darauf achten, dass der zeitliche Verlauf des Basiswechselstromes dem zeitlichen Verlauf des zu verstärkenden Signals entspricht. Diese Art der Steuerung des Transistors nennt man *Stromsteuerung*.

Stromsteuerung besteht, wenn der Innenwiderstand der steuernden Spannungsquelle groß ist gegenüber dem Eingangswiderstand des Transistors. In diesem Fall wird der Stromverlauf durch den Eingangswiderstand des Transistors fast nicht beeinflusst.

### Definition



Bei Stromsteuerung muss der Innenwiderstand der steuernden Spannungsquelle groß gegenüber dem Transistoreingangswiderstand sein (Unteranpassung, Stromanpassung).

Ist der Innenwiderstand der steuernden Spannungsquelle nicht groß genug, so ist es zweckmäßig, einen Vorwiderstand  $R_Z$  zu verwenden (Bild 7.31).

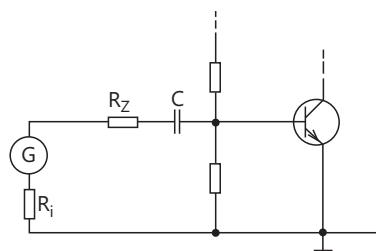


Bild 7.31  
Transistorsteuerung mit angenähert konstantem Strom (Stromsteuerung)

Am Vorwiderstand  $R_Z$  geht natürlich ein Teil der Steuerleistung verloren. Die Leistungsverstärkung wird dadurch geringer.

Steuert man einen Transistor so, dass der zeitliche Verlauf der Basiswechselspannung dem zeitlichen Verlauf des zu verstärkenden Signals entspricht, so ist das Spannungssteuerung.

### Definition



Bei Spannungssteuerung muss der Innenwiderstand der steuernden Spannungsquelle klein gegenüber dem Transistoreingangswiderstand sein (Überanpassung, Spannungsanpassung).

Bei Verstärkerstufen verwendet man meist die Stromsteuerung.

## 7.8 Restströme, Sperrspannungen und Durchbruchspannungen

### 7.8.1 Restströme

Restströme kennzeichnen das Sperrverhalten der Transistorstrecken. Bei einem idealen Transistor wären alle Restströme null. Bei einem realen Transistor, also bei einem technisch zu verwirklichenden Transistor, muss man wegen der Eigenleitfähigkeit bzw. wegen der Minoritätsträgereffekte gewisse Restströme in Kauf nehmen. Die Restströme sollten aber möglichst klein sein.

Die Restströme werden stets über zwei Transistorelektroden gemessen. Die dritte Transistorelektrode bleibt offen, wird kurzgeschlossen (d.h. mit einer anderen Transistorelektrode verbunden) oder über einen Widerstand an eine andere Transistorelektrode angeschlossen. Die Kennzeichnung der Restströme erfolgt nach einem bestimmten Schema:

Der Index des Kurzzeichens  $I$  besteht aus drei Buchstaben.

**1. Buchstabe:**

Transistorelektrode, an die der positive Pol der Spannungsquelle gelegt wird.

**2. Buchstabe:**

Transistorelektrode, an die der negative Pol der Spannungsquelle gelegt wird.

**3. Buchstabe:**

Er gibt Auskunft über die Anschlussart der dritten, nicht genannten Elektrode.

O Die dritte Elektrode ist offen.

S Die dritte Elektrode ist kurzgeschlossen. Sie ist mit der als zweiter Buchstabe genannten Elektrode verbunden.

R Es liegt ein ohmscher Widerstand zwischen der dritten Elektrode und der mit dem zweiten Buchstaben bezeichneten Elektrode. Die Größe des Widerstandes wird angegeben.

V Zwischen der dritten Elektrode und der mit dem zweiten Buchstaben bezeichneten Elektrode liegt eine Vorspannung in Sperrrichtung. Die Größe der Vorspannung ist angegeben.

Man kann also viele verschiedene Restströme definieren. Es sollen hier nur die wichtigsten Restströme betrachtet werden.

#### Kollektor-Emitter-Reststrom bei offener Basis ( $I_{CEO}$ )

Die Emitterdiode ist in Durchlassrichtung, die Kollektordiode in Sperrrichtung gepolt (Bild 7.32).

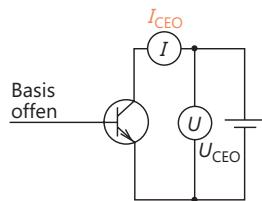


Bild 7.32

Bestimmung des Kollektor-Emitter-Reststromes  $I_{CEO}$

#### Kollektor-Emitter-Reststrom bei kurzgeschlossener Basis ( $I_{CES}$ )

Die Emitterdiode ist überbrückt. Der Reststrom ist der Sperrstrom der Kollektordiode (Bild 7.33).

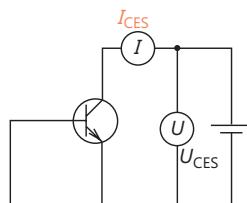


Bild 7.33

Bestimmung des Kollektor-Emitter-Reststromes  $I_{CES}$

### Emitter-Basis-Reststrom bei offenem Kollektor ( $I_{EBO}$ )

Dieser Reststrom ist der Sperrstrom der Emitterdiode (Bild 7.34).

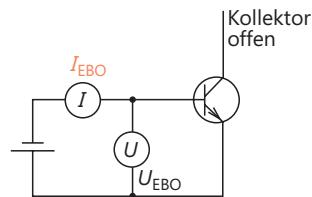


Bild 7.34

Bestimmung des Emitter-Basis-Reststromes  $I_{EBO}$

### Kollektor-Emitter-Reststrom bei gesperrter Emitterdiode ( $I_{CEV}$ )

Die Emitterdiode erhält eine Vorspannung in Sperrrichtung. Die Größe der Vorspannung ist im Datenblatt angegeben (Bild 7.35).

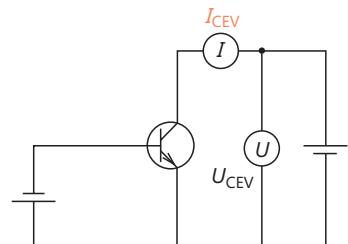


Bild 7.35

Bestimmung des Kollektor-Emitter-Reststromes  $I_{CEV}$

### Kollektor-Emitter-Reststrom mit einem Widerstand zwischen Basis und Emitter ( $I_{CER}$ )

Der Wert des Widerstandes  $R_{BE}$  ist im Datenblatt angegeben (Bild 7.36).

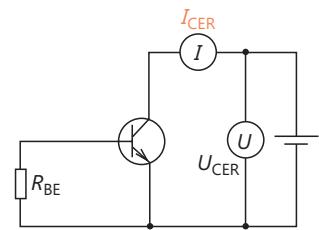


Bild 7.36

Bestimmung des Kollektor-Emitter-Reststromes  $I_{CER}$

### Kollektor-Basis-Reststrom bei offenem Emitteranschluss ( $I_{CBO}$ )

Die Messschaltung ist in Bild 7.37 angegeben.

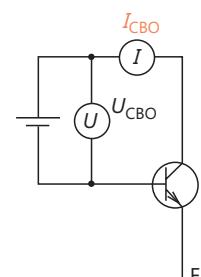


Bild 7.37

Bestimmung des Kollektor-Basis-Reststromes  $I_{CBO}$

## 7.8.2 Sperrspannungen

Die bei der Messung der Restströme angelegten Spannungen nennt man Sperrspannungen. Sie werden mit den gleichen Buchstaben gekennzeichnet wie die Restströme. Die z.B. bei der Messung des Kollektor-Emitter-Reststromes bei gesperrter Emitterdiode angelegte Spannung heißt  $U_{CEV}$ .

Für die Sperrspannungen gibt es bestimmte Grenzwerte. Diese dürfen nicht überschritten werden (siehe Abschnitt 7.12.2.1).

## 7.8.3 Durchbruchspannungen

Wird die höchstzulässige Sperrspannung an einer Transistor diodenstrecke überschritten, so steigt der Sperrstrom stark an. Dies ist der Beginn einer Ladungsträgerlawine.

Der Transistor kann durch diese Ladungsträgerlawine zerstört werden, wenn der Strom nicht begrenzt wird.

Die Durchbruchspannung wird immer für einen bestimmten Stromwert angegeben. Dies ist ein Stromwert, bei dem der Transistor noch nicht zerstört wird.

Wie bei den Restströmen und bei den Sperrspannungen lassen sich auch verschiedene Durchbruchspannungen definieren. Die Kennzeichnung der Durchbruchspannungen entspricht der Kennzeichnung der Sperrspannungen. Zusätzlich erhält der Index die Buchstaben «BR»).

Die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei offener Basis hat also die Bezeichnung:

$$\underline{U_{(BR)CEO}}$$

Bild 7.38 zeigt die Messschaltung. Die Durchbruchspannung gilt z.B. für einen Strom von  $I_{CEO} = 2 \text{ mA}$ .

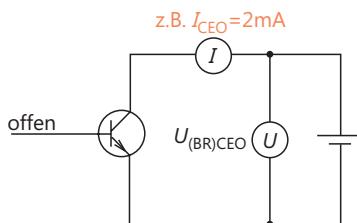


Bild 7.38  
Bestimmung der Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung  $U_{(BR)CEO}$

## 7.9 Übersteuerungszustand und Sättigungsspannungen

Je größer der Basisstrom ist, desto mehr steuert ein Transistor durch. Das heißt, die Strecke Kollektor-Emitter wird umso niederohmiger, je stärker man den Basisstrom und die zugehörige Basis-Emitter-Spannung erhöht.

Dies gilt natürlich nur für einen bestimmten Steuerbereich.

Betrachten wir die Transistorschaltung Bild 7.39. Je größer der Basisstrom  $I_B$  wird, desto größer wird auch der Kollektorstrom  $I_C$ , desto kleiner wird die Kollek-

tor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$ . Bei einer bestimmten Basisstromstärke ist jedoch der kleinste Wert von  $U_{CE}$  erreicht. Der Transistor ist jetzt voll durchgesteuert. Die Strecke Kollektor-Emitter hat ihren kleinsten Widerstandswert erreicht. Der Kollektorstrom wird praktisch nur noch durch den äußeren Stromkreis bestimmt.

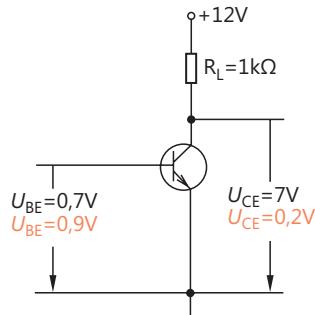


Bild 7.39  
Transistorschaltstufe mit Spannungsangaben  
für den übersteuerten Zustand des Transistors

Die Spannung  $U_{CE}$ , die bei diesem kleinsten Widerstandswert herrscht, ist einmal vom Transistortyp abhängig, zum anderen von der Größe des Stromes  $I_C$ . Ein möglicher Wert ist  $U_{CE} = 0,2 V.$

Diese Kollektor-Emitter-Spannung wird Sättigungsspannung, genauer Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ( $U_{CESat}$ ) genannt.

Die Basis-Emitter-Spannung, die sich unter den für die Ermittlung von  $U_{CESat}$  geltenden Bedingungen ergibt, heißt Basis-Emitter-Sättigungsspannung.

(Die Sättigungsspannungen wurden früher Restspannungen genannt.)

Wird ein Transistor aufgesteuert, so sinkt also die Spannung  $U_{CE}$  ab. Bei einem bestimmten Steuerzustand sind die Spannungen  $U_{CE}$  und  $U_{BE}$  gleich groß. Das bedeutet, dass die Sperrsicht Basis-Kollektor ohne äußere Spannung betrieben wird (Bild 7.40).

$$U_{CE} = U_{BE} \\ U_{CB} = 0$$

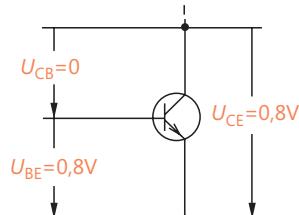


Bild 7.40  
Der Basis-Kollektor-pn-Übergang  
wird ohne Spannung betrieben

Die Kollektordiode ist also nicht mehr in Sperrrichtung gepolt. Sinkt die Spannung  $U_{CE}$  weiter ab, so wird die Kollektordiode in Durchlassrichtung betrieben. Diesen Zustand des Transistors nennt man Übersteuerungszustand (Bild 7.41).

### Merkzettel

Ein Transistor befindet sich im Übersteuerungszustand, wenn Kollektordiode und Emitterdiode in Durchlassrichtung betrieben werden.



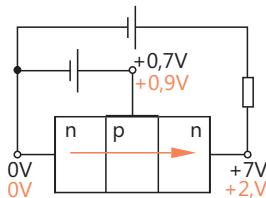


Bild 7.41  
Transistor im Übersteuerungszustand  
(rote Spannungsangaben)

Im Übersteuerungszustand ist das Innere des Transistors von Ladungsträgern über schwemmt. Der Basisstrom ist wesentlich größer als im Normalzustand.



### Merksatz

Im Übersteuerungszustand bei Sättigungsspannung hat die Kollektor-Emitter-Strecke ihren kleinsten Widerstandswert.

Dieser Widerstandswert heißt *Sättigungswiderstand*.

Transistoren werden vor allem in Schalterstufen im Übersteuerungszustand betrieben.

## 7.10 Transistorverlustleistung

### 7.10.1 Verlustleistung und Verlusthyperbel

In einem Transistor wird während des Betriebes elektrische Arbeit in Wärme umgesetzt. Der Transistor wird dadurch erwärmt.

Man unterscheidet eine Kollektor-Emitter-Verlustleistung  $P_{CE}$  und eine Basis-Emitter-Verlustleistung  $P_{BE}$ . Es gilt:

$$P_{CE} = U_{CE} \cdot I_C$$

$$P_{BE} = U_{BE} \cdot I_C$$

Beide Verlustleistungen ergeben zusammen die Gesamtverlustleistung  $P_{tot}$

$$P_{tot} = U_{CE} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B$$

Die Basis-Emitter-Verlustleistung ist meist sehr viel kleiner als die Kollektor-Emitter-Verlustleistung. Die Gesamtverlustleistung ist daher angenähert:

$$P_{tot} \approx U_{CE} \cdot I_C$$

In den Transistor-Datenblättern wird eine höchstzulässige Gesamtverlustleistung bei bestimmten Kühlbedingungen angegeben. Soll diese Verlustleistung nicht überschritten werden, so ist für jede Spannung  $U_{CE}$  ein bestimmter höchster Strom  $I_{Cmax}$  einzuhalten. Dieser höchste Strom kann in das Ausgangskennlinienfeld  $I_C = f(U_{CE})$

eingetragen werden. Verbindet man die Strompunkte, so erhält man die sogenannte *Verlusthyperbel* (Bild 7.42).

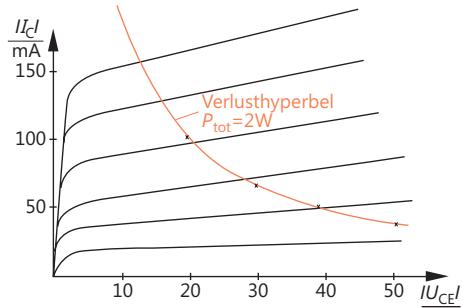


Bild 7.42  
Darstellung der Verlusthyperbel

### Beispiel



Ein Transistor hat unter bestimmten Kühlbedingungen eine höchstzulässige Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  von 5 W.

Für einige Spannungen  $U_{\text{CE}}$  ergeben sich folgende höchste Stromwerte  $I_{\text{Cmax}}$ :

$$P_{\text{tot}} = U_{\text{CE}} \cdot I_{\text{Cmax}}$$

$$I_{\text{Cmax}} = \frac{P_{\text{tot}}}{U_{\text{CE}}}$$

$\frac{U_{\text{CE}}}{V}$	$\frac{I_{\text{Cmax}}}{\text{mA}}$	$\frac{P_{\text{tot}}}{\text{W}}$
10	500	5
20	250	5
30	167	5
40	125	5

Mit diesen und weiteren Stromwerten kann die Verlusthyperbel gezeichnet werden (Bild 7.43).

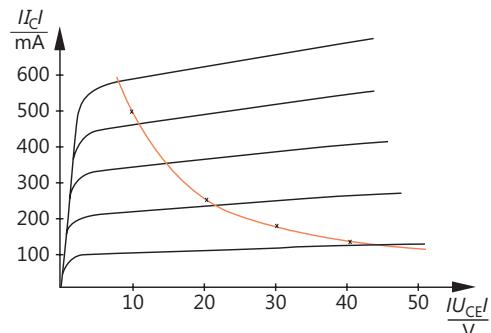


Bild 7.43  
Berechnung der Verlusthyperbel  
(Beispiel)



### Merksatz

Der Arbeitspunkt eines Transistors muss stets im Gebiet unterhalb der Verlusthyperbel liegen. Liegt er im Gebiet oberhalb der Verlusthyperbel, so wird der Transistor wärmemäßig überlastet und zerstört.

## 7.10.2 Kühlung von Transistoren

Die höchstzulässige Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  hängt einmal davon ab, welche Sperrsichttemperatur das Transistorkristall vertragen kann; zum anderen hängt sie davon ab, welche Wärmemenge pro Zeiteinheit abgeführt wird.

Die höchstzulässige Sperrsichttemperatur wird in den Transistordaten angegeben. Sie wird mit dem Kurzzeichen  $T_j$  bezeichnet.



### Definition

Die Wärmemenge, die bei einem bestimmten Temperaturunterschied zwischen der Sperrsicht und der kühlenden Umgebung pro Zeiteinheit abgeführt wird, ergibt den Wärmeleitwert  $G_{\text{th}}$ .

Der Kehrwert des Wärmeleitwertes ist der Wärmewiderstand  $R_{\text{th}}$ .

$$R_{\text{th}} = \frac{\text{Temperaturunterschied Sperrsicht} - \text{kühlende Umgebung}}{\text{abgeführte Wärmemenge pro Zeiteinheit}}$$

Die pro Zeiteinheit abgeführte Wärmemenge muss gleich der pro Zeiteinheit entstehenden Wärmemenge sein, wenn die Temperatur nicht weiter zunehmen soll.

Die pro Zeiteinheit entstehende Wärmemenge entspricht aber der Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$ .

$$R_{\text{th}} = \frac{T_j - T_x}{P_{\text{tot}}}$$

Die Einheit des Wärmewiderstandes ist °C/W oder K/W

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_x}{R_{\text{th}}}$$

$T_j$  = höchstzulässige Sperrsichttemperatur  
 $T_x$  = Temperatur einer kühlenden Umgebung

Als kühlende Umgebung kann das Transistorgehäuse, die umgebende Luft oder auch ein Kühlblech bzw. ein Metallgehäuse gelten. Dementsprechend gibt es sehr verschiedene Wärmewiderstände, z.B.:

- $R_{\text{thG}}$  Wärmewiderstand Sperrsicht–Gehäuse,
- $R_{\text{thGK}}$  Wärmewiderstand Gehäuse–Kühlkörper,
- $R_{\text{thK}}$  Wärmewiderstand Kühlkörper–umgebende Luft.

Der Gesamtwärmewiderstand eines auf einem Kühlkörper montierten Transistors zwischen Sperrsicht und umgebender Luft setzt sich wie folgt zusammen:

$$R_{\text{thg}} = R_{\text{thG}} + R_{\text{thGK}} + R_{\text{thK}}$$

$R_{\text{thG}}$  kann dem Transistordatenblatt entnommen werden.  $R_{\text{thK}}$  ist ein Kennwert des Kühlkörpers.

$R_{\text{thGK}}$  hängt von der Montage ab. Es ist günstig, eine Wärmeleitpaste zu verwenden.

### Merksatz



Je besser ein Transistor gekühlt ist, desto höher ist die höchstzulässige Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$ .

### Beispiel



Für den Leistungstransistor BD 107 ist eine höchste Sperrsichttemperatur von  $175^{\circ}\text{C}$  zugelassen. Der Hersteller gibt einen Wärmewiderstand  $R_{\text{thG}} = 12^{\circ}\text{C}/\text{W}$  an. Der Transistor wird auf ein Kühlblech mit einem Wärmewiderstand  $R_{\text{thK}} = 1,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$  montiert. Zur Isolation ist eine Glimmerzwischenscheibe erforderlich. Es ergibt sich ein Wärmewiderstand  $R_{\text{thGK}} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Welche größte Verlustleistung kann der Transistor vertragen? Die Umgebungstemperatur  $T_x$  kann maximal  $35^{\circ}\text{C}$  betragen.

$$R_{\text{thg}} = R_{\text{thG}} + R_{\text{thGK}} + R_{\text{thK}}$$

$$R_{\text{thg}} = 12^{\circ}\text{C}/\text{W} + 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W} + 1,5^{\circ}\text{C}/\text{W} = 14^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_x}{R_{\text{thg}}} = \frac{175^{\circ}\text{C} - 35^{\circ}\text{C}}{14^{\circ}\text{C}/\text{W}} = \frac{140}{14} \text{ W}$$

$$P_{\text{tot}} = 10 \text{ W}$$

Wird ein Transistor nicht auf ein Kühlblech montiert, sondern wird er, wie üblicherweise alle Kleinsignaltransistoren, direkt von der umgebenden Luft gekühlt, so ist der Wärmewiderstand  $R_{\text{thU}}$  anzusetzen.

$R_{\text{thU}}$  = Wärmewiderstand Sperrsicht – umgebende Luft  
(bei freihängender Montage)

Für den Transistor BD 107 ist  $R_{\text{thU}} = 40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_x}{R_{\text{thU}}} = \frac{175^{\circ}\text{C} - 35^{\circ}\text{C}}{40^{\circ}\text{C}/\text{W}} = \frac{140}{40} \text{ W}$$

$$P_{\text{tot}} = 3,5 \text{ W}$$

Ohne Kühlkörper kann dieser Transistor nur eine größte Verlustleistung von  $3,5 \text{ W}$  vertragen.

## 7.11 Temperatureinfluss und Arbeitspunktstabilisierung

Die meisten Kennwerte von Transistoren sind temperaturabhängig. Die Kennlinien verschieben sich etwas bei Temperaturerhöhung. Dies gilt besonders für die Eingangskennlinie  $I_B = f(U_{BE})$  (Bild 7.44).

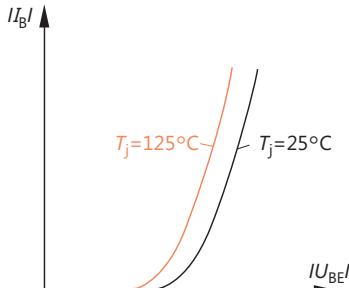


Bild 7.44  
Verschiebung der Eingangskennlinie durch Temperaturerhöhung



### Merksatz

Bei gleicher Basis-Emitter-Spannung ergeben sich bei höheren Temperaturen höhere Basisströme.

Höhere Basisströme haben aber höhere Kollektorströme zur Folge. Das bedeutet, dass ein einmal eingestellter Arbeitspunkt bei Erwärmung des Transistors «wegläuft».

Der Arbeitspunkt kann einmal mit Hilfe eines *Emitter-Widerstandes*  $R_E$  (Bild 7.45) stabilisiert werden.

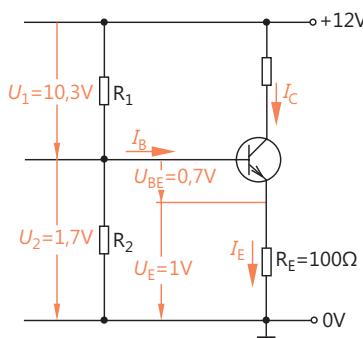


Bild 7.45  
Arbeitspunktstabilisierung mit Emitterwiderstand

Die Spannung  $U_2$  ist durch den aus  $R_1$  und  $R_2$  bestehenden Spannungsteiler weitgehend festgelegt. Es gilt:

$$U_2 = U_{BE} + U_E$$

$$U_{BE} = U_2 - U_E$$

$$U_{BE} = 1,7 \text{ V} - 1,0 \text{ V} = 0,7 \text{ V}$$

Steigt  $I_E$  nun infolge der Erwärmung auf 10,5 mA, so fällt an  $R_E$  eine Spannung von 1,05 V ab.

$$\begin{aligned}U_E &= I_E \cdot R_E \\U_E &= 10,5 \text{ mA} \cdot 100 \Omega = 1,050 \text{ V}\end{aligned}$$

Die Spannung  $U_2$  ändert sich jedoch praktisch nicht, so dass  $U_{BE}$  jetzt nur noch 0,65 V beträgt.

$$\begin{aligned}U_{BE} &= U_2 - U_E \\U_{BE} &= 1,7 \text{ V} - 1,05 \text{ V} = 0,65 \text{ V}\end{aligned}$$

Der Transistor wird jetzt etwas zugesteuert.  $I_E$  sinkt ab. Bei richtiger Bemessung von  $R_E$  ergibt sich eine gute Stabilisierung.

Wird die Schaltung mit einem Wechselstrom ausgesteuert, so erzeugt der Emitterwechselstrom einen oft unerwünschten Spannungsabfall an  $R_E$ . Um diesen Spannungsabfall zu vermeiden, überbrückt man  $R_E$  oft mit einem großen Kondensator (Bild 7.46).

Ein anderes Mittel zur Arbeitspunktstabilisierung ist der *temperaturabhängige Spannungsteiler*.

Man schaltet parallel zum Widerstand  $R_2$  einen NTC-Widerstand (Bild 7.47).

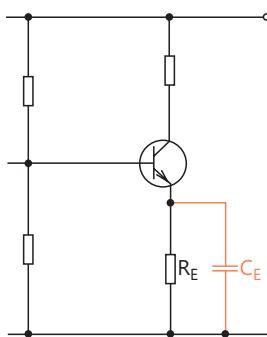


Bild 7.46 Umlleitung des Emitterwechselstromes über  $C_E$

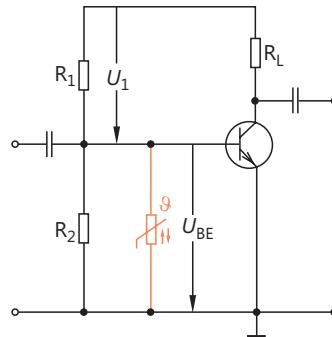


Bild 7.47 Arbeitspunktstabilisierung mit Hilfe eines NTC-Widerstandes

Dieser NTC-Widerstand muss eng mit dem Transistorgehäuse verbunden sein. Erwärmst sich das Transistorgehäuse, so erwärmt sich auch der NTC-Widerstand. Sein Widerstandswert verringert sich. Damit wird auch der Gesamtwiderstand im unteren Spannungsteilerzweig geringer.

Das Spannungsteilverhältnis wird so verändert, dass die Spannung  $U_{BE}$  absinkt. Der Transistor wird entsprechend zugesteuert.

## 7.12 Transistorrauschen

### 7.12.1 Ursachen des Rauschens

Ladungsträger führen in Leitern und in Halbleiterkristallen unregelmäßige Bewegungen aus, das heißt, sie bewegen sich nicht alle gleich schnell und nicht in gleicher Richtung. Die Ladungsträgerbewegungen werden ganz wesentlich durch die Wärmeschwingungen der Atome beeinflusst.

Diese unregelmäßigen Ladungsträgerbewegungen führen bei allen Strömen zu einem allerdings sehr kleinen Wechselstromanteil, dem sogenannten *Rauschstrom*.



### Merkzettel

Jeder Strom enthält einen Rauschstromanteil.

An den Klemmen eines Widerstandes  $R$  entsteht eine Rauschspannung. Rauschstrom und Rauschspannung enthalten alle nur möglichen Frequenzen. Die *Rauschleistung*  $P_r$ , ist das Produkt aus dem Effektivwert der Rauschspannung und dem Effektivwert des Rauschstromes.

$$P_r = U_r \cdot I_r$$

$P_r$  Rauschleistung

$U_r$  Rauschspannung (Effektivwert)

$I_r$  Rauschstrom (Effektivwert)

### 7.12.2 Widerstandsrauschen

Das in Wirkwiderständen entstehende Rauschen wird Widerstandsrauschen genannt. Die Rauschleistung eines Widerstandes  $R$  wird stets für eine interessierende Frequenz-Bandbreite  $b$  angegeben.

$$P_{rR} = 4 \cdot k \cdot T \cdot b$$

$P_{rR}$  Rauschleistung eines Widerstandes

$k$  Boltzmann-Konstante

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Wattsekunden}}{\text{Kelvin}}$$

$T$  absolute Temperatur in Kelvin (K)

$b$  Frequenzbandbreite

Bei Zimmertemperatur ( $\approx 20^\circ\text{C}$ ) gilt:

$$4 \cdot k \cdot T = 1,6 \cdot 10^{-20}$$

Aus der Rauschleistung kann die *Rauschspannung*  $U_{rR}$  an einem Widerstand  $R_i$  errechnet werden.

$$U_{rR} = \sqrt{P_{rR} \cdot R_i} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot b \cdot R_i}$$

Der Widerstand  $R_i$  wird als Generator aufgefasst.  $U_{rR}$  ist die Leerlauf-Rauschspannung.

### 7.12.3 Rauschzahl und Rauschmaß

Im Kristall eines Transistors entsteht ebenfalls eine Rauschleistung. Außerdem verstärkt ein Transistor das Rauschen, das vom Innenwiderstand seiner Signalspannungsquelle herkommt.

#### Merkzettel



Angaben über die Rauschleistung eines Transistors werden stets im Zusammenhang mit dem Innenwiderstand seiner Signalspannungsquelle gemacht.

Die Rauschleistung, die ein Transistor von seiner Signalspannungsquelle erhält, sei  $P_{R1}$ . Diese Leistung wird vom Transistor entsprechend seinem Leistungsverstärkungsfaktor  $V_p$  verstärkt, so dass am Ausgang eine Leistung  $P_{R1} \cdot V_p$  vorhanden wäre, wenn der Transistor selbst keine Rauschleistung erzeugen würde.

Der Transistor erzeugt aber selbst eine Rauschleistung, die  $P_{RT}$  genannt wird. Um diese Rauschleistung ist die Ausgangrauschleistung des Transistors größer als  $P_{R1} \cdot V_p$ .

Die tatsächliche Rauschausgangsleistung ist also:

$$P_{RT2} = P_{R1} \cdot V_p + P_{RT}$$

Die Rauschausgangsleistung bei rauschfreiem Transistor wäre:

$$P_{R2} = P_{R1} \cdot V_p$$

#### Definition



Die Rauschzahl  $F$  gibt das Verhältnis zwischen der tatsächlichen Rauschausgangsleistung und der Rauschausgangsleistung bei rauschfreiem Transistor an.

$$F = \frac{P_{RT2}}{P_{R2}} = \frac{P_{R1} \cdot V_p + P_{RT}}{P_{R2} \cdot V_p} \quad F \text{ Rauschzahl}$$

$$P_{RT2} \text{ tatsächliche Rauschausgangsleistung des Transistors}$$

$$P_{RT2} = F \cdot P_{R2}$$

$$P_{RT2} = F \cdot P_{R1} \cdot V_p$$

$P_{R2}$  Rauschausgangsleistung des rauschfreien Transistors

$$F = 1 + \frac{P_{RT}}{P_{R1} \cdot V_p}$$

$P_{R1}$  Rauscheingangsleistung des Transistors

$P_{RT}$  Rauschleistung, im Transistor entstanden

$V_p$  Leistungsverstärkungsfaktor

Würde ein Transistor nicht rauschen, so wäre seine Rauschzahl 1. In der Praxis ist  $F$  jedoch stets größer als 1. Übliche Werte von  $F$  liegen zwischen 1,4 und 10.

Das durch die Rauschzahl  $F$  festgelegte Leistungsverhältnis wird oft als logarithmisches Leistungsmaß in dB angegeben.

$$F = \frac{P_{\text{RT}2}}{P_{\text{R}2}}$$

$$F^* = 10 \cdot \lg \frac{P_{\text{RT}2}}{P_{\text{R}2}} \text{ dB}$$

Die Größe  $F^*$  wird als Rauschmaß bezeichnet. Übliche Rauschmaße liegen zwischen 1,5 dB und 10 dB.



### Merksatz

Das Rauschen eines Transistors ist umso geringer, je kleiner Rauschzahl und Rauschmaß sind.

Rauschzahl und Rauschmaß sind abhängig von der Transistorart und vom gewählten Arbeitspunkt. Bei kleinen Kollektorströmen ist das Rauschen geringer als bei großen Kollektorströmen. Das Rauschen hat immer dann eine große Bedeutung, wenn sehr kleine Signale verstärkt werden sollen. Kleine Signalspannungen können im Rauschen untergehen. Weiteres Verstärken hilft nichts, da die Rauschspannungen mit verstärkt werden.



### Definition

Die Rauschspannung bestimmt die kleinste noch sinnvoll verstärkbare Signalspannung.

Die Rauschspannungen können aus den Rauschleistungen errechnet werden. Oft geht man von der Voraussetzung aus, dass alle Rauschleistung vom Innenwiderstand des Signalgenerators kommt und der Transistor selbst rauschfrei sei. In diesem Fall nimmt man eine höhere Rauscheinangsleistung des Transistors, die sogenannte Ersatzrauschleistung  $P_{\text{ER}1}$ , an, die wie folgt gefunden wird:

$$P_{\text{RT}2} = F \cdot P_{\text{R}2}$$

$$\frac{P_{\text{RT}2}}{V_p} = F \cdot \frac{P_{\text{R}2}}{V_p}$$

$$P_{\text{ER}1} = F \cdot P_{\text{R}1}$$



### Merksatz

Multipliziert man die dem Transistor tatsächlich zugeführte Rauschleistung  $P_{\text{R}1}$  mit der Rauschzahl  $F$ , so erhält man die Ersatzrauschleistung.

**Beispiel**

Für den Transistor BSY 52 wird ein Rauschmaß von 6 dB angegeben. Dies entspricht einer Rauschzahl  $F = 4$ . Der Innenwiderstand der Signalspannungsquelle ist  $10 \text{ k}\Omega$ . Der Transistor wird in einem Frequenzbereich von 0 bis 20 kHz mit einer Leistungsverstärkung  $V_p = 4000$  betrieben.

- Wie groß sind Rauschleistung und Leerlauf-Rauschspannung des Innenwiderstandes der Signalspannungsquelle bei Zimmertemperatur?
- Welche Rauscheinangsleistung ergibt sich bei einem Eingangswiderstand von  $r_{BE} = 10 \text{ k}\Omega$ ?
- Wie groß ist die tatsächliche Rauschausgangsleistung?

a)  $P_{rR} = 4 \cdot k \cdot T \cdot b$

$$P_{rR} = 1,6 \cdot 10^{-20} \text{ W} \cdot 20 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

$$P_{rR} = 32 \cdot 10^{-17} \text{ W}$$

$$P_{rR} = 320 \cdot 10^{-18} \text{ W}$$

$$U_{rR} = \sqrt{P_{rR} \cdot R_i} = \sqrt{320 \cdot 10^{-18} \cdot 10^4} \text{ V}$$

$$U_{rR} = 17,89 \cdot 10^{-7} \text{ V}$$

$$U_{rR} = 1,789 \mu\text{V}$$

- b) Bei Anpassung ( $R_i = r_{BE} = 10 \text{ k}\Omega$ ) ist die Rauschspannung am Transistoreingang  $U_{R1}$  halb so groß wie die Leerlauf-Rauschspannung  $U_{rR}$ .

$$U_{R1} = \frac{U_{rR}}{2} = 0,8945 \mu\text{V}$$

Die Rauscheinangsleistung des Transistors  $P_{R1}$  ist dann ein Viertel der Rauschleistung  $P_{rR}$ .

$$P_{R1} = \left( \frac{U_{rR}}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{r_{BE}} = \left( \frac{1,789 \cdot 10^{-6}}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{10 \cdot 10^3} \text{ W}$$

$$P_{R1} = 0,8 \cdot 10^{-16} \text{ W}$$

$$P_{R1} = 80 \cdot 10^{-18} \text{ W}$$

c)  $P_{RT2} = F \cdot P_{R1} \cdot V_p = 4 \cdot 80 \cdot 10^{-18} \text{ W} \cdot 4000$

$$P_{RT2} = 1280000 \cdot 10^{-18} \text{ W}$$

$$P_{RT2} = 1,28 \cdot 10^{-12} \text{ W}$$

$$P_{RT2} = 1,28 \text{ pW}$$

## 7.13 Transistordaten

Die Eigenschaften eines Transistors werden durch seine Daten beschrieben. Die Daten werden eingeteilt in *Kennwerte* und *Grenzwerte*. Sie können den Datenblättern der Hersteller entnommen werden.

## 7.13.1 Kennwerte



### Definition

Die Kennwerte geben die Betriebseigenschaften des Transistors an.

#### 7.13.1.1 Signalkennwerte

Das Signalverhalten eines Transistors wird durch die folgenden Kennwerte, die für Emitterschaltung gelten, bestimmt:

*differentieller Eingangswiderstand*

$$r_{BE} = h_{11e}$$

*differentieller Ausgangswiderstand*

$$r_{CE} = \frac{1}{h_{22e}}$$

*differentieller Rückwirkungsfaktor*

$$D = h_{12e}$$

*differentieller Stromverstärkungsfaktor*

$$\beta = h_{21e}$$

Diese Kennwerte sind in Abschnitt 7.5 zusammen mit den Kennlinienfeldern näher erläutert. Sie gelten stets nur für einen bestimmten Arbeitspunkt.

#### 7.13.1.2 Gleichstromverhältnis

Ein weiterer Kennwert ist die *Gleichstromverstärkung B*, die auch *Gleichstromverhältnis* oder Kollektor-Basis-Stromverhältnis genannt wird.

$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

Der Wert für  $B$  wird meist für verschiedene Arbeitspunkte angegeben, die durch  $U_{CE}$  und  $I_C$  bestimmt sind.

#### 7.13.1.3 Restströme und Durchbruchspannungen

Wichtige Kennwerte sind auch die *Transistorrestströme* und die *Durchbruchspannungen* (Abschnitt 7.8). Die Hersteller geben meist nur einige besonders wichtige Restströme in den Datenblättern an, z.B. den Kollektor-Emitter-Reststrom (Basis mit Emitter verbunden)  $I_{CES}$  und den Kollektor-Basis-Reststrom bei offenem Emitter  $I_{CBO}$ .

Als Kennwerte werden die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung  $U_{(BR)CEO}$  (Basis offen), die Emitter-Basis-Durchbruchspannung  $U_{(BR)EBO}$  (Kollektor offen) und die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung  $U_{(BR)CES}$  (Emitter mit Basis verbunden) angegeben. Zu jeder Angabe gehört der zugehörige Sperrstromwert.

### 7.13.1.4 Sperrsichtkapazitäten

Für einige Anwendungsfälle ist es wichtig, die Sperrsichtkapazitäten der Transistor diodenstrecken zu kennen. Die Kapazitätswerte gelten für bestimmte Sperrspannungen, z.B.:

#### *Kollektor-Basis-Kapazität*

(Emitteranschluss offen,  $U_{CB} = 10 \text{ V}$ )       $C_{CBO} = 6 \text{ pF}$

#### *Emitter-Basis-Kapazität*

(Kollektoranschluss offen,  $U_{EB} = 0,5 \text{ V}$ )       $C_{EBO} = 25 \text{ pF}$

### 7.13.1.5 Grenzfrequenzen

Bei hohen Frequenzen machen sich die Sperrsichtkapazitäten ungünstig bemerkbar. Der differentielle Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  wird von einer bestimmten Frequenz ab geringer. Transistoren haben also Grenzfrequenzen:

#### *Frequenz bei Stromverstärkung 1 ( $f_{\beta=1}$ )*

$(\beta = 1)$ -Frequenz

Dies ist die Frequenz, bei der der  $\beta$  auf den Wert 1 abgesunken ist.

#### *Transitfrequenz ( $f_T$ )*

Die Transitfrequenz ist eine Rechengröße. Sie ist das Produkt aus einer Messfrequenz mit dem bei dieser Frequenz vorhandenen Stromverstärkungsfaktor  $\beta$ . Die Messfrequenz muss in dem Frequenzbereich liegen, in dem  $\beta$  stark abfällt.

#### *Grenzfrequenz ( $f_g$ )*

Als Grenzfrequenz bezeichnet man allgemein die Frequenz, bei der der Betrag einer gemessenen Größe auf das  $1/\sqrt{2}$ -fache seines Wertes bei niedrigeren Frequenzen (meist 1000 Hz) abgesunken ist.

### 7.13.1.6 Wärmewiderstände

Die Transistorhersteller geben meist folgende Wärmewiderstände an:

1. *Wärmewiderstand Sperrsicht-umgebende Luft  $R_{thU}$*   
Dieser Wärmewiderstand gilt für freihängende Montage.

2. *Wärmewiderstand Sperrsicht-Gehäuse  $R_{thG}$*   
Dieser Wärmewiderstand gilt, zusammen mit den Wärmewiderständen der Kühlmittel, für Montage auf Kühlkörpern (Näheres siehe Abschnitt 7.10.2).

### 7.13.1.7 Rauschmaß

Das Rauschen eines Transistors wird durch sein Rauschmaß  $F^*$  angegeben. Dieses sollte möglichst gering sein. Einige Hersteller geben statt des Rauschmaßes die Rauschzahl  $F$  an (Näheres siehe Abschnitt 7.12).

### 7.13.1.8 Transistor-Schaltzeiten

Wird ein Transistor vom Sperrzustand in den Durchlasszustand gesteuert, so vergeht eine bestimmte, allerdings kleine Zeit, bis der Kollektorstrom seinen vorgesehenen Höchstwert erreicht hat. Die Sperrsicht zwischen Emitter und Basis muss erst abgebaut werden. Die *Einschaltzeit*  $t_{ein}$  ist die Zeit, die vom Anlegen des Einschalt-Basissignals an vergeht, bis der Kollektorstrom 90% seines vorgesehenen Höchstwertes erreicht hat.

Zum Sperren eines durchgesteuerten Transistors benötigt man ebenfalls eine gewisse Zeit. Die Kristallzonen sind mit Ladungsträgern überschwemmt. Diese Ladungsträger müssen ausgeräumt und die Emitter-Basis-Sperrsicht muss wieder aufgebaut werden. Die *Ausschaltzeit*  $t_{aus}$  ist die Zeit, die vom Anlegen des Sperrsignals an der Basis vergeht, bis der Kollektorstrom auf 10% seines Höchstwertes zurückgegangen ist. Siehe auch «Grundschaltungen (Elektronik 3)», Abschnitt 5.3.

## 7.13.2 Grenzwerte



### Definition

Grenzwerte sind Werte, die nicht überschritten werden dürfen.

Werden sie trotzdem überschritten, so ist eine sofortige Zerstörung des Bauteiles wahrscheinlich.

### 7.13.2.1 Höchstzulässige Sperrspannungen

Werden die höchstzulässigen Sperrspannungen überschritten, so erfolgen Sperrsichtdurchbrüche. Diese Sperrspannungen geben die Spannungsfestigkeit der Transistoren an. Von den Herstellern werden meist die *maximalen Sperrspannungen*  $U_{CBO}$ ,  $U_{CEO}$  und  $U_{EBO}$ , teilweise auch  $U_{CES}$ , angegeben.

### 7.13.2.2 Höchstzulässige Ströme

Diese Stromwerte geben die höchstzulässige Strombelastbarkeit der Transistoren an.

*Maximaler Kollektorstrom*  $I_{Cmax}$

Dies ist der höchstzulässige Dauerkollektorstrom.

### Kollektorspitzenstrom $I_{CM}$

Dieser Strom darf gelegentlich und kurzzeitig auftreten. Die längste zulässige Dauer ist angegeben (z.B. 10 ms).

### Maximaler Basisstrom $I_{Bmax}$

Der maximale Basisstrom ist der höchste zulässige Basisdauerstrom.

## 7.13.2.3 Höchstzulässige Verlustleistungen

Man unterscheidet die Kollektor-Emitter-Verlustleistung  $P_{CE}$  und die Basis-Emitter-Verlustleistung  $P_{BE}$ .

Meist wird jedoch nur die *Gesamtverlustleistung*  $P_{tot}$  angegeben.

Die zulässige Größe von  $P_{tot}$  hängt von den Kühlbedingungen ab.  $P_{tot}$  kann für bestimmte Umgebungstemperaturen und für bestimmte Gehäusetemperaturen den Datenblättern entnommen werden.

## 7.13.2.4 Höchstzulässige Temperaturen

Halbleiterkristalle können nur bestimmte Temperaturen vertragen. Die höchste Kristalltemperatur tritt normalerweise in der Kollektor-Basis-Sperrschicht eines Transistors auf.

Die höchste zulässige Sperrschichttemperatur  $T_j$  ist ein wichtiger Grenzwert. Für Siliziumtransistoren werden höchstzulässige Sperrschichttemperaturen bis etwa 200 °C angegeben. Germaniumtransistoren vertragen nur Temperaturen bis etwa 90 °C.

In den Datenblättern wird oft ein zulässiger Lagerungstemperaturbereich angegeben. Dieser liegt meist zwischen -60 °C und +200 °C bei Siliziumtransistoren und zwischen -30 °C und +75 °C bei Germaniumtransistoren.

Die Grenzen des Lagerungstemperaturbereiches gelten natürlich auch für Transistoren in zur Zeit nicht betriebenen Geräten.

## 7.13.3 Datenblätter

Die von den Herstellern herausgegebenen *Datenblätter* geben Auskunft über die Transistoreigenschaften. Aus den Datenblättern können die Grenzwerte und Kennwerte eines bestimmten Transistoryps entnommen werden. Zusätzlich werden Angaben über mögliche Streuungen von Daten gemacht. Für einige Daten werden Höchstwerte oder Kleinstwerte garantiert.

Abhängigkeiten zwischen verschiedenen Größen sind graphisch dargestellt. Die wichtigsten Kennlinien sind angegeben.

Als Beispiel wird das Datenblatt der Transistoren BC 516 und BC 517 angeführt (siehe Anhang). Es wurde Unterlagen der Firma Siemens entnommen. Einige nur in Spezialfällen interessierende Kennlinien wurden aus Platzgründen weggelassen. Sie können im Datenbuch der Firma Siemens nachgesehen werden.

Viele Hersteller veröffentlichen die Datenblätter heute im Internet.

## 7.14 Anwendungen

Transistoren werden in sehr vielen Bereichen verwendet. Sie dienen vorwiegend zur Verstärkung kleiner und größerer Wechselspannungen und Wechselströme, zur elektronischen Erzeugung von Schwingungen und zum kontaktlosen schnellen Schalten kleiner und mittlerer Leistungen. Darüber hinaus gibt es noch viele weitere Anwendungsgebiete.

### 7.14.1 Transistorschalterstufen

Eine Transistorschalterstufe ist in Bild 7.48 dargestellt. Der Transistor wird nur zwischen zwei Zuständen gesteuert.

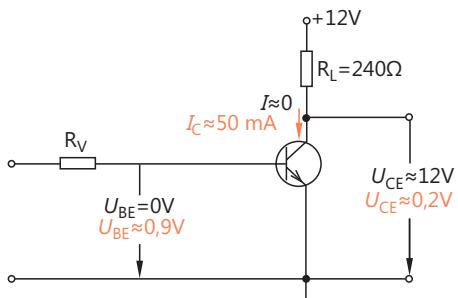


Bild 7.48  
Transistorschalterstufe

*Zustand 1:* Transistor gesperrt

$$I_B = 0$$

$$U_{BE} = 0$$

$$R_{CE} = 100 \text{ M}\Omega$$

$$U_{CE} = U_B = 12 \text{ V}$$

$$I_C = 0$$

*Zustand 2:* Transistor durchgesteuert

$$I_B = 1 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 0.9 \text{ V}$$

$$R_{CE} \approx 4 \Omega$$

$$U_{CE} \approx 0.2 \text{ V}$$

$$I_C \approx \frac{U_B}{R_L} = \frac{12 \text{ V}}{240 \Omega}$$

$$I_C \approx 50 \text{ mA}$$

Im Ausgangskennlinienfeld Bild 7.49 sind die Arbeitspunkte der beiden Schaltzustände eingezzeichnet.

Zum Zustand 1 gehört der Arbeitspunkt  $P_1$ , zum Zustand 2 der Arbeitspunkt  $P_2$ .

Das Umschalten von einem Arbeitspunkt in den anderen erfolgt im Zeitraum weniger Mikrosekunden.

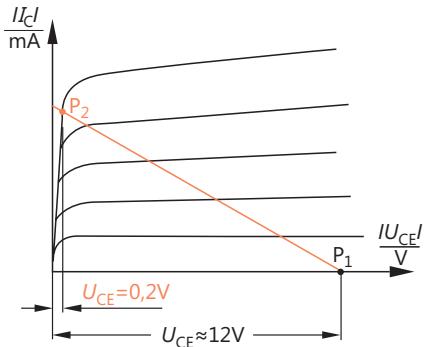


Bild 7.49 Ausgangskennlinienfeld eines Schaltransistors mit Angabe der Arbeitspunkte

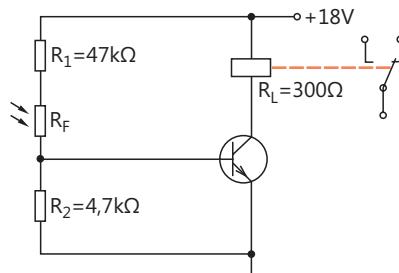


Bild 7.50 Transistorschaltstufe für Lichtschranke

Der Lastwiderstand muss so bemessen sein, dass im durchgesteuerten Zustand des Transistors der höchstzulässige Wert des Kollektorstromes auf keinen Fall überschritten wird. Bild 7.50 zeigt eine Transistorschaltstufe für eine Lichtschranke. Der Fotowiderstand hat einen Dunkelwiderstandswert von  $10\text{ M}\Omega$  und einen Hellwiderstandswert von rd.  $1\text{ k}\Omega$ . Wird der Fotowiderstand beleuchtet, so beträgt der Gesamtwiderstand im oberen Spannungsteilerzweig rd.  $48\text{ k}\Omega$ . Es kann ein genügend großer Basisstrom fließen. Der Transistor steuert durch. Das Relais zieht an.

Bei Unterbrechung des Lichtstrahls wird der Fotowiderstand sehr hochohmig. Der Transistor schaltet in den Sperrzustand, und das Relais fällt ab.

## 7.14.2 Transistorverstärker

Verstärker haben die Aufgabe, kleine zeitabhängige Spannungs- und Stromverläufe amplitudenverhältnisgetreu zu verstärken.

Mit Transistoren lassen sich sehr gute Verstärker aufbauen. Verstärker bestehen oft aus mehreren Verstärkerstufen. Man unterscheidet *einstufige Verstärker* und *mehrstufige Verstärker*.

### 7.14.2.1 Einstufige Verstärker

Eine einstufige Transistorverstärkerstufe ist in Bild 7.51 dargestellt. Der Widerstand  $R_1$  dient der Erzeugung einer Basisvorspannung und zusammen mit dem Lastwiderstand  $R_L$  der Einstellung des Arbeitspunktes (siehe auch Abschnitt 7.6). Gleichzeitig wandelt der Lastwiderstand Kollektorstromänderungen in entsprechende Spannungsänderungen um.

Kleine Basisstromänderungen haben große Kollektorstromänderungen zur Folge. *Die Transistorverstärkerstufe hat eine Stromverstärkung.*

Zu den Basisstromänderungen gehören Basisspannungsänderungen, und zu den Kollektorstromänderungen gehören Kollektorspannungsänderungen. Kleine zwischen Basis und Emitter angelegte Wechselspannungen führen also zu wesentlich größeren Wechselspannungen zwischen Kollektor und Emitter. *Die Transistorverstärkerstufe hat eine Spannungsverstärkung.* Bei zunehmender Spannung  $U_{BE}$  steigt

der Kollektorstrom  $I_C$  an. Damit sinkt aber die Spannung  $U_{CE}$  ab. Zwischen der Eingangswechselspannung  $u_1$  und der Ausgangswechselspannung  $u_2$  besteht bei dieser Schaltung eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  (Bild 7.52).

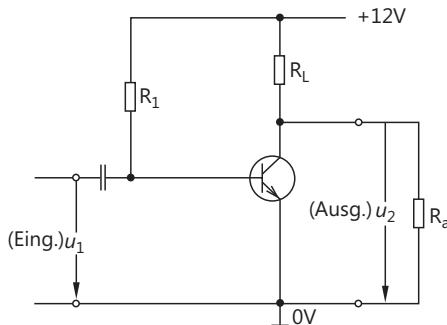


Bild 7.51  
Transistorverstärkerstufe

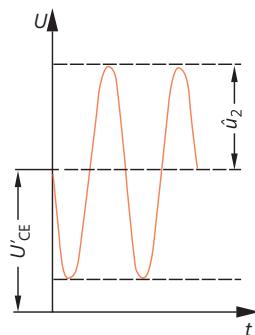
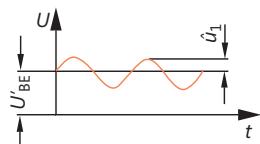


Bild 7.52  
Zeitlicher Verlauf von Eingangswechselspannung und Ausgangswechselspannung bei einer Transistorverstärkerstufe

Am Eingang der Transistorverstärkerstufe liegt eine Eingangswechselspannung  $u_1$ . Es fließt ein Eingangsstrom  $i_1$ . Aus  $u_1$  und  $i_1$  ergibt sich der sogenannte *Eingangswiderstand der Verstärkerstufe*.

$$r_e = \frac{\hat{u}_1}{\hat{i}_1} = \frac{U_{1\text{eff}}}{I_{1\text{eff}}}$$

Am Ausgang der Transistorverstärkerstufe liegt eine Ausgangswechselspannung  $u_2$ . Der Ausgangsstrom ist  $i_2$ .

Für den *Ausgangswiderstand* gilt:

$$r_a = \frac{\hat{u}_2}{\hat{i}_2} = \frac{U_{2\text{eff}}}{I_{2\text{eff}}}$$

Eine Transistorverstärkerstufe kann als Vierpol betrachtet werden (Bild 7.53). Sie ist gekennzeichnet durch folgende Größen:

Stromverstärkung	$V_i$
Spannungsverstärkung	$V_u$
Eingangswiderstand	$r_e$
Ausgangswiderstand	$r_a$
Phasenwinkel	$\varphi$
(zwischen $u_2$ und $u_1$ )	



Bild 7.53  
Transistor als Vierpol

Weiterhin ist sie durch einen bestimmten linearen Steuerebereich gekennzeichnet. Eine höchstzulässige Eingangsspannung darf nicht überschritten werden.

### 7.14.2.2 Mehrstufige Verstärker

Reicht die Verstärkung einer einzelnen Verstärkerstufe nicht aus, so können weitere Verstärkerstufen nachgeschaltet werden.

#### Beispiel



Eine Wechselspannung von  $1 \mu\text{V}$  soll auf  $1 \text{ V}$  verstärkt werden. Mit den zur Verfügung stehenden Transistoren lassen sich Verstärkerstufen mit Spannungsverstärkungen von 100 aufbauen. Wieviel Stufen muss der gewünschte Verstärker haben?

Es sind drei Verstärkerstufen erforderlich, wie Bild 7.54 zeigt. Die Gesamtspannungsverstärkung beträgt:

$$V_{ug} = V_{u1} \cdot V_{u2} \cdot V_{u3}$$

$$V_{ug} = 100 \cdot 100 \cdot 100 = 1\,000\,000$$

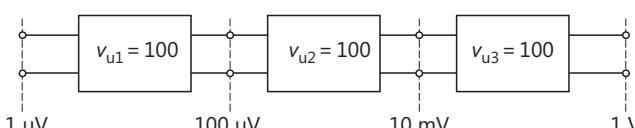


Bild 7.54 Dreistufiger Transistorverstärker in Vierpoldarstellung

Bild 7.55 zeigt eine einfache Schaltung eines dreistufigen Transistorverstärkers. Die einzelnen Stufen sind über Kondensatoren gekoppelt.

Diese Kopplungsart bringt eine gleichstrommäßige Trennung der Verstärkerstufen. Das ist ein Vorteil. Ein Nachteil ist, dass langsame Strom- und Spannungsänderungen über die Kondensatoren nicht weitergegeben werden. Der Verstärker hat eine untere Grenzfrequenz. Diese ist vor allem von der Größe der Koppelkondensatoren abhängig. Sie liegt meist bei etwa 10 Hz bis 20 Hz.

In vielen Fällen möchte man jedoch wesentlich langsamer verlaufende Strom- und Spannungsänderungen verstärken, z.B. in der Steuer- und Regelungstechnik und in der Messtechnik. In diesen Fällen müssen die Verstärkerstufen direkt gekoppelt werden.

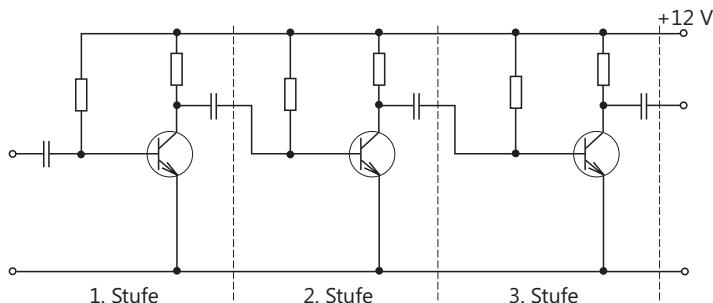


Bild 7.55 Dreistufiger Transistorverstärker

In Bild 7.56 ist ein direkt gekoppelter dreistufiger Verstärker dargestellt.

Direkt gekoppelte Verstärker haben eine untere Grenzfrequenz von 0 Hz, d.h., sie verstärken *auch* Gleichspannungen und Gleichströme.

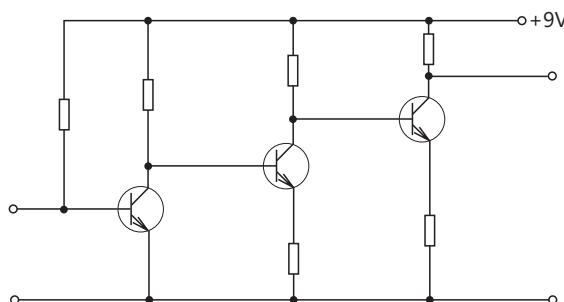


Bild 7.56 Dreistufiger Transistorverstärker mit direkter Stufenkopplung



### Definition

Verstärker mit einer unteren Grenzfrequenz von 0 Hz werden Gleichspannungsverstärker genannt.

Sind die Verstärkerstufen über Kondensatoren, über Transformatoren (Übertrager) oder über Schwingkreise gekoppelt, so können diese Verstärker nur Wechselspannungen und Wechselströme verstärken. Man nennt Verstärker dieser Art *Wechselspannungsverstärker*.



### Definition

Verstärker, deren untere Grenzfrequenz größer als 0 Hz ist, werden Wechselspannungsverstärker genannt.

Wechselspannungsverstärker werden in großer Zahl in Tonfrequenztechnik und in der Radio- und Fernsehtechnik eingesetzt.

### 7.14.3 Verstärker-Grundschaltungen

Bei bipolaren Transistoren sind drei verschiedene Verstärker-Grundschaltungen möglich. Die bisher betrachteten Verstärkerstufen waren Verstärkerstufen in Emitterschaltung. Der Emitter ist gemeinsamer Pol für Signaleingang und Signalausgang (Bild 7.57).

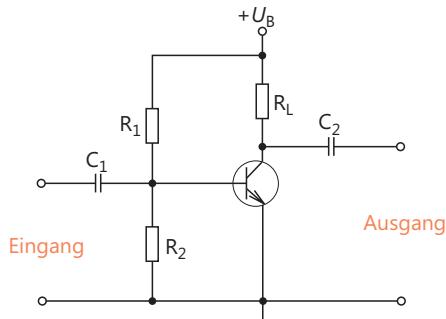


Bild 7.57  
Verstärkerstufe in Emitterschaltung

Außer der *Emitterschaltung* wird die sogenannte *Basisschaltung* verwendet. Eine Verstärkerstufe in Basisschaltung zeigt Bild 7.58. Die Basis ist gemeinsamer Pol für Eingangs- und Ausgangssignal. Der Spannungsteilerwiderstand  $R_2$  ist durch einen genügend großen Kondensator überbrückt, so dass die Basis wechselstrommäßig an Masse liegt. Die dritte Verstärker-Grundschaltung heißt *Kollektorschaltung* (Bild 7.59). Der Lastwiderstand liegt in der Emitterleitung. Der Kollektor hat signalmäßig, also wechselstrommäßig, Massepotential. Er kann daher als gemeinsamer Pol für Eingangs- und Ausgangssignal angesehen werden.

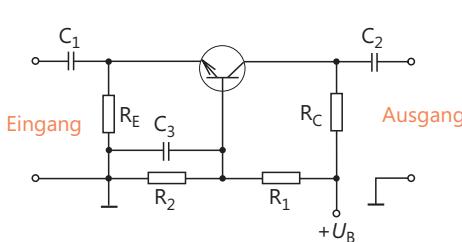


Bild 7.58 Verstärkerstufe in Basisschaltung

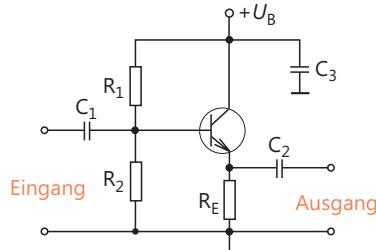


Bild 7.59 Verstärkerstufe in Kollektorschaltung

Jede Verstärker-Grundschaltung hat andere Eigenschaften. Diese werden eingehend im Band «Grundschaltungen (Elektronik 3)» Kapitel 3, behandelt.

## 7.15 Lernziel-Test

- Skizzieren Sie den Schichtaufbau eines pnp-Transistors.  
Wie werden die Halbleiterzonen und die Anschlüsse benannt?
- Zeichnen Sie einen Schnitt durch ein npn-Transistor-Kristall.  
Wie sind die pn-Übergänge im normalen Betrieb gepolt?
- Erklären Sie die Funktion der Sperrschiicht zwischen Basiszone und Kollektorzone beim npn-Transistor.
- Bei pnp-Transistoren und bei npn-Transistoren gibt es drei Spannungen und drei Ströme. Wie werden diese genannt?
- Erklären Sie die Arbeitsweise eines npn-Transistors. Wie kommt es zu einer Stromverstärkung, wie zu einer Spannungsverstärkung?
- Welche Beziehung besteht zwischen den drei Transistorströmen, welche zwischen den drei Transistorspannungen?
- Skizzieren Sie eine typische Eingangskennlinie eines npn-Transistors, und geben Sie an, wie der differentielle Eingangswiderstand  $r_{BE}$  für einen Arbeitspunkt A bestimmt wird.
- Skizzieren Sie ein typisches Ausgangskennlinienfeld eines npn-Transistors. Wie wird der differentielle Ausgangswiderstand  $r_{CE}$  für einen Arbeitspunkt A bestimmt?
- Was versteht man unter dem differentiellen Stromverstärkungsfaktor  $\beta$ ?
- Ein Transistor hat in einem bestimmten Arbeitspunkt ein Kollektorstrom-Basisstrom-Verhältnis  $B = 120$ . Was bedeutet das?
- Für Transistoren wird ein differentieller Rückwirkungsfaktor  $D$  angegeben.  
Was sagt dieser Rückwirkungsfaktor aus?
- Skizzieren Sie ein typisches Vierquadranten-Kennlinienfeld eines bipolaren Transistors.
- Was versteht man unter Vierpolparametern (h-Parametern)?  
Welchem Vierpolparameter entspricht der Kennwert  $\beta$ ?
- Nach welchen Gesichtspunkten legt man bei einem Transistorverstärker den Arbeitspunkt fest?
- Berechnen Sie für die Verstärkerschaltung Bild 7.60 die Ohmwerte für  $R_1$  und  $R_2$ :  
Gegeben: Kollektorruhestrom  $I_C = 6 \text{ mA}$   
Querstrom  $I_q = 6 \cdot I_B$   
Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE} = 0,72 \text{ V}$   
Gleichstromverstärkung  $B = 20$

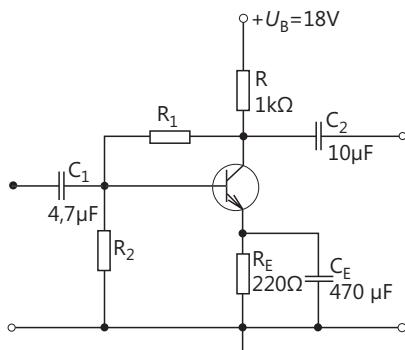


Bild 7.60  
Transistorverstärker

16. Für die Schaltung Bild 7.61 werden folgende Werte angegeben:

$$\begin{array}{ll} U_{BE} = 0,75 \text{ V} & U_{CE} = 5,5 \text{ V} \\ I_q = 3 \cdot I_B & B = 60 \\ R_E = 200 \Omega & R_C = 1 \text{ k}\Omega \\ C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F} & C_3 = 100 \mu\text{F} \\ \text{Gesucht sind: } R_1, R_2, U_{CE} \end{array}$$

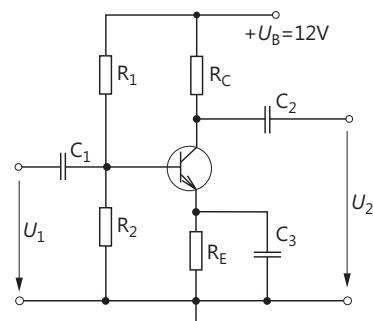


Bild 7.61  
Verstärkerschaltung

17. Wie sind die Restströme bei einem bipolaren Transistor festgelegt und mit welchen Indexbuchstaben werden sie gekennzeichnet?

18. Was sind Sperrspannungen, was Durchbruchspannungen?

19. Wann arbeitet ein bipolarer Transistor im Übersteuerungszustand?

20. Ein ohne Kühlblech montierter Transistor hat einen Wärmewiderstand  $R_{thU}$  von  $80 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Die höchste Sperrsichttemperatur beträgt  $170 \text{ }^{\circ}\text{C}$ , die Umgebungstemperatur  $50 \text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Berechnen Sie die höchstzulässige Verlustleistung  $P_{tot}$ .

21. Beschreiben Sie die Ursachen des Transistorrauschen.

22. Der Arbeitspunkt einer Verstärkerstufe mit npn-Transistor soll temperaturstabilisiert werden. Welche Maßnahmen kann man ergreifen?

23. Nennen Sie die drei Verstärkergrundschaltungen für Bipolartransistoren, und skizzieren Sie eine Verstärkerstufe in Kollektorschaltung.

24. Was stellt die Schaltung Bild 7.62 dar?

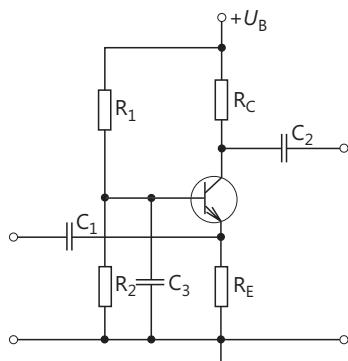


Bild 7.62  
Transistorschaltung

25. Wie arbeitet eine Transistorschalterstufe?

Zeichnen Sie das Schaltbild einer einfachen Transistorschalterstufe mit npn-Transistor.



# 8 Unipolare Transistoren

Unipolare Transistoren sind Transistoren mit gleichgepolten pn-Übergängen bzw. mit einem pn-Übergang. Zu ihnen gehören alle Feldeffekttransistoren und der Uni-junktiontransistor.

## 8.1 Sperrsicht-Feldeffekttransistoren (JFET)

### 8.1.1 Aufbau und Arbeitsweise

Sperrsicht-Feldeffekttransistoren, abgekürzt Sperrsicht-FET oder JFET (J = Junction, engl. = Sperrsicht), werden als n-Kanal-Typen und als p-Kanal-Typen gebaut. Hier soll zunächst der n-Kanal-Typ betrachtet werden.

Der aktive Teil eines n-Kanal-Sperrsicht-FET besteht aus einer n-leitenden Kristallstrecke, in die zwei p-leitende Zonen eindotiert sind (Bild 8.1).

Wird an diese n-leitende Kristallstrecke eine Spannung  $U$  (z.B. 12 V) angelegt, so fließt ein Elektronenstrom von S nach D. Die Größe dieses Elektronenstromes wird bestimmt durch die angelegte Spannung und den Bahnwiderstand des Kristalls.

Die angelegte Spannung fällt entlang der Kristallstrecke ab (Bild 8.2).

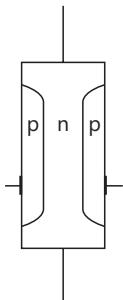


Bild 8.1 Grundaufbau eines n-Kanal-Sperrsicht-FET

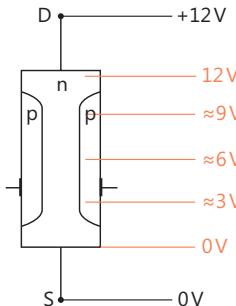


Bild 8.2 Spannungsabfall entlang der n-Kristallstrecke

Die beiden p-Zonen sind leitend miteinander verbunden und an den Anschluss G geführt (Bild 8.3). Wird G nun an Nullpotential gelegt, also mit S verbunden, so sind die beiden pn-Übergänge in Sperrrichtung gepolt.

Die n-leitende Kristallstrecke hat positive Spannungswerte (Potentiale) gegenüber jeder p-Zone.

Es bilden sich zwei Sperrsichten (Raumladungszonen) aus. Diese Sperrsichten sind um so breiter, je größer die in Sperrrichtung wirksame Spannung ist. Die Sperrsichtbreite nimmt also in Richtung von S nach D zu. Die p-Zonen haben überall das gleiche Potential von 0 V, da in ihnen kein Strom fließt.

### Merksatz

Zwischen der n-leitenden Kristallstrecke und den beiden p-Zonen bilden sich zwei Sperrsichten aus.



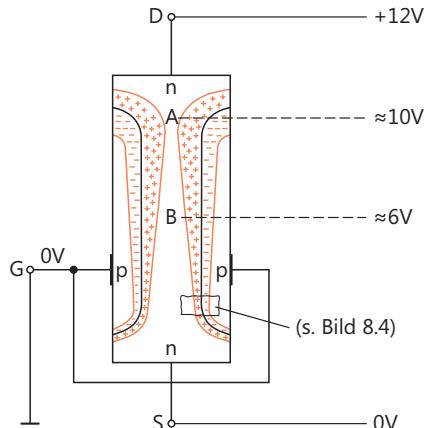


Bild 8.3  
Sperrsichten eines Sperrschicht-FET

Das Kristall mit den beiden Sperrsichten ist in Bild 8.3 dargestellt. Im Bereich A beträgt die Sperrspannung z.B. 10 V, im Bereich B nur 6 V.

Die Elektronen strömen von S nach D durch das Kristall. Es soll nun untersucht werden, was geschieht, wenn eines dieser strömenden Elektronen in eine Sperrsicht gerät.

In Bild 8.4 ist ein vergrößerter Ausschnitt aus einer Sperrsicht zu sehen.

Die Sperrsicht enthält Raumladung. In der Sperrsicht herrscht ein starkes elektrisches Feld. Die Feldlinien verlaufen von den positiven Ladungen zu den negativen Ladungen.

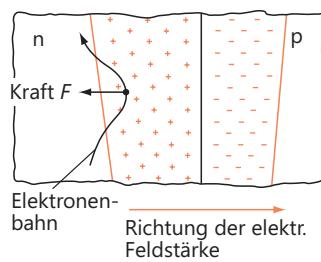


Bild 8.4  
Vergrößerter Ausschnitt aus der Sperrsicht

Kommt ein Elektron in dieses elektrische Feld, so erfährt es eine Krafteinwirkung. Ein elektrisches Feld übt auf Elektronen, die ja negative Ladungsträger sind, Kräfte entgegengesetzt zur Feldlinienrichtung aus. Auf das Elektron wirkt eine Kraft  $F$  (Bild 8.4).

Die Kraft  $F$  drängt das Elektron aus der Sperrsicht heraus. In der Sperrsicht können sich keine beweglichen Ladungsträger halten.



### Merksatz

Gerät ein Elektron in eine Sperrsicht, so wird es aus dieser Sperrsicht in Richtung zum neutralen n-Kristallbereich herausgedrängt.

Die Sperrsichten sind für die Elektronen «verbogene Gebiete».

Die Elektronen müssen also auf ihrem Weg von S nach D durch die neutrale n-Zone strömen.

Dieser neutrale Bereich der n-Zone wird *Kanal* genannt (Bild 8.5).

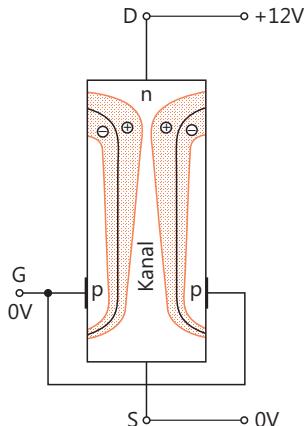


Bild 8.5  
Lage des Kanals eines Sperrsicht-FET

### Merksatz



Als Strömungspfad steht den Elektronen nur der Kanal zur Verfügung.

Wird das Potential des Anschlusspunktes G (bezogen auf S) negativer gemacht, so bedeutet das, dass die Spannungen in Sperrrichtung größer werden. Die größeren Sperrspannungen haben breitere Sperrsichten zur Folge. Der Kanalquerschnitt wird kleiner.

Ein Kanal mit kleinerem Querschnitt hat aber einen größeren Widerstand. Steigt der Widerstand des Kanals, so fließt bei gleicher anliegender Spannung ein kleiner Strom.

Eine Änderung der Spannung zwischen G und S führt zu einer Stromänderung. Die Spannung zwischen G und S wird  $U_{GS}$  genannt (Bild 8.6).

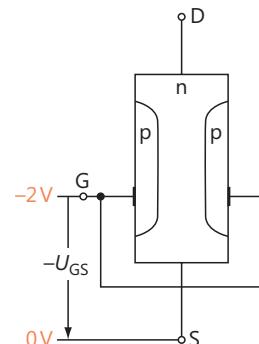


Bild 8.6  
Polung der Steuerspannung  $U_{GS}$

Der durch den Kanal fließende Strom wird mit  $I_D$  bezeichnet.

### Merksatz



Je negativer die Spannung  $U_{GS}$ , desto breiter die Sperrsichten, desto geringer der Kanalquerschnitt, desto größer der Kanalwiderstand, desto kleiner der Strom  $I_D$ .

Das Verändern der Sperrsichtbreite erfordert so gut wie keine Leistung. Der Strom  $I_D$  wird also leistungslos gesteuert. Die Steuerung erfolgt durch die Spannung  $U_{GS}$ . Ein Steuerstrom ist nicht erforderlich. Es fließt lediglich ein winziger Sperrstrom, der wegen der Eigenleitfähigkeit von Halbleiterkristallen nicht zu vermeiden ist.



### Merksatz

Der Strom  $I_D$  wird durch die Spannung  $U_{GS}$  leistungslos gesteuert.

Bei einem bestimmten negativen Spannungswert von  $U_{GS}$  stoßen die beiden Sperrsichten wie in Bild 8.7 dargestellt zusammen. Der Kanal hat jetzt den Querschnitt null. Ein Strom kann nicht mehr fließen. Der Transistor ist gesperrt.

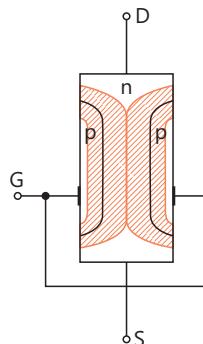


Bild 8.7  
Sperrsichten bei Sperrzustand

Die Spannung  $U_{GS}$  muss immer negativ sein. Bei positiven Spannungswerten von  $U_{GS}$  werden die Sperrsichten abgebaut, und es fließt über die p-Zonen ein Strom.

Für die Elektroden von FET sind fast ausschließlich englische Bezeichnungen gebräuchlich (Bild 8.8).

S *Source* = Quelle

D *Drain* = Abfluss

G *Gate* = Tor

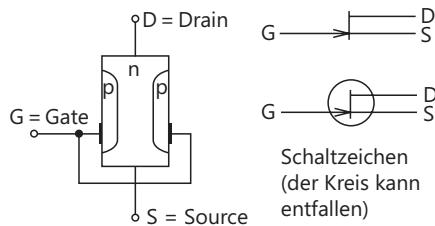


Bild 8.8  
Benennung der Elektroden und Schaltzeichen

Diese Bezeichnungen entsprechen etwa folgenden Bezeichnungen bei bipolaren Transistoren und Elektronenröhren.

Source – Emitter – Katode

Drain – Kollektor – Anode

Gate – Basis – Gitter

Das Gate ist die Steurelektrode.

Die angegebenen Spannungswerte sind meist auf Source bezogen (Bild 8.9).

$U_{DS}$  Drainspannung bezogen auf Source

$U_{GS}$  Gatespannung bezogen auf Source

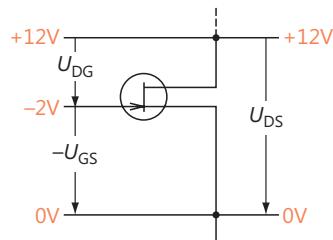


Bild 8.9

Spannungen bei einem  
Sperrsicht-FET (N-Kanal-Typ)



### Definition

Beim Sperrsicht-FET vom n-Kanal-Typ ist die Drainspannung  $U_{DS}$  positiv und die Gatespannung  $U_{GS}$  negativ (gegen Source).

Die Polung ist die gleiche wie bei Elektronenröhren.

Ein Sperrsicht-FET vom p-Kanal-Typ besteht aus einer p-leitenden Kristallstrecke in die zwei n-leitende Zonen eindotiert sind (Bild 8.10).

Die Arbeitsweise des p-Kanal-Typs ist im Prinzip die gleiche wie die des n-Kanal-Typs. Man sieht das sofort, wenn man statt der Elektronen die Löcher betrachtet.

Damit die Löcher von Source nach Drain wandern, ist eine negative Spannung  $U_{DS}$  erforderlich. Die pn-Übergänge müssen in Sperrrichtung gepolt sein. Das bedeutet, die Spannung  $U_{GS}$  muss einen positiven Wert haben (Bild 8.11).

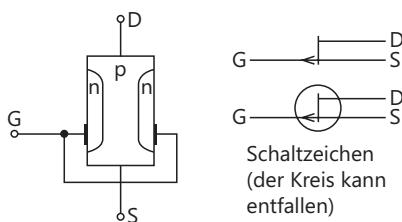


Bild 8.10 Grundaufbau eines  
p-Kanal-Sperrsicht-FET und Schaltzeichen

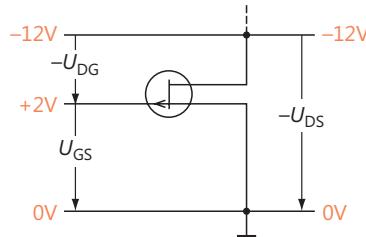


Bild 8.11 Spannungen bei einem  
p-Kanal-Sperrsicht-FET

### Definition

Beim Sperrsicht-FET vom p-Kanal-Typ ist die Drainspannung  $U_{DS}$  negativ und die Gatespannung  $U_{GS}$  positiv (gegen Source).



### 8.1.2 Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte

Die folgenden Betrachtungen beziehen sich stets auf den häufiger verwendeten Sperrsicht-FET vom n-Kanal-Typ. Sie gelten für den p-Kanal-Typ entsprechend, wenn man die andere Polung der Spannungen und die andere Stromrichtung beachtet.

#### $I_D-U_{DS}$ -Kennlinienfeld

Das  $I_D-U_{DS}$ -Kennlinienfeld (Bild 8.12) gibt den Zusammenhang zwischen dem Drainstrom  $I_D$  und der zwischen Drain und Source herrschenden Spannung  $U_{DS}$  an. Jede Kennlinie gilt für eine bestimmte Gatespannung  $U_{GS}$ . Bei einer Gatespannung  $U_{GS} = 0$  V ist der Kanal am breitesten. Es ergeben sich für die einzelnen Werte von  $U_{DS}$  besonders große Stromwerte. Die Kennlinie für  $U_{GS} = 0$  V liegt am höchsten. Ab Punkt P verläuft die Kennlinie flach, das heißt, eine weitere Erhöhung der Spannung  $U_{DS}$  führt zu keiner wesentlichen Erhöhung des Stromes  $I_D$ . Was ist die Ursache?

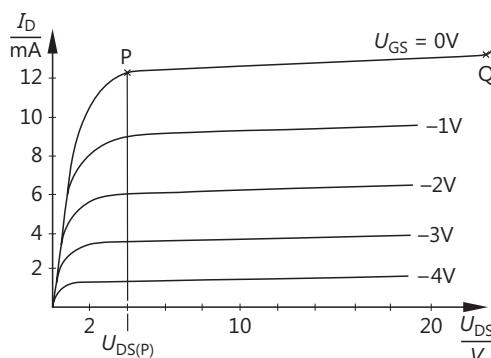


Bild 8.12  
 $I_D-U_{DS}$ -Kennlinienfeld eines  
n-Kanal-Sperrsicht-FET

Bei der Spannung  $U_{DS(P)}$  stoßen die beiden Sperrsichten in einem Punkt zusammen. Der vom Strom verursachte Spannungsabfall im n-Kanal ist so groß, dass sich Sperrspannungen ergeben, zu denen die in Bild 8.13 dargestellten Sperrsichten gehören.

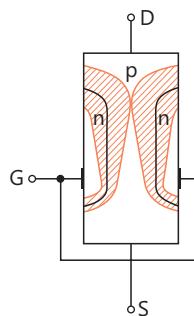


Bild 8.13  
Punktweise Berührung der Sperrsichten bei der Spannung  $U_{DS}$  (P)

Ein weiteres Ansteigen von  $I_D$  würde zu einem weiteren Zusammenwachsen der Sperrsichten führen, damit würde sich  $I_D$  selbst abschnüren. Ein Abfallen von  $I_D$  verringert aber den Spannungsabfall im n-Kanal und lässt die Sperrsichten schmäler werden. Damit würde aber  $I_D$  wieder ansteigen. Es stellt sich ein Gleich-

gewichtszustand ein. Vom Punkt P ab kann  $I_D$  fast nicht mehr zunehmen. Die Kennlinie verläuft jetzt sehr flach. Der Punkt P wird *Abschnürpunkt* genannt.

Im Kennlinienpunkt Q ist die Spannung zwischen Drain und Gate so groß, dass es zu seinem Durchbruch kommt. Die Sperrsichten werden jetzt abgebaut. Die Strecke zwischen Source und Drain ist sehr niederohmig. In diesem Zustand kann der FET sehr schnell zerstört werden. Der Durchbruch erfolgt im Prinzip auf die gleiche Weise wie der Z-Durchbruch bei einer Z-Diode.

Je negativer die Gatespannung, desto tiefer liegen die Kennlinien. Der Abschnürpunkt P tritt schon bei kleineren Spannungen  $U_{DS}$  auf, da ja die Sperrsichten wegen der negativen Spannung  $U_{GS}$  ohnehin breiter sind. Bild 8.14 zeigt ein vollständiges  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld.

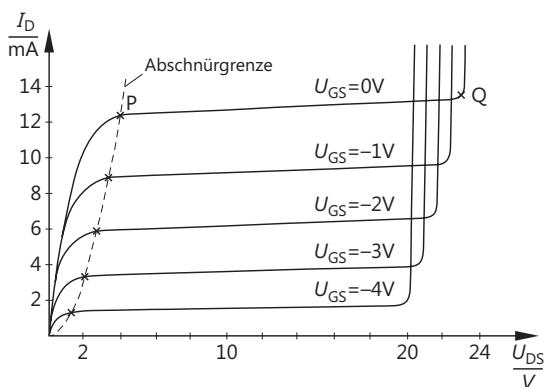


Bild 8.14  
Vollständiges  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld  
eines n-Kanal-Sperrschiert-FET

### $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld

Das  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld gibt den Zusammenhang zwischen dem Drainstrom und der Gate-Sourcespannung an. Es ist das Steuerkennlinienfeld.

Üblicherweise wählt man Drainspannungen, die größer sind als  $U_{DS(P)}$ . Für diese Drainspannungen ergibt sich näherungsweise nur eine einzige  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinie (Bild 8.15). Bei der Spannung  $U_{GS(P)}$  ist die Strecke Source–Drain gesperrt ( $I_D = 0$ ).

Die Steilheit S kennzeichnet das Steuerverhalten des FET. Je steiler die  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinie ansteigt, desto größer ist die Steilheit.

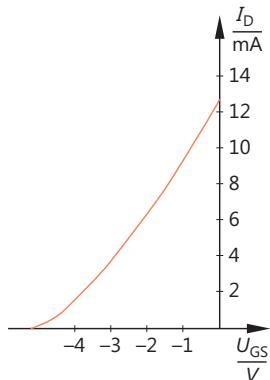


Bild 8.15  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinie eines  
n-Kanal-Sperrschiert-FET

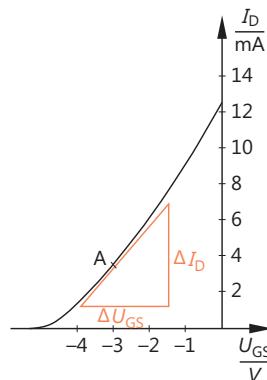


Bild 8.16 Bestimmung der Steilheit

Die Steilheit im Arbeitspunkt A findet man durch Einzeichnen einer Tangente und eines rechtwinkligen Dreiecks (Bild 8.16).

Es gilt:

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

(für  $U_{DS}$  = konstant)

S Steilheit  
 $\Delta I_D$  Drainstromänderung  
 $\Delta U_{GS}$  Gatespannungsänderung

Übliche Werte:  $S \approx 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$  bis  $10 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$

Die Steilheit  $S$  gibt an, um wie viel Milliampere sich der Drainstrom ändert, wenn die Gatespannung um 1 V geändert wird.

#### Differentieller Ausgangswiderstand

Der Ausgangswiderstand  $r_{DS}$  ist ein differentieller Widerstand, der den Zusammenhang zwischen kleinen Drainstromänderungen  $\Delta I_D$  und kleinen Drainspannungsänderungen  $\Delta U_{DS}$  angibt (Bild 8.17).

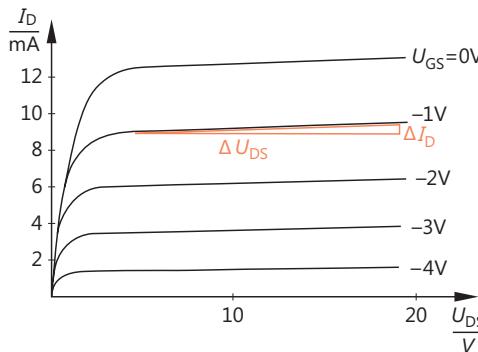


Bild 8.17  
Bestimmung des  
Ausgangswiderstandes

In einem Arbeitspunkt A hat der Ausgangswiderstand die Größe:

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$

(für  $U_{GS}$  = konstant)

$r_{DS}$  differentieller Ausgangswiderstand  
 $\Delta I_D$  Drainstromänderung  
 $\Delta U_{DS}$  Drainspannungsänderung

Übliche Werte:  $r_{DS} \approx 80 \text{ k}\Omega$  bis  $200 \text{ k}\Omega$

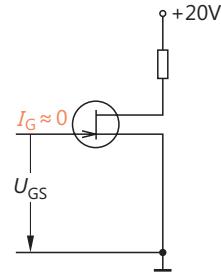
#### Differentieller Eingangswiderstand

Zwischen Gate und Source liegt zwar eine Spannung, es fließt aber so gut wie kein Strom (Bild 8.18).

Der Eingangswiderstand  $r_{GS}$  ist deshalb eine annähernd konstante Größe:

$$r_{GS} \approx 10^{10} \Omega \text{ bis } 10^{14} \Omega$$

Bild 8.18  
Bestimmung des Eingangswiderstandes



Über die Sperrsichten fließt ein winziger, von Minoritätsträgern verursachter Sperrstrom. Ein solcher Sperrstrom ist nicht zu vermeiden. Er kann aber sehr klein gehalten werden.

$$I_{\text{Sperr}} \approx 5 \text{ nA bis } 20 \text{ nA}$$

$$I_{\text{Sperr}} \approx \text{Sperrstrom}$$

#### Grenzwerte

Bei Überschreiten der Grenzwerte ist mit einer Zerstörung des Bauteils zu rechnen.

Grenzwerte von Sperrsicht-Feldeffekttransistoren sind:

*Maximale Drainspannung gegen Source*

$$U_{DS\max}$$

*Maximale Gate-Source-Spannung*

$$U_{GS\max}$$

*Maximaler Drainstrom*

$$I_{D\max}$$

*Maximale Verlustleistung*

$$P_{\text{tot}}$$

*Höchste Sperrsichttemperatur*

$$T_j$$

Ungefähr Werte sind:

(n-Kanal-Sperrsicht-FET)

$$U_{DS\max} \approx 30 \text{ V}$$

$$U_{GS\max} \approx -8 \text{ V}$$

$$I_{D\max} \approx 20 \text{ mA}$$

$$P_{\text{tot}} \approx 200 \text{ mW}$$

$$T_j \approx 135^\circ\text{C}$$

#### Verlustleistung

Die Verlustleistung ergibt sich aus dem Produkt Drainspannung (bezogen auf Source) mal Drainstrom:

$$P_{\text{tot}} = U_{DS} \cdot I_D$$

Die näheren Zusammenhänge gelten sowohl für Sperrsicht-FET als auch für MOS-FET. Sie werden deshalb weiter hinten behandelt.

### 8.1.3 Anwendungen

Sperrschiicht-Feldeffekttransistoren werden in Verstärkern, in Schalterstufen und in Oszillatoren eingesetzt. Die mit Sperrschiicht-FET aufgebauten Schaltungen ähneln Elektronenröhrenschaltungen, nur werden kleinere Spannungen verwendet.



#### Merksatz

Ein besonderer Vorteil des Sperrschiicht-FET ist sein großer Eingangswiderstand, der eine leistungslose Steuerung ermöglicht.

#### Verstärkerstufe in Sourceschaltung

Die Sourceschaltung entspricht der Emitterschaltung bei bipolaren Transistoren.

Der FET erhält eine Gatevorspannung von  $-2\text{ V}$  und einen Arbeitswiderstand  $R_L$  von  $1\text{ k}\Omega$  (Bild 8.19). Damit ist der Arbeitspunkt festgelegt. Die Widerstandsgerade kann in das  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld eingezeichnet werden.

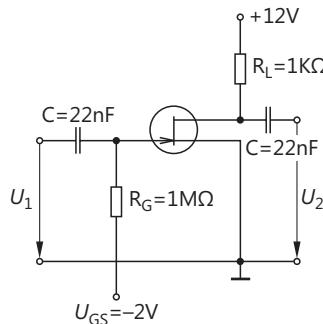


Bild 8.19  
Verstärkerstufe in Sourceschaltung

Die Eingangswechselspannung soll einen Scheitelwert von  $1\text{ V}$  haben.

Der Verstärkungsvorgang ist in Bild 8.20 dargestellt. Man erhält nur eine Spannungsverstärkung  $V_u$ .

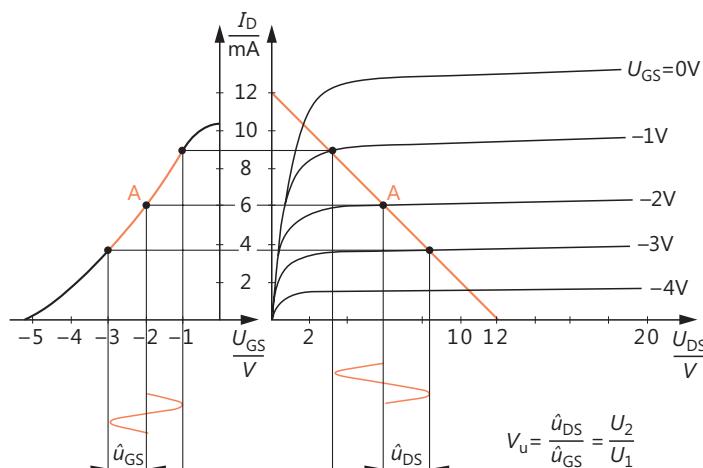


Bild 8.20 Verstärkervorgang, Erläuterung mit Hilfe der Kennlinienfelder

Die Spannungsverstärkung  $V_u$  kann näherungsweise mit folgender Gleichung errechnet werden:

$$V_u = S \frac{R_L \cdot r_{DS}}{R_L + r_{DS}}$$

$S$  Steilheit

$R_L$  Lastwiderstand

$r_{DS}$  differentieller Ausgangswiderstand des FET

Für den Eingangswiderstand der Schaltung gilt:

$$r_e \approx \frac{R_G \cdot r_{GS}}{R_G + r_{GS}}$$

$R_G$  Gatewiderstand

$r_e$  differentieller Eingangswiderstand der Schaltung

$r_{GS}$  differentieller Eingangswiderstand des FET

Der Ausgangswiderstand der Schaltung lässt sich mit folgender Gleichung errechnen:

$$r_a = \frac{R_L \cdot r_{DS}}{R_L + r_{DS}}$$

$r_a$  differentieller Ausgangswiderstand der Schaltung

### Beispiel



Der für die Verstärkerstufe nach Bild 8.21 verwendete Sperrschiicht-FET hat in dem eingestellten Arbeitspunkt eine Steilheit von  $8\text{mA/V}$  und einen differentiellen Ausgangswiderstand von  $100\text{k}\Omega$ . Wie groß ist die Spannungsverstärkung der Schaltung?

$$V_u = S \frac{R_L \cdot r_{DS}}{R_L + r_{DS}} = 8 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot \frac{10\text{k}\Omega \cdot 100\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega + 100\text{k}\Omega} = 72,7$$

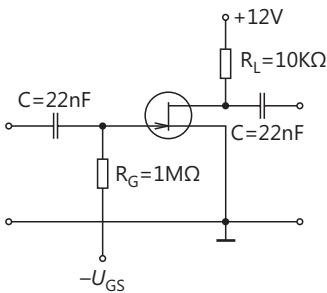


Bild 8.21  
Verstärkerstufe mit Sperrschiicht-FET  
(Sourceschaltung)

## 8.2 MOS-Feldeffekttransistoren (IG-FET)

Der Name dieser Gruppe von Feldeffekttransistoren hängt mit ihrem Aufbau zusammen:

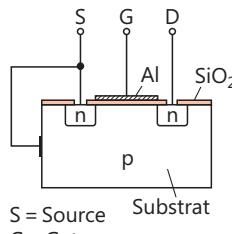
- MOS bedeutet Metal-Oxide-Semiconductor, Metall-Oxid-Halbleiterbauteil
- IG bedeutet isoliertes Gate (engl.: Insulated Gate FET)

## 8.2.1 Aufbau und Arbeitsweise

### 8.2.1.1 Allgemeines

Der aktive Teil dieser Transistoren besteht aus einem p-leitenden Kristall, dem so genannten *Substrat*.

In dieses Substrat sind zwei n-leitende Inseln eindotiert. Das ganze Kristall erhält eine Ab-deckschicht aus Siliziumdioxid ( $\text{SiO}_2$ ). Zwei Fenster für die Anschlüsse S und D werden ausgespart. Die  $\text{SiO}_2$ -Schicht ist hochisolierend und verhältnismäßig spannungsfest. Auf diese Isolierschicht wird – wie in Bild 8.22 dargestellt – eine Aluminiumschicht als Gateelektrode aufgedampft. Das Substrat erhält einen besonderen Anschluss B. Dieser Anschluss ist entweder im Gehäuse mit dem Sourcean schluss S verbunden oder wird aus dem Gehäuse herausgeführt.



S = Source  
G = Gate  
D = Drain

Bild 8.22  
Grundaufbau eines MOS-FET  
(n-Kanal-Anreicherungstyp)

Legt man an den Drainanschluss eine positive Spannung gegen den Sourcean schluss, so fließt kein Strom. Polt man die Spannung um, so fließt ebenfalls kein Strom. Der MOS-FET ist gesperrt.

Der Gateanschluss erhält nun positive Spannung gegen Source und Substrat, z.B. +4 V. Im Substrat herrscht jetzt ein elektrisches Feld.

Das p-leitende Substrat enthält zwar Löcher als freie Ladungsträger, aber auch eine Anzahl von Elektronen als Minoritätsträger. Diese Elektronen werden vom positiven Gateanschluss angezogen. Sie wandern unter dem Einfluss der Kräfte des elektrischen Feldes bis unmittelbar an die isolierende  $\text{SiO}_2$ -Schicht und sammeln sich dort. In dieser Zone sind sie jetzt in wesentlich größerer Zahl vorhanden als die Löcher. Sie bilden die Mehrheit. Die Löcher werden in entgegengesetzter Rich tung wie die Elektronen bewegt. Sie räumen die Zone in der Nähe der  $\text{SiO}_2$ -Schicht. Die Zone enthält jetzt weit überwiegend Elektronen als freie Ladungsträger. Sie hat n-leitenden Charakter (Bild 8.23).

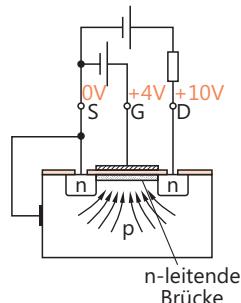
Zwischen der n-leitenden Sourceinsel und der n-leitenden Draininsel besteht jetzt eine n-leitende Brücke. Die Elektronen können über diese Brücke vom Sourcean schluss zum Drainanschluss fließen.



### Merksatz

Durch eine positive Spannung des Gates gegen Source und Substrat entsteht eine n-leitende Brücke zwischen Source und Drain.

Bild 8.23  
MOS-FET, Entstehung der n-leitenden Brücke zwischen Source und Drain



Die Leitfähigkeit der Brücke kann geändert werden. Da die Elektronen einander abstoßen, bedarf es einer Kraft, sie zusammenzuhalten. Eine Vergrößerung der positiven Gatespannung führt zu einer Anreicherung der Brücke mit Elektronen. Die Brücke wird dadurch leitfähig.

Eine Verringerung der positiven Gatespannung führt zu einer Verarmung der Brücke an Elektronen. Die Brücke wird dadurch weniger leitfähig.

### Merksatz



Die Leitfähigkeit der Brücke kann durch die Gatespannung  $U_{GS}$  gesteuert werden.

Durch die Steuerung der Brückenleitfähigkeit wird auch der Drainstrom  $I_D$  gesteuert. Für die Steuerung ist nur eine Spannung notwendig. Ein Steuerstrom ist praktisch nicht erforderlich. Die Steuerung erfolgt also leistungslos.

### Merksatz



Der Drainstrom  $I_D$  wird durch die Gatespannung  $U_{GS}$  leistungslos gesteuert.

#### 8.2.1.2 Anreicherungstyp

Bei Gatespannung Null oder bei offenem Gate ist die Strecke von Source nach Drain gesperrt. Der Transistor sperrt sich selbst bei fehlender Gatespannung. Er wird deshalb auch *selbstsperrender MOS-FET* genannt. Eine Brücke entsteht nur durch Anreicherung der Zone in der Nähe der SiO<sub>2</sub>-Schicht. Ein anderer Name für diesen Transistortyp ist *Anreicherungstyp*. Die englischen Bezeichnungen sind *enhancement-type* und *normally-off-type*.

#### 8.2.1.3 Verarmungstyp

Bei der Herstellung von MOS-Feldeffekttransistoren kann bereits eine Brücke zwischen Source und Drain durch schwache n-Dotierung erzeugt werden (Bild 8.24).

Ein solcher MOS-FET hat bereits eine leitende Verbindung zwischen Source und Drain, ohne dass am Gate eine Spannung anliegt. Man nennt Transistoren dieser Art *selbstleitende MOS-FET*.

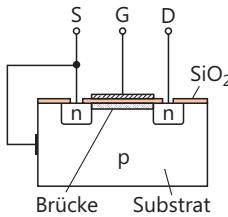


Bild 8.24  
Grundaufbau eines MOS-FET  
(n-Kanal-Verarmungstyp)



### Merksatz

Ein selbstleitender MOS-FET kann sowohl durch negative als auch durch positive Gatespannungen  $U_{GS}$  gesteuert werden.

Eine positive Gatespannung führt zu einer Anreicherung der Brücke mit Elektronen. Es werden zusätzliche Elektronen angezogen. Die Brücke wird leitfähig.

Eine negative Gatespannung führt zu einer Verarmung der Brücke an Elektronen. Die Brücke wird weniger leitfähig.

Da die Steuerung mit negativer Gatespannung häufiger angewendet wird, nennt man Transistoren dieser Art auch *Verarmungstypen*. Die englischen Bezeichnungen sind *depletion type* und *normally-on-type*.

### 8.2.1.4 Sperrsichtaufbau und Kanalabschnürung

Fließt über die n-leitende Brücke ein Drainstrom, so kommt es entlang des Brückenweges zu einem Spannungsabfall (Bild 8.25). Das Substrat hat Potential 0. Dort, wo die Brücke Potential +2V hat, besteht eine Sperrspannung von 2V. Dort, wo die Brücke ein Potential +9V hat, besteht eine Sperrspannung von 9V.

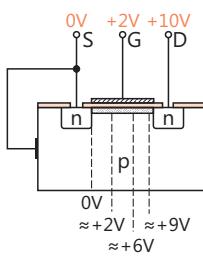


Bild 8.25  
Spannungsabfall entlang der  
n-leitenden Brücke

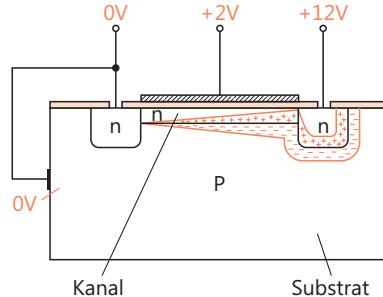
Zwischen der n-leitenden Brücke und dem Substrat bildet sich nun eine Sperrsicht aus. Die Breite der Sperrsicht entspricht der Größe der dort herrschenden Sperrspannung (Bild 8.26). Eine Sperrsicht entsteht ebenfalls zwischen der n-leitenden Draininsel und dem Substrat.

Die Sperrsicht ist für die Elektronen verbotenes Gebiet (siehe Abschnitt Sperrsicht-FET). Gerät ein Elektron aus der n-leitenden Brücke in die Sperrsicht, so wird es zurückgetrieben.

Den Elektronen steht nur die neutrale Zone der n-leitenden Brücke zur Verfügung.

Bild 8.26

Ausbildung der Sperrsicht bei einem n-Kanal-MOS-FET



### Definition



Die neutrale Zone der n-leitenden Brücke wird Kanal genannt.

Bei Stromfluss verengt sich der Kanal von der Sourceinsel zur Draininsel hin. Die Verengung wird umso stärker, je mehr der Drainstrom ansteigt. Bei einem bestimmten Drainstrom kommt es zu einer *Abschnürung* des Kanals. Jetzt tritt die gleiche Erscheinung auf wie beim Sperrsicht-FET. Der Strom  $I_D$  kann auch bei weiter ansteigender Spannung  $U_{DS}$  nur geringfügig zunehmen (Bild 8.27).

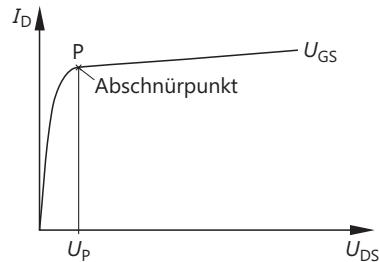


Bild 8.27

$I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinie. Oberhalb des Abschnürpunktes P steigt die Kennlinie nur geringfügig an.

Die bisher betrachteten MOS-FET-Typen haben einen n-leitenden Kanal. Man kann auch entsprechende Feldeffekttransistoren mit p-leitendem Kanal bauen (Bild 8.28).

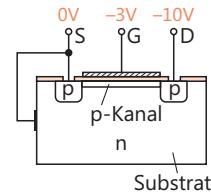


Bild 8.28

Grundaufbau eines p-Kanal-MOS-FET

Ohne eindotierte Brücke erhält man einen selbstsperrenden p-Kanal-MOS-FET, mit eindotierter Brücke einen selbstleitenden p-Kanal MOS-FET.

### Zusammenstellung der MOS-FET-Typen

Es sind also folgende MOS-FET-Typen zu unterscheiden:

1. *Selbstsperrender Typ* (Anreicherungstyp),  
*n-Kanal-Ausführung*
2. *Selbstleitender Typ* (Verarmungstyp),  
*n-Kanal-Ausführung*
3. *Selbstsperrender Typ* (Anreicherungstyp),  
*p-Kanal-Ausführung*
4. *Selbstleitender Typ* (Verarmungstyp),  
*p-Kanal-Ausführung*

Zu den Bildern 8.29 bis 8.32 sind die Schaltzeichen dargestellt. Die Kreise dürfen entfallen. Sie müssen entfallen, wenn der Transistor kein eigenes Gehäuse hat, sondern Teil einer integrierten Schaltung ist.



Bild 8.29 Schaltzeichen eines selbstsperrenden MOS-FET, n-Kanal-Ausführung (Anreicherungstyp)



Bild 8.30 Schaltzeichen eines selbstsperrenden MOS-FET, p-Kanal-Ausführung (Anreicherungstyp)

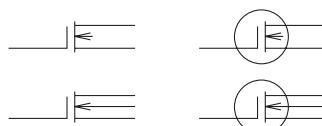


Bild 8.31 Schaltzeichen eines selbstleitenden MOS-FET, n-Kanal-Ausführung (Verarmungstyp), unten: mit Angabe, dass Substratanschluss herausgeführt ist

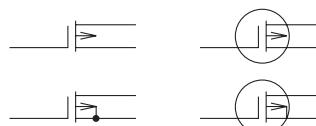


Bild 8.32 Schaltzeichen eines selbstleitenden MOS-FET, p-Kanal-Ausführung (Verarmungstyp), unten: mit Angabe, dass Substratanschluss innen mit Source verbunden ist

## 8.2.2 Kennlinien, Kennwerte, Grenzwerte

Für alle MOS-FET-Typen sind zwei Kennlinienfelder gebräuchlich:

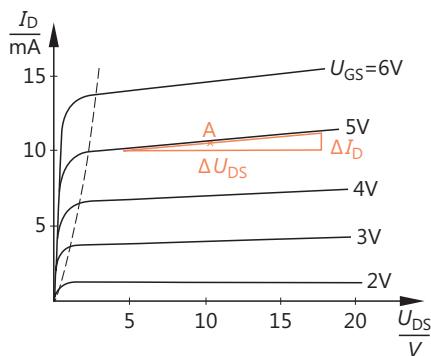
1. das  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld, auch Ausgangskennlinienfeld genannt,
2. das  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld, auch Steuerkennlinienfeld genannt.

Da die n-Kanal-MOS-Feldeffekt-Transistoren besonders häufig eingesetzt werden, sollen die Kennlinien dieser Typen betrachtet werden. Diese Kennlinien gelten entsprechend für p-Kanal-Typen, wenn man die Vorzeichen für Strom und Spannungen umkehrt.

Bild 8.33 zeigt das  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld eines selbstsperrenden MOS-FET (n-Kanal-Typ). Zum Aufbau der n-leitenden Brücke ist eine Mindestgatespannung erforderlich. Diese liegt etwa zwischen 1V und 2V. Ist die Gatespannung kleiner, so fließt fast kein Drainstrom.

Die Abschnürung des Kanals tritt an den Schnittpunkten der gestrichelt eingezeichneten Abschnürungslinie mit den Kennlinien auf. Von diesen Schnittpunkten an verlaufen die Kennlinien nur noch mit leichter Steigung.

Bild 8.33  
 $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld eines selbstsperrenden MOS-FET (n-Kanal-Typ)



### Merksatz



Der Anstieg einer  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt A ergibt den Wert des differentiellen Ausgangswiderstandes  $r_{DS}$  in diesem Arbeitspunkt.

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}$$

(für  $U_{GS}$  konstant)

$r_{DS}$  Ausgangswiderstand  
 $\Delta U_{DS}$  Drainspannungsänderung  
 $\Delta I_D$  Drainstromänderung

Übliche Werte:  $r_{DS} \approx 10 \text{ k}\Omega$  bis  $50 \text{ k}\Omega$

Aus dem  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld kann man das Steuerkennlinienfeld  $I_D$ - $U_{GS}$  konstruieren. Für jede Drainspannung  $U_{DS}$  erhält man eine Kennlinie.

In Bild 8.34 ist neben dem  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld das  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld dargestellt mit je einer Kennlinie für  $U_{DS} = 5 \text{ V}, 10 \text{ V}, 15 \text{ V}$ .

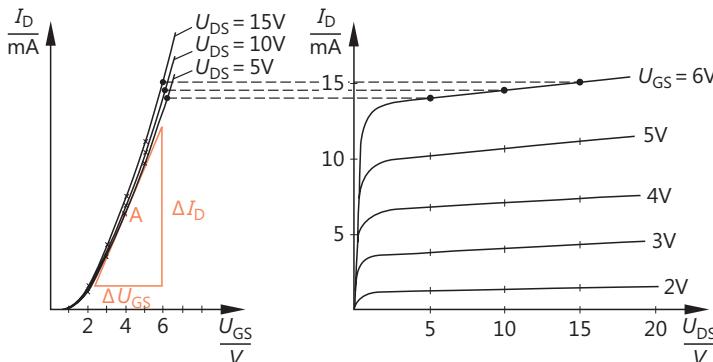


Bild 8.34  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld und  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld eines selbstsperrenden MOS-FET (n-Kanal-Typ)

Der Anstieg einer  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinie kennzeichnet die Steuereigenschaft des Transistors.

Der Anstieg einer  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinie in einem bestimmten Arbeitspunkt A ergibt den Wert der Steilheit S in diesem Arbeitspunkt.

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

(für  $U_{DS}$  konstant)

S Steilheit  
 $\Delta I_D$  Drainstromänderung  
 $\Delta U_{GS}$  Gatespannungsänderung

Übliche Werte:  $S \approx 5 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$  bis  $12 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$

Für einen selbstleitenden MOS-FET (n-Kanal-Typ) gelten die in Bild 8.35 dargestellten Kennlinienfelder.

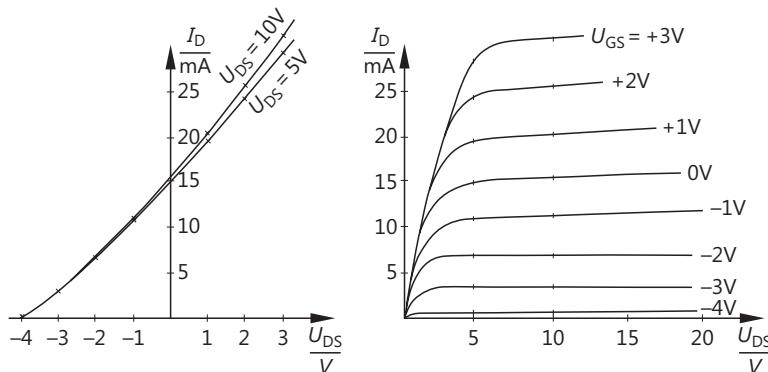


Bild 8.35  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld eines selbstleitenden MOS-FET (n-Kanal-Typ)

Bei  $U_{GS} = 0$  V fließt bereits ein bestimmter Drainstrom  $I_D$ , da ja eine Brücke vorhanden ist. Bei positiven Gatespannungen nimmt die Leitfähigkeit der Brücke zu. Die  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kettenlinien verlaufen umso höher, je positiver die Gatespannung ist.

Bei negativen Gatespannungen nimmt die Leitfähigkeit der Brücke ab. Die  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kettenlinien verlaufen entsprechend tiefer.

Die Angaben über die Kennwerte Ausgangswiderstand  $r_{DS}$  und Steilheit S gelten selbstverständlich genauso für den selbstleitenden MOS-FET wie für den selbstsperrenden.

Die Eingangswiderstände  $r_{GS}$  von MOS-Feldeffekttransistoren sind außerordentlich groß. Sie erreichen Werte von  $10^{15} \Omega$ . Typisch sind  $10^{14} \Omega$ .

$$r_{GS} \approx 10^{14} \Omega$$

$r_{GS}$  = Eingangswiderstand

Der Gateanschluss bildet mit dem Substrat eine Kapazität. Diese sogenannte Eingangskapazität  $C_{GS}$  ist je nach der Konstruktion des MOS-FET verschieden groß. Typische Werte sind:

$$C_{GS} \approx 2 \text{ pF} \text{ bis } 5 \text{ pF}$$

Durch den hohen Eingangswiderstand verbunden mit der kleinen Eingangskapazität ist der MOS-FET sehr empfindlich gegenüber statischen Aufladungen des Gates gegen das Substrat.

Eine leicht durch Reibung von Kunststoffgegenständen zu erzeugende Ladung von  $10^{-9}$  As verursacht bereits eine sehr hohe Spannung  $U$ :

$$Q = C \cdot U$$

$$U = \frac{Q}{C} = \frac{10^{-9} \text{ As}}{2 \text{ pF}} = \frac{10^{-9} \text{ As}}{2 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 500 \text{ V}$$

Eine Spannung dieser Größe kann die dünne isolierende  $\text{SiO}_2$ -Schicht nicht aushalten. Es kommt zu einem Durchschlag, und der MOS-FET wird zerstört.

Um derartige Zerstörungen zu vermeiden, werden MOS-FET mit kurzgeschlossenen Anschlüssen geliefert (Bild 8.36). Der Kurzschlussring ist erst nach Einlöten des FET in die Schaltung abzuziehen.

Einige MOS-FET sind im Innern des Gehäuses mit Schutzdiodenstrecken versehen. Diese Schutzdiodenstrecken sind Bestandteil des Kristalls. Meist verwendet man zwei gegeneinander geschaltete Z-Diodenstrecken (Bild 8.37).



Bild 8.36 MOS-FET mit Kurzschlussring

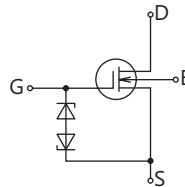


Bild 8.37 MOS-FET mit Schutzdiode

Die Hersteller von MOS-FET geben den *Gateleckstrom*  $I_{\text{GSS}}$  an. Das ist der Strom, den das Gate bei bestimmten Spannungen  $U_{\text{GS}}$  und  $U_{\text{DS}}$  und bei einer bestimmten Temperatur aufnimmt. Typisch ist ein Wert von einigen pA.

$$I_{\text{GSS}} \approx 0,1 \text{ pA bis } 10 \text{ pA}$$

Ein Maß dafür, wie gut sich ein bestimmter MOS-FET sperren lässt, ist der *Drain-sperrstrom*  $I_{\text{D(off)}}$ . Er wird im gesperrten Zustand, also bei sehr negativer Spannung  $U_{\text{GS}}$ , bei einer bestimmten Temperatur und bei  $U_{\text{DS}} = 0$  gemessen.

Der Index «off» stammt aus der englischen Bezeichnungsweise und kennzeichnet den sogenannten ausgeschalteten Zustand.

Typische Werte für  $I_{\text{D(off)}}$  sind:

$$I_{\text{D(off)}} \approx 10 \text{ pA bis } 500 \text{ pA bei } T_j = 25^\circ\text{C}$$

$$I_{\text{D(off)}} \approx 10 \text{ nA bis } 500 \text{ nA bei } T_j = 125^\circ\text{C}$$

$T_j$  = Sperrsichttemperatur

Weiterhin werden vielfach noch die Gleichstromwiderstände der Drain-Source-Strecke im Durchlasszustand und im Sperrzustand  $R_{\text{DS(on)}}$  und  $R_{\text{DS(off)}}$  angegeben sowie die Bedingungen, unter denen sie gemessen wurden. Typische Werte sind:

Durchlasswiderstand  $R_{DS(on)} \approx 200\Omega$   
 (gemessen bei  $U_{GS} = 0V$ ,  $U_{DS} = 0V$ ,  $T_j = 25^\circ C$   
 bei einem selbstleitenden MOS-FET)

Sperrwiderstand  $R_{DS(off)} \approx 10^{10}\Omega$   
 (gemessen bei  $U_{GS} = -10V$ ,  $U_{DS} = +1V$   
 bei einem selbstleitenden MOS-FET)

Die Werte wurden RCA-Unterlagen und Philips-Unterlagen entnommen.

### Grenzwerte

Bei Überschreiten der Grenzwerte ist mit einer Zerstörung des Bauteils zu rechnen.  
 Grenzwerte von MOS-Feldeffekttransistoren sind:

Maximale Drainspannung gegen Source	$U_{DSmax}$
Maximale Drainspannung gegen Substrat	$U_{DBmax}$
Maximale Gatespannung gegen Source	$U_{GSmax}$
Maximaler Drainstrom	$I_{Dmax}$
Maximale Verlustleistung (bei $25^\circ C$ Umgebungstemperatur)	$P_{tot}$
Höchste Sperrsichttemperatur	$T_j$

Ungefähr Werte sind:

$$\begin{aligned} U_{DSmax} &\approx 35V \\ U_{DBmax} &\approx 35V \\ U_{GSmax} &\approx \pm 10V \\ I_{Dmax} &\approx 50mA \\ P_{tot} &\approx 150mW \\ T_j &\approx 150^\circ C \end{aligned}$$

(selbstleitender MOS-FET, n-Kanal-Typ)

### 8.2.3 Temperaturabhängigkeit

MOS-Feldeffekttransistoren haben eine geringe Temperaturabhängigkeit. Mit steigender Temperatur nimmt die Beweglichkeit der Ladungsträger im Kanal ab. Dadurch würde der Strom  $I_D$  vermindert werden.

Mit steigender Temperatur wächst der Wert der zur Sperrung des Stromes  $I_D$  erforderlichen Gatespannung. Die Leitfähigkeit der Brücke nimmt also bei höherer Temperatur weniger ab als bei niedriger Temperatur, wenn die Gatespannung um den gleichen Wert vermindert wird. Hierdurch würde der Strom  $I_D$  vergrößert werden.

Die beiden Einflüsse heben sich in ihrer Wirkung gegenseitig fast auf, so dass die Temperaturabhängigkeit in vielen Fällen vernachlässigt werden kann.

## 8.2.4 Verlustleistung

Beim Stromdurchgang durch den Kanal und die anderen Kristallbahnen wird elektrische Energie in Wärme umgewandelt. Die Wärme muss abgeführt werden, sonst steigt die Kristalltemperatur auf unzulässig hohe Werte an.

Die in Wärmeleistung umgesetzte Verlustleistung eines Feldeffekttransistors ist das Produkt aus Drainspannung  $U_{DS}$  und Drainstrom  $I_D$ .

$$P_{\text{tot}} = U_{DS} \cdot I_D$$

$P_{\text{tot}}$  Verlustleistung

$U_{DS}$  Drainspannung bezogen auf Source

$I_D$  Drainstrom

Die Kühleigenschaften eines Halbleiterbauteils werden durch seinen *Wärmewiderstand* erfasst.

Der Wärmewiderstand ist eine Rechengröße, mit der das Abströmen von Wärme von heißen Stoffen zu kühleren Stoffen berechnet werden kann.

Die Einheit des Wärmewiderstandes ist  $^{\circ}\text{C}/\text{W} = \text{K}/\text{W}$ .

Der Wärmewiderstand zwischen der Kanalzone und der umgebenden Luft hat das Formelzeichen  $R_{\text{thU}}$ .

Die Größe für  $R_{\text{thU}}$  wird vom Hersteller des Feldeffekttransistors angegeben. Sie hängt von der Konstruktion des Bauteils ab.

Übliche Werte sind:

$$R_{\text{thU}} \approx 350 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W} \text{ bis } 600 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Sind Wärmewiderstand  $R_{\text{thU}}$  und größte zulässige Sperrsichttemperatur bekannt, so kann die größte zulässige Verlustleistung errechnet werden.

$$P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_u}{R_{\text{thU}}}$$

$P_{\text{tot}}$  größte zulässige Verlustleistung

$T_j$  größte zulässige Kanaltemperatur

$T_u$  Umgebungstemperatur

Für eine beliebige Verlustleistung  $P_v$  und eine beliebige Kanaltemperatur  $T$  gilt die Gleichung entsprechend:

$$P_V = \frac{T - T_u}{R_{\text{thU}}}$$

Je höher die Umgebungstemperatur, desto schlechter ist die Kühlung des Bauteiles, desto kleiner ist die zulässige Verlustleistung.

Die Ausführungen über die Verlustleistung gelten für MOS-FET und Sperrsicht-FET gleichermaßen.

## 8.2.5 Anwendungen

MOS-Feldeffekttransistoren werden hauptsächlich für Verstärker- und Schaltstufen verwendet. Ihr besonderer Vorteil gegenüber bipolaren Transistoren liegt in der Möglichkeit der leistungs-losen Steuerung. Die Leistungsaufnahme von MOS-Schaltungen ist wesentlich geringer als die von Schaltungen mit bipolaren Transistoren und etwas geringer als die von Schaltungen mit Sperrsicht-FET.

Man erreicht mit MOS-FET kleine Schaltzeiten und hohe Grenzfrequenzen. Das Eigenrauschen ist gering und liegt unter dem Wert bipolarer Transistoren, besonders im Hochfrequenzbereich. Im Tonfrequenzbereich hat der Sperrsicht-FET ein besonders geringes Rauschen. Wie bei den bipolaren Transistoren so gibt es auch bei den Feldeffekttransistoren drei Verstärkergrundschaltungen (Bild 8.38).

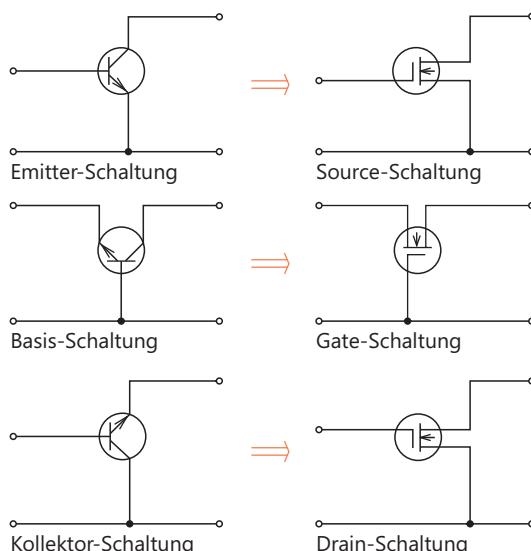


Bild 8.38  
Eingangs- und Ausgangspole  
bei den drei Verstärkergrund-  
schaltungen

Der Emitterschaltung entspricht die *Sourceschaltung*, der Basisschaltung entspricht die *Gate-Schaltung* und der Kollektorschaltung entspricht die *Drainschaltung*.

### 8.2.5.1 Sourceschaltung

Bei der Sourceschaltung ist der Sourceanschluss der gemeinsame Pol für Eingang und Ausgang (Bild 8.38).

Der MOS-FET muss mit den benötigten Gleichspannungen versorgt werden. Im Drain-Source-Kreis ist ein Lastwiderstand vorzusehen. Die Gatespannungsversorgung und die Einstellung des Arbeitspunktes erfolgt mit den Widerständen  $R_1$  und  $R_G$  (Bild 8.39).

Die Kennlinienfelder eines selbstleitenden n-Kanal-MOS-FET sind in Bild 8.40 dargestellt. Der Lastwiderstand soll eine Größe von  $1\text{ k}\Omega$  haben. Die Betriebsspannung beträgt  $18\text{ V}$ . Die Widerstandsgerade liegt damit fest.

Bild 8.39  
Verstärkerstufe mit MOS-FET in  
Sourceschaltung

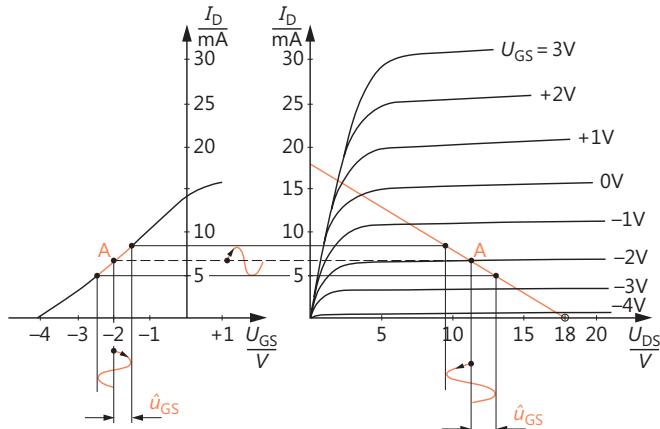
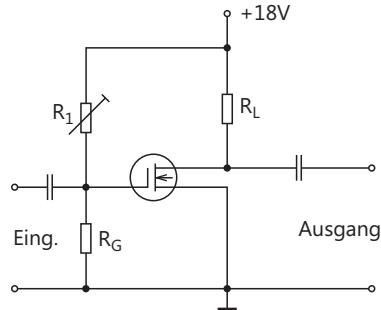


Bild 8.40  
Darstellung des  
Verstärkungsvorganges

Es wird eine Gatevorspannung von  $-2\text{ V}$  gewählt. Damit ist der Arbeitspunkt A bestimmt. Die Aussteuerung erfolgt mit einer Gatewechselspannung  $\hat{u}_{GS} = 0,5\text{ V}$ . Die Ausgangswechselspannung  $\hat{u}_{DS}$  kann dem Kennlinienfeld entnommen werden. Die Spannungsverstärkung errechnet man nach der Gleichung:

$$V_u = \frac{\hat{u}_{DS}}{\hat{u}_{GS}}$$

Die Spannungsverstärkung  $V_u$  kann näherungsweise auch ohne Verwendung von Kennlinienfeldern bestimmt werden, wenn die Kennwerte, die der MOS-FET in dem gewählten Arbeitspunkt hat, bekannt sind.

$$V_u = S \cdot \frac{R_L \cdot r_{DS}}{R_L + r_{DS}}$$

$V_u$  Spannungsverstärkung

$S$  Steilheit

$R_L$  Lastwiderstand

$r_{DS}$  differentieller Ausgangswiderstand des FET

Da der differentielle Eingangswiderstand  $r_{GS}$  des MOS-FET sehr groß ist, ergibt sich auch ein großer differentieller Eingangswiderstand der Schaltung. Der Widerstand des Spannungsteilers  $R_G$  liegt parallel zu  $r_{GS}$ .

$$r_e = \frac{R_G \cdot r_{GS}}{R_G + r_{GS}}$$

$r_e$  differentieller Eingangswiderstand der Schaltung  
 $R_G$  Gatewiderstand  
 $r_{GS}$  differentieller Eingangswiderstand des FET

Der Ausgangswiderstand der Verstärkerstufe wird nach folgender Gleichung berechnet:

$$r_a = \frac{R_L \cdot r_{DS}}{R_L + r_{DS}}$$

$r_a$  differentieller Ausgangswiderstand der Schaltung  
 $r_{DS}$  differentieller Ausgangswiderstand des FET  
 $R_L$  Lastwiderstand

### 8.2.5.2 Drainschaltung

Bei der Drainschaltung ist der Drainanschluss der gemeinsame Pol für Eingang und Ausgang. Es genügt, wenn Eingang und Ausgang wechselstrommäßig den Drainanschluss zum gemeinsamen Pol haben.

Bild 8.41 zeigt eine Drainschaltung, wie sie in der Praxis verwendet wird. Die Pole A und B liegen wechselstrommäßig praktisch auf gleichem Potential, da sie von der Spannungsquelle (bzw. durch einen großen Kondensator des Netzteiles) überbrückt werden.

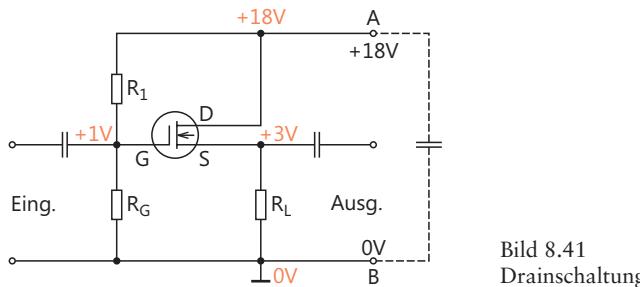


Bild 8.41  
Drainschaltung

Der Transistor dieser Schaltung ist ein selbstleitender MOS-FET. Er soll mit einer negativen Gatespannung (z.B.  $U_{GS} = -2$  V) betrieben werden.

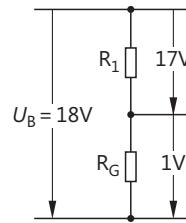
Der im nichtausgesteuerten Zustand fließende Strom  $I_D$  erzeugt am Sourceanschluss ein positives Potential gegen Masse (z.B. +3 V).

Der Spannungsteiler  $R_1 - R_G$  ist nun so zu bemessen, dass am Gate ein entsprechend geringeres positives Potential liegt (im Beispiel +1 V). Das Gate hat dann gegenüber dem Source die gewünschte negative Vorspannung (Bild 8.42).

Die Drainschaltung hat keine Spannungsverstärkung.

$$V_u \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{S \cdot R_L}} \approx 1$$

Bild 8.42  
Gatespannungsteiler



Mit der vorstehenden Gleichung erhält man für  $V_u$  einen Wert, der etwas kleiner als 1 ist. Die Drainschaltung wird auch nicht um der Spannungsverstärkung willen angewendet. Sie hat die Aufgabe, Widerstände umzuformen.

Der Eingangswiderstand der Draingrundschaltung ist noch etwa um den Faktor 10 höher als der Eingangswiderstand der Sourcegrundschatzung.

Der Ausgangswiderstand der Draingrundschaltung ist allerdings sehr gering. Er liegt je nach Bemessung der Schaltung etwa zwischen  $100\ \Omega$  und  $1\ k\Omega$ .

Für den Eingangswiderstand gilt die Gleichung:

$$r_e = (1 + S \cdot R_L) \cdot \frac{r_{GS} \cdot R_G}{r_{GS} + R_G}$$

Der Ausgangswiderstand wird nach folgender Gleichung berechnet:

$r_a = \frac{R_L \cdot \frac{1}{S}}{R_L + \frac{1}{S}}$	$r_e$ differentieller Eingangswiderstand der Schaltung
	$r_{GS}$ differentieller Eingangswiderstand des FET
	$R_G$ Spannungsteilerwiderstand, Gatewiderstand
	$r_a$ differentieller Ausgangswiderstand der Schaltung
	$S$ Steilheit
	$R_L$ Lastwiderstand

### Beispiel



Eine Verstärkerstufe mit selbstleitendem MOS-FET in Draingrundschaltung (nach Bild 8.43) wird mit einem Lastwiderstand  $R_L = 1\ k\Omega$  betrieben. Der Transistor hat in dem Arbeitspunkt eine Steilheit  $S = 8\ mA/V$ . Der Spannungsteilerwiderstand  $R_G$  hat die Größe  $4,7\ M\Omega$ . Der Eingangswiderstand des MOS-FET ( $r_{GS}$ ) beträgt  $5 \cdot 10^{12}\ \Omega$ . Welche Werte ergeben sich für Eingangs- und Ausgangswiderstand der Schaltung?

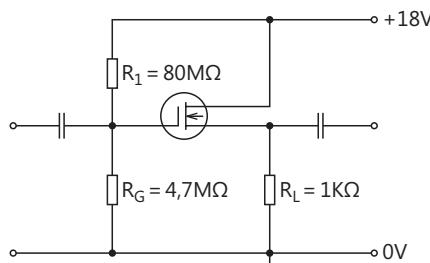


Bild 8.43  
Verstärkerstufe in Drainschaltung

$$r_a = (1 + S \cdot R_L) \cdot \frac{r_{GS} \cdot R_G}{r_{GS} + R_G}$$

$$r_a = (1 + 8 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 1\text{k}\Omega) \cdot \frac{5 \cdot 10^{12} \Omega \cdot 4,7 \cdot 10^{12} \Omega}{5 \cdot 10^{12} \Omega + 4,7 \cdot 10^{12} \Omega}$$

$$r_a = 9 \cdot 4,7 \text{ M}\Omega$$

$$r_a = 42,3 \text{ M}\Omega$$

$$r_a = \frac{R_L \cdot \frac{1}{S}}{R_L + \frac{1}{S}} = \frac{1\text{k}\Omega \cdot \frac{1}{8\text{ mA}}}{1\text{k}\Omega + \frac{1}{8\text{ mA}}}$$

$$r_a = \frac{0,125}{1,125} \text{ k}\Omega$$

$$r_a = 111\Omega$$

Der Eingangswiderstand der Schaltung wird also weitgehend durch die Größe des Gatewiderstandes bestimmt. Der Ausgangswiderstand ist verhältnismäßig niedrig.

### 8.2.5.3 Gateschaltung

Für die Gateschaltung ergibt sich – ähnlich wie für die Basisschaltung – ein kleiner Eingangswiderstand und ein großer Ausgangswiderstand (Bild 8.44).

Die Gateschaltung wird aber so gut wie nie verwendet, denn sie bietet keine Vorteile. Der hohe Widerstand der Gate-Source-Strecke bzw. der Gate-Substrat-Strecke kann nicht genutzt werden.

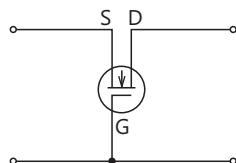


Bild 8.44  
Prinzip der Gateschaltung

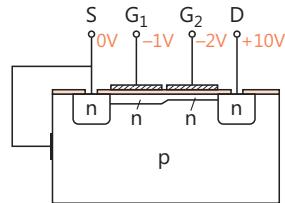
## 8.3 Dual-Gate-MOS-FET

Dual-Gate-MOS-FET sind Sonderbauformen der MOS-Feldeffekttransistoren. Ein Dual-Gate-MOS-FET besitzt zwei Kanalbereiche, von denen jeder durch eine eigene Gateelektrode gesteuert werden kann. Jedes Gate steuert den Drainstrom weitgehend unabhängig vom anderen.

Bild 8.45 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Dual-Gate-MOS-FET vom n-Kanal-Typ. Die gesamte Kanalstrecke besteht aus zwei Teilstrecken. Die eine Teilstrecke befindet sich unterhalb der metallischen Elektrode von  $G_1$ , die andere Teilstrecke unterhalb der metallischen Elektrode von  $G_2$ .

Man könnte Dual-Gate-MOS-FET als selbstsperrende und als selbstleitende Typen bauen, außerdem jede dieser Typen in n-Kanal-Ausführung und in p-Kanal-Ausführung.

Bild 8.45  
Grundaufbau eines Dual-Gate-MOS-FET,  
(selbstleitender n-Kanal-Typ)



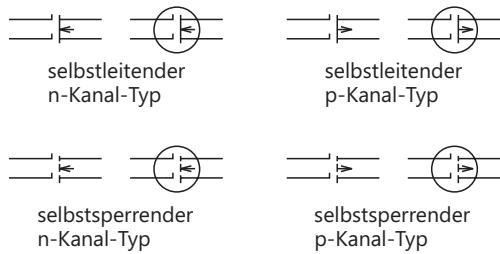
Üblich sind zur Zeit vor allem *selbstleitende n-Kanal-Typen*. Ihre Kennlinien, Kennwerte und Grenzwerte entsprechen denen der MOS-FET mit einem Gate.

Mit Hilfe des zweiten Gates kann die Spannungsverstärkung von Verstärkerstufen in weiten Grenzen gesteuert werden (Regelverstärker).

Schaltungen, die bisher nur mit Zweisteuergitter-Röhren (Hexoden, Heptoden) ausgeführt werden konnten, lassen sich jetzt mit Dual-Gate-MOS-FET als Halbleiterorschaltungen aufbauen. Zu diesen Schaltungen gehören die sogenannten «multiplikativen Mischstufen».

In Bild 8.46 sind die Schaltzeichen der möglichen Dual-Gate-MOS-FET angegeben.

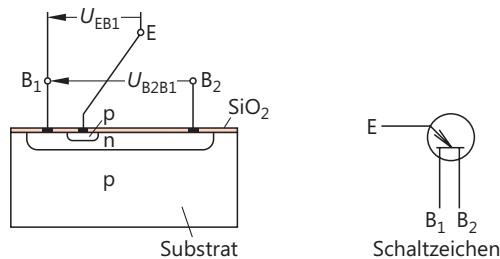
Bild 8.46  
Schaltzeichen der  
Dual-Gate-MOS-FET-Typen  
(die Kreise dürfen entfallen)



## 8.4 Unijunktiontransistoren (UJT)

Ein Unijunktiontransistor besteht aus einer n-leitenden Kristallbahn zwischen den Anschlüssen B<sub>1</sub> und B<sub>2</sub>. In diese Kristallbahn wurde eine kleine p-leitende Zone eindotiert und mit einem Anschluss E versehen (Bild 8.47).

Bild 8.47  
Grundaufbau eines  
Unijunktiontransistors (n-Typ)  
und Schaltzeichen



Die Anschlüsse und die Spannungen werden wie folgt bezeichnet:

- |                 |                                    |
|-----------------|------------------------------------|
| $B_1$ = Basis 1 | $U_{EB1}$ = Emitter-Basis-Spannung |
| $B_2$ = Basis 2 | $U_{B2B1}$ = Interbasisspannung    |
| $E$ = Emitter   |                                    |

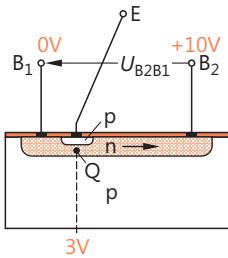


Bild 8.48  
Erläuterung der Arbeitsweise des  
Unijunktiontransistors

Man nennt dieses Halbleiterbauteil wegen der zwei Basisanschlüsse auch *Doppelbasisdiode*. Zwischen  $B_2$  und  $B_1$  wird eine Spannung angelegt, die so gepolt ist, dass  $B_2$  die positive Elektrode ist (Bild 8.48).

Jetzt werden die freien Elektronen der n-Zone bewegt. Es entsteht ein Strom durch das Kristall. Die Elektronen wandern in Richtung  $B_2$ .

Die Spannung  $U_{B2B1}$  fällt entlang der Kristallbahn ab. Im Punkt Q besteht ein positives Potential gegen  $B_1$ . Die Größe dieses Potentials hängt von der angelegten Spannung  $U_{B2B1}$  ab.

Wenn, wie in Bild 8.48 dargestellt,  $U_{B2B1} = 10V$  ist, so ist z.B.  $U_{QB1} = 3V$ . Wird  $U_{B2B1}$  auf  $20V$  erhöht, so erhöht sich die Spannung  $U_{QB1}$  auf  $6V$ .

Die Kristallstrecke  $B_1$ –Q kann man als einen Widerstand ( $R_{B1}$ ) auffassen. Die Kristallstrecke Q– $B_2$  kann man ebenfalls als einen Widerstand ( $R_{B2}$ ) auffassen. Die p-Zone bildet mit der n-Zone eine Diodenstrecke. Die Überlegungen führen zur Ersatzschaltung Bild 8.49.

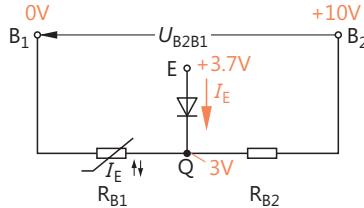


Bild 8.49  
Ersatzschaltung eines  
Unijunktiontransistors



### Merksatz

Die Diodenstrecke kann nur dann durchsteuern, wenn an ihr eine Spannung in Durchlassrichtung liegt, die größer ist als die Schwellspannung.

Die Schwellspannung für Si-Dioden liegt bei etwa  $0,7V$ .

Wenn Punkt Q ein Potential von  $+3V$  hat, so muss an E mindestens ein Potential von  $+3,7V$  liegen, damit die Diode durchsteuern kann. Erst bei diesem *Schwellwert* schaltet die Diode durch.

Die Spannung des Emitters E gegen die Basis  $B_1$ , bei der die Diode durchschaltet, wird *Zündspannung*  $U_Z$  oder Höckerspannung genannt. Die Zündung erfolgt bei  $U_{EB1} = U_Z$ .

Das Verhältnis  $U_{QB1}$  zu  $U_{B2B1}$  wird inneres Spannungsverhältnis genannt und mit dem Formelzeichen  $\eta$  bezeichnet.

$$\eta = \frac{U_{QB1}}{U_{B2B2}}$$

$U_{QB1}$  = Spannung des Punktes Q gegen  $B_1$  vor der Zündung.

Für  $U_Z$  gilt:

$$U_Z = U_{QB1} + 0,7 \text{ V}; U_{QB1} = U_{B2B1} \cdot \eta$$

oder:

$$U_Z = \eta \cdot U_{B2B1} + 0,7 \text{ V}$$

Das innere Spannungsverhältnis  $\eta$  ist ein Kennwert des Unijunktiontransistors (übliche Werte:  $\eta = 0,4$  bis  $0,9$ ).

Nach dem Durchschalten der Diodenstrecke wandern Löcher von Q nach  $B_1$ . Diese Kristallstrecke erhält jetzt viele zusätzliche Ladungsträger. Der Wert des Widerstandes  $R_{B1}$  nimmt erheblich ab. Damit wird das Spannungsteilverhältnis der Kristallstreckenwiderstände  $R_{B1}$  und  $R_{B2}$  verändert.

Die Spannung von Q bezogen auf  $B_1$  nimmt erheblich ab. Die Spannung des Emitters gegen  $B_1$  sinkt ebenfalls ab, da sie ja nach der Zündung stets um den Betrag der Schwellspannung höher ist als die Spannung  $U_{QB1}$ .

Je größer der Emitterstrom, desto mehr Ladungsträger gelangen in die Kristallstrecke Q-B<sub>1</sub>, desto niederohmiger wird  $R_{B1}$ , desto stärker sinkt die Spannung  $U_{EB1}$  ab. Das gilt ab Zündpunkt H bis zum Talpunkt T.

Die Kennlinie in Bild 8.50 zeigt den genauen Zusammenhang zwischen  $I_E$  und  $U_{EB1}$ .

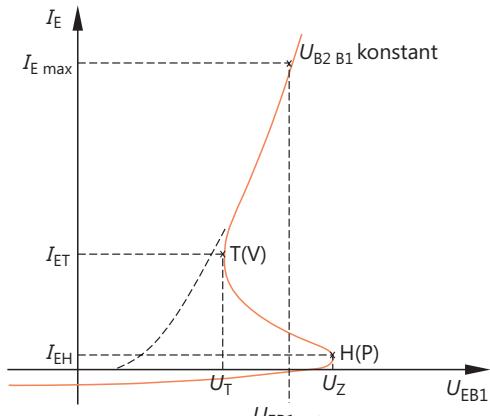


Bild 8.50  
 $I_E-U_{EB1}$ -Kennlinie eines  
Unijunktiontransistors

### Merksatz

Für den Kennlinienbereich zwischen H und T ergeben sich negative differentielle Widerstände.



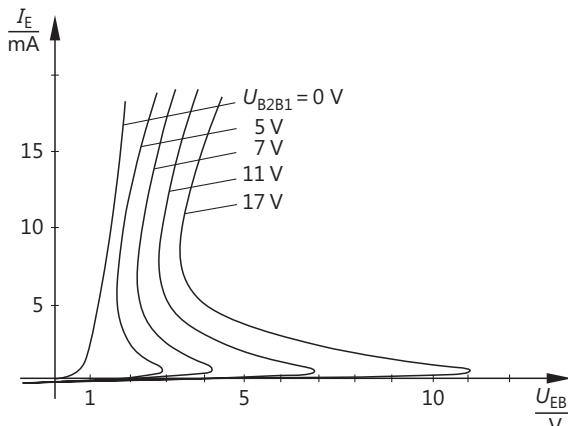


Bild 8.51  
Kennlinienfeld  $I_E = f(U_{EB1})$   
eines Unijunktiontransistors

Bild 8.51 zeigt das  $I_E$ - $U_{EB1}$ -Kennlinienfeld eines Unijunktiontransistors. Die einzelnen Kennlinien gelten für verschiedene Interbasisspannungen  $U_{B2B1}$ .

Vom Zündpunkt H bis zum Talpunkt T nimmt der Widerstandswert der Kristallstrecke Q-B<sub>1</sub> ab. Im Talpunkt T hat er seinen kleinsten Wert (Ladungsträgersättigung). Die zum Punkt T gehörige Emitterspannung heißt Talspannung ( $U_T$ ). Der dann fließende Emitterstrom wird Talstrom ( $I_{ET}$ ) genannt.

Wird die Talspannung unterschritten, so geht die Diodenstrecke des Unijunktiontransistors in den Sperrzustand über.

Vom Hersteller wird als Grenzwert ein größter Strom zwischen Emitter und Basis 1 angegeben. Dieser Stromwert  $I_{E\max}$  liegt etwa um den Faktor 2 bis 2,5 höher als der Talstrom. Die zu  $I_{E\max}$  gehörende Spannung wird Sättigungsspannung  $U_{EB1\text{sat}}$  genannt.

Der Unijunktiontransistor wird hauptsächlich in Schwellwert-Schaltstufen und Impulsgeneratoren eingesetzt.

## 8.5 Lernziel-Test

- Wie kommen die Sperrsichten bei Sperrsicht-Feldeffekttransistoren zustande? Geben Sie eine Erklärung unter Zuhilfenahme einer Skizze.
- Warum sind Sperrsichten «verbotene Gebiete» für Ladungsträger?
- Auf welche Weise werden beim Sperrsicht-FET Kanalquerschnitt und Kanalwiderstand gesteuert?
- Skizzieren Sie ein typisches  $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld eines n-Kanal-Sperrsicht-FET.
- Wie ist die Steilheit eines Sperrsicht-FET festgelegt?
- Was stellt die Schaltung in Bild 8.52 dar? Beschreiben Sie die Arbeitsweise.

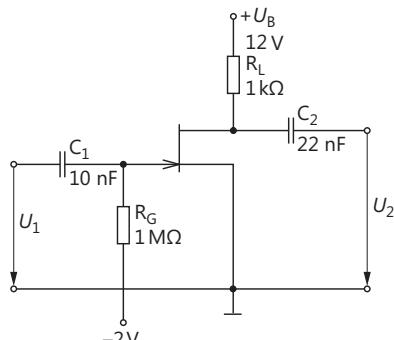


Bild 8.52  
Schaltung mit JFET

- Beschreiben Sie den Kristallaufbau eines selbstsperrenden n-Kanal-MOS-FET.
- Wie entsteht beim selbstsperrenden p-Kanal-MOS-FET die leitende Brücke zwischen Source und Gate?
- Wodurch unterscheidet sich ein selbstsperrender von einem selbstleitenden MOS-FET?
- Skizzieren Sie ein typisches  $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld eines selbstleitenden MOS-FET (n-Kanal-Typ).
- MOS-FET sind besonders empfindlich gegen elektrostatische Aufladungen. Was ist die Ursache dieser Empfindlichkeit?
- Welche Maßnahmen sind zu treffen, um MOS-FET gegen elektrostatische Aufladungen zu schützen?
- Was stellt die Schaltung Bild 8.53 dar? Erklären Sie die Arbeitsweise der Schaltung.

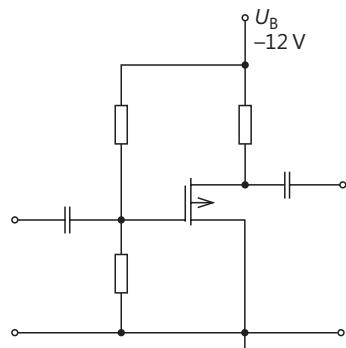


Bild 8.53  
Schaltung mit MOS-FET

14. Mit MOS-FET kann man drei Verstärkergrundschaltungen aufbauen. Wie heißen diese drei Grundschaltungen?
15. Beschreiben Sie Aufbau und Arbeitsweise eines selbstleitenden Dual-Gate-MOS-FET vom p-Kanal-Typ.
16. Wie arbeitet ein Unijunctiontransistor?
17. Was versteht man unter der Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  eines MOS-FET?
18. Wie bestimmt man für einen gewählten Arbeitspunkt den differentiellen Ausgangswiderstand  $r_{DS}$  eines MOS-FET?
19. Was bedeuten die Buchstaben in den Namen «MOS-FET» und «IG-FET»?
20. Was versteht man unter der Steilheit  $S$  eines MOS-FET?

# 9 Integrierte Schaltungen

## 9.1 Allgemeines

Bei der Transistorherstellung werden mehrere 10 000 Transistorsysteme auf einer Siliziumscheibe von 100 bis 300 mm Durchmesser gefertigt. Die Siliziumscheibe wird dann in die einzelnen Transistorsysteme (Chips) zerschnitten.

Jedes dieser Systeme wird auf einer Gehäusegrundplatte befestigt und mit den Anschlussdrähten verbunden. Die Verbindung des Systems mit den Anschlussdrähten, das sogenannte *Kontaktieren*, musste früher weitgehend von Hand unter dem Mikroskop durchgeführt werden. Diese Arbeit verursachte einen großen Kostenanteil. Heute geschieht dies unter Einsatz von Präzisionsmaschinen beim Kontaktieren (Bonding).

Das Hineinbringen eines Chips in ein Gehäuse ist heute wesentlich teurer als die Herstellung des Chips selbst.

Nachdem man die Transistoren auf der Si-Scheibe zerschnitten und mit großem Aufwand in ein Gehäuse gebracht hat, lötet man sie anschließend in einer Schaltung zum mindest teilweise wieder zusammen (Bild 9.1). Dieses Verfahren ist bei großen Serien unwirtschaftlich.

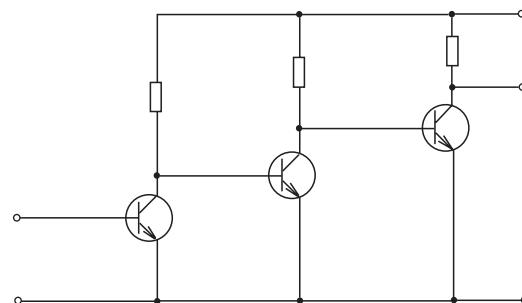


Bild 9.1  
Zusammenschaltung von  
Transistoren zu einem  
dreistufigen Tonfrequenzverstärker

Wirtschaftlich und auch technisch günstiger ist es, die benötigten Transistoren, Dioden und Widerstände und die erforderlichen Verbindungen zwischen ihnen gemeinsam auf einer Si-Scheibe herzustellen und die ganze Schaltung in ein Gehäuse zu bringen. Eine solche Schaltung wird *integrierte Schaltung* oder *integrierter Schaltkreis (Integrated Circuit = IC)* genannt.

In einer integrierten Schaltung sind viele Bauteile zusammengefasst (integriert). Bild 9.2 zeigt einen einfachen dreistufigen Nf-Verstärker als integrierte Schaltung.

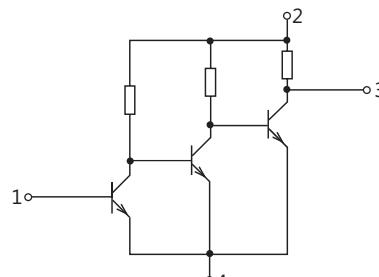


Bild 9.2  
Dreistufiger Tonfrequenzverstärker  
als integrierte Schaltung

Die Schaltung entspricht in ihrem Aufbau der Schaltung Bild 9.1. Der Eingang liegt zwischen den Anschlüssen 1 und 4, der Ausgang zwischen den Anschlüssen 3 und 4. An 2 und 4 wird die Speisespannung gelegt.

Das Schaltzeichen einer integrierten Schaltung ist in Bild 9.3 dargestellt.

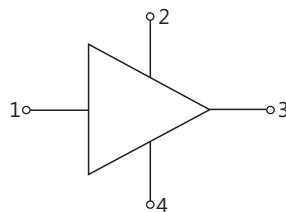


Bild 9.3  
Integrierte Schaltung

## 9.2 Integrationstechniken

### 9.2.1 Monolithtechnik (Halbleiterblocktechnik)

Die Monolithtechnik ist die modernste Technologie zur Herstellung integrierter Schaltungen. Die ganze Schaltung wird in einem Stückchen Silizium-Halbleiterkristall hergestellt. Sie besteht aus einem einzigen Block oder Stein (Monolith).

Mehrere integrierte Schaltungen werden in einer Siliziumscheibe (Wafer) hergestellt. Je nach der Anzahl der zu integrierenden Bauteile hat die einzelne integrierte Schaltung eine Größe von Bruchteilen eines Quadratmillimeters bis zu mehreren Quadratmillimetern.

Bei der Herstellung geht man von einer p-leitenden Siliziumgrundplatte, Substrat genannt, aus. Auf diese Platte lässt man eine n-leitende Kristallschicht epitaktisch aufwachsen. Das heißt, die neuen Si-Atome lagern sich an die vorhandenen Si-Atome so an, dass Einkristallstruktur entsteht. Die Dotierungsatome verhalten sich wie die Si-Atome. Diese n-leitende Kristallschicht heißt *Epitaxialschicht* (Bild 9.4).

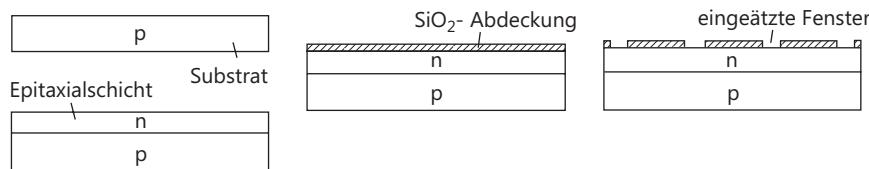


Bild 9.4 Herstellung integrierter Schaltungen, Kristallaufbau

Die Epitaxialschicht erhält eine Siliziumdioxidschicht ( $\text{SiO}_2$ -Schicht). In die  $\text{SiO}_2$ -Schicht werden an bestimmten Stellen Öffnungen (Fenster) eingeätzt. Die Lage und Form der Öffnungen wird durch Masken bestimmt.

Die durch die Fenster erreichbaren Stellen der Epitaxialschicht erhalten eine p-Dotierung durch Eindiffusion von bestimmten Fremdatomen (Bild 9.5).

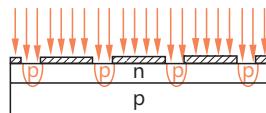


Bild 9.5  
Eindiffundieren von p-leitenden Trennzonen

Die SiO<sub>2</sub>-Schicht wird geschlossen (Bild 9.6). An anderen Stellen werden Fenster eingeätzt (Bild 9.7).

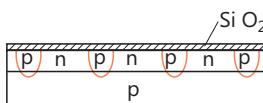


Bild 9.6 Nach dem Eindiffundieren der p-Zonen wird die SiO<sub>2</sub>-Schicht geschlossen

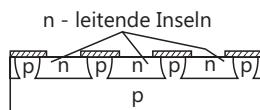


Bild 9.7 In die SiO<sub>2</sub>-Schicht werden an anderen Stellen Fenster eingeätzt

Die n-Zonen bilden «Inseln». Sie sind voneinander durch p-n-Übergänge isoliert.

### Merksatz



Jede Insel kann ein Bauteil aufnehmen.

In einer Insel soll ein bipolarer npn-Transistor entstehen (Bild 9.8).

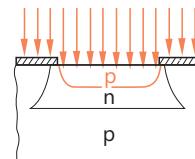


Bild 9.8

Eindiffundieren einer p-Zone in eine n-Insel

Durch eine in gewünschter Größe erzeugte Fensteröffnung werden geeignete dreiwertige Fremdatome in genügend großer Zahl eindiffundiert. Es entsteht eine p-Zone, d.h., in dieser Zone sind die Löcher in der Überzahl.

Die SiO<sub>2</sub>-Schicht wird geschlossen (Bild 9.9). Ein neues Fenster wird erzeugt. Durch dieses Fenster werden geeignete 5-wertige Fremdatome eindiffundiert. Die Zahl der freien Elektronen muss wesentlich größer sein als die Zahl der Löcher. Es entsteht eine n-leitende Zone.

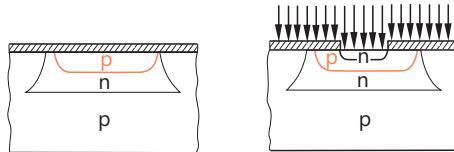


Bild 9.9

Erzeugung einer n-Zone in der p-Zone einer Insel

Die SiO<sub>2</sub>-Schicht wird erneut geschlossen und erhält die in Bild 9.10 dargestellten Fenster. Der npn-Transistor ist damit fertiggestellt.

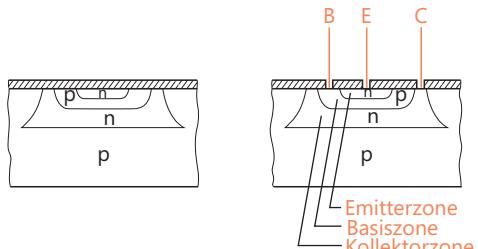


Bild 9.10

Herstellung der Fenster für Emitter-, Basis- und Kollektoranschluss

Dioden, Widerstände und kleine Kapazitäten werden in ähnlicher Weise hergestellt.

Bild 9.11 zeigt eine Insel mit einer Diode.

Die in Bild 9.12 dargestellte Insel enthält einen Widerstand. Widerstandsstrecke ist die p-Zone. Länge, Breite, Dicke und Dotierungsgrad der p-Zone sind so gewählt, dass der gewünschte Widerstandswert entsteht.

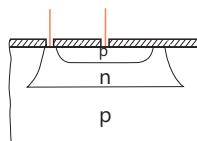


Bild 9.11 Kristallinsel mit Diode

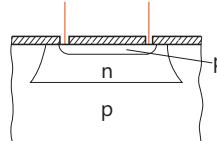


Bild 9.12 Kristallinsel mit Widerstand

Als Kapazität verwendet man einen pn-Übergang, der in Sperrrichtung gepolt ist (Bild 9.13). MOS-Feldeffekttransistoren lassen sich recht einfach herstellen. Das Gate wird als dünne Metallschicht auf die  $\text{SiO}_2$ -Schicht aufgedampft. Bild 9.14 zeigt die Struktur eines p-Kanal-MOS-FET, Bild 9.15 die eines n-Kanal-MOS-FET.

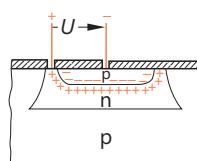


Bild 9.13 Kristallinsel mit Kapazität

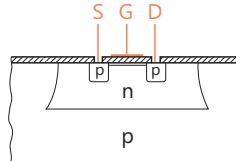


Bild 9.14 Kristallinsel mit p-Kanal-MOS-FET (selbstleitender Typ)

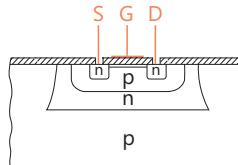


Bild 9.15  
Kristallinsel mit n-Kanal-MOS-FET (selbstleitender Typ)

Spulen und größere Kapazitäten lassen sich mit dieser Technik nicht verwirklichen.

Die auf den einzelnen Inseln vorhandenen Bauteile werden durch gut leitende Strecken miteinander zur gewünschten Schaltung verbunden. Diese Verbindungsstrecken können niederohmige Halbleiterbahnen sein oder Metallbahnen, die durch Aufdampfen hergestellt wurden.

Die Entwicklung führt zu immer kleinerem Flächenbedarf der einzelnen Bauteile. Damit werden immer höhere Integrationsdichten möglich. Auf einem Quadratmillimeter finden heute bis zu 1 Milliarde Transistoren Platz. Speicherchips enthalten Billionen von Transistoren. Ein Transistor ist nur noch wenige Nanometer ( $10^{-9} \text{ m} = 0,000000001 \text{ m}$ ) groß.

Monolithische IC werden vorwiegend im *Dual-Inline-Gehäuse* (Bild 9.16) oder im *Lead-Gehäuse* (Bild 9.17) geliefert. Für einige integrierte Schaltungen werden zylindrische Gehäuse (ähnlich TO 100 oder TO 5) verwendet.

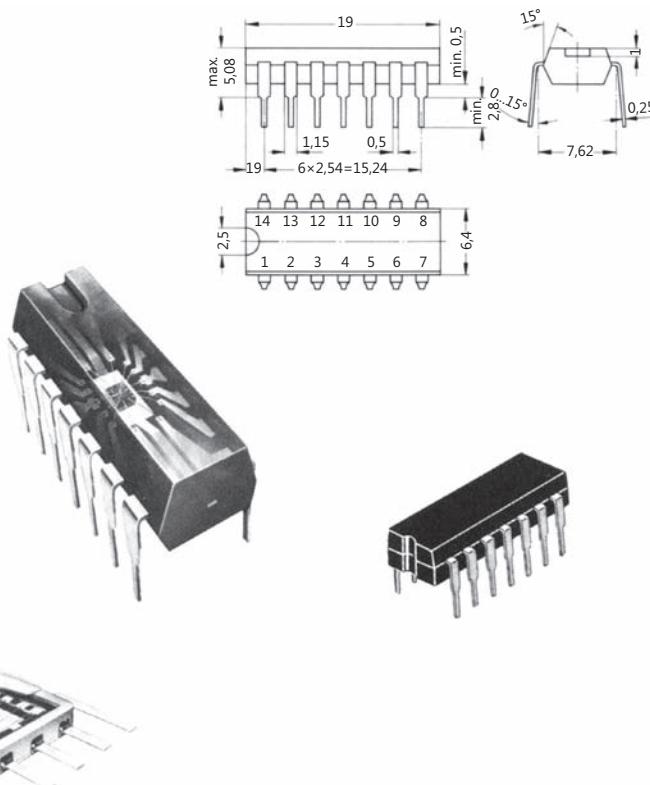
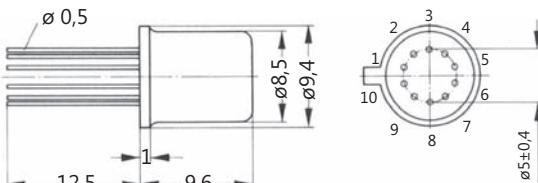


Bild 9.16 Dual-Inline-Gehäuse (DIL)

Bild 9.17  
Leadgehäuse



## 9.2.2 Hybridtechnik

Die Hybridtechnik wird unterteilt in die Dünnfilmtechnik und in die Dickschichttechnik.

### 9.2.2.1 Dünnfilmtechnik

Die Dünnfilmtechnik wurde aus der Leiterplattentechnik entwickelt. Man strebte nach immer kleineren Abmessungen der Schaltungen.

Der eigentliche Schaltkreis wird auf einer Keramikplatte von etwa  $20 \text{ mm} \cdot 30 \text{ mm}$  aufgebaut. Die metallischen Leiterbahnen erzeugt man durch Aufdampfen im Vakuum. Man verwendet meist Silber oder Gold.

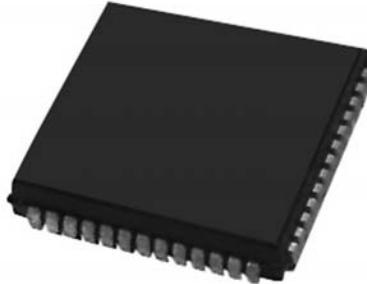


Bild 9.18  
Flachgehäuse: Plastic Leaded Chip Carrier (PLCC)

Widerstände werden ebenfalls mit Hilfe der Aufdampftechnik hergestellt. Durch Länge, Breite und Dicke der Schicht und durch den Schichtwerkstoff ist der Widerstandswert des Bauteils bestimmt. Ein nachträgliches Abgleichen ist möglich (z.B. durch Einbrennen von Trennlinien mit dem Laserstrahl).

Kleine und mittlere Kapazitäten können durch zwei metallische Schichten erzeugt werden, zwischen denen sich eine isolierende Schicht befindet.

Spulen lassen sich nur schwer verwirklichen. Auf dem Keramikplättchen können kleine Flachspulen (Bild 9.19) untergebracht werden. Sie nehmen aber viel Platz weg.



Bild 9.19  
Flachspule auf Keramikplättchen

Transistoren und Dioden werden mit Gehäuse in die Schaltung eingelötet. Die fertig bestückte Dünnfilmschaltung sieht wie eine Miniaturleiterplatte mit großer Packungsdichte aus. Sie wird nach der Bestückung mit Kunststoff zu einem Modul vergossen (Bild 9.20).

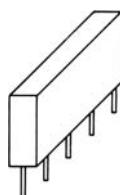


Bild 9.20  
Dünnfilmmodul, vergossen

### 9.2.2.2 Dickschichttechnik

Als Träger verwendet man Aluminiumplättchen, die mit einer Oxidschicht versehen sind, oder Keramikplättchen unterschiedlicher Größe.

Die Leiterbahnen werden nach dem Siebdruckverfahren aufgedruckt. Man verwendet elektrisch leitfähige Pasten, die nach dem Aufbringen aushärten oder eingearbeitet werden (Bild 9.21).

Widerstände werden durch Aufdrucken besonderer Pasten erzeugt. Der gewünschte Widerstandswert ergibt sich aus den Abmessungen und aus der Art der verwendeten Paste. Der Widerstandswert kann nachträglich mit Sandstrahlen abgeglichen werden.

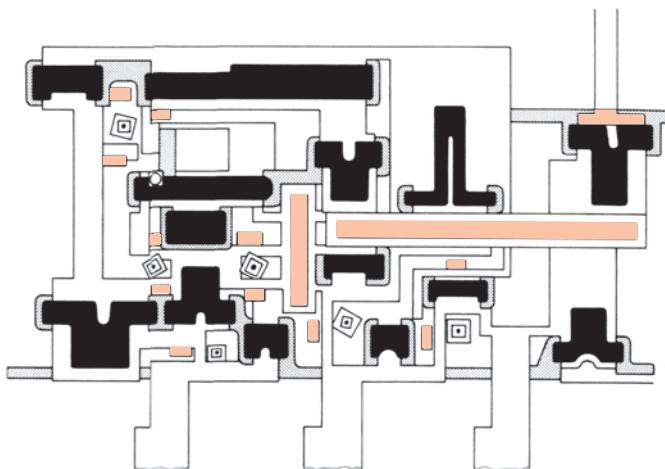


Bild 9.21 Nach dem Siebdruckverfahren aufgedruckte Leiterbahnen

Kleine Kapazitäten können durch Aufbringen mehrerer elektrisch leitfähiger Schichten erzeugt werden, die durch isolierende Schichten getrennt sind.

Das Herstellen von Spulen ist in Dickschichtschaltungen nicht möglich.

Dioden, Transistoren und eventuell andere Halbleiterbauteile werden als Kristallchips (Systeme) in die Schaltung eingefügt. Man legt die Chips mit ihren Anschlussstellen direkt auf die Pastenbahnen und erzeugt eine leitfähige und feste Verbindung. Die Schaltung wird anschließend gekapselt.

Dickschichtschaltkreise lassen sich auch in kleinen Stückzahlen wirtschaftlich fertigen.

Die Hybridtechnik hat ihren Namen von *hybrid* (lat.= von zweierlei Herkunft). Sie ist eine Mischtechnik und hat ihre Wurzeln einmal in der Leiterplattentechnik, zum anderen in der Halbleitertechnik.

## 9.3 Analoge und digitale integrierte Schaltungen

### 9.3.1 Digitale IC

Schaltungen, die nur die beiden Zustände 1 und 0 kennen, heißen digitale Schaltungen. Den Zuständen 1 und 0 ist meist eine elektrische Spannung zugeordnet, z.B.  $1 = +5 \text{ V}$ ,  $0 = 0 \text{ V}$  (Masse). Digitale Schaltungen werden in der digitalen Rechentechnik, der digitalen Steuerungstechnik und der digitalen Messtechnik benötigt. Diese drei Teilgebiete bilden zusammen die Digitaltechnik. In der Digitaltechnik benötigt man große Stückzahlen gleichartiger Schaltungen. Ein einziger Rechner kann Milliarden Schaltungen des gleichen Typs enthalten. Es ist besonders wirtschaftlich, derartige Schaltungen als integrierte Schaltungen herzustellen.

Digitale IC werden heute fast ausschließlich auf Wafern in Monolithtechnik hergestellt. Man unterscheidet digitale IC in *Bipolar-Technik* und digitale IC in *MOS-Technik*.

Die MOS-Technik erlaubt einen sehr hohen Integrationsgrad. Die Chips sind verhältnismäßig einfach herzustellen. Man benötigt etwa 40 Arbeitsgänge gegenüber rd. 140 Arbeitsgängen bei der Herstellung von bipolaren IC.

Schaltungen in MOS-Technik sind hochohmig. Sie benötigen nur etwa  $\frac{1}{10}$  der Leistung, die für gleichartige Schaltungen in Bipolarechnik erforderlich ist.

Bipolare IC haben eine größere Ausgangsleistung. Eingangswiderstände und Ausgangswiderstände sind niederohmig. Sie arbeiten noch bei wesentlich höheren Frequenzen als IC in MOS-Technik.

Bild 9.22 gibt einen Überblick über die Einteilung digitaler integrierter Schaltungen. Die Bipolarechnik wurde zunehmend von der MOS-Technik verdrängt.

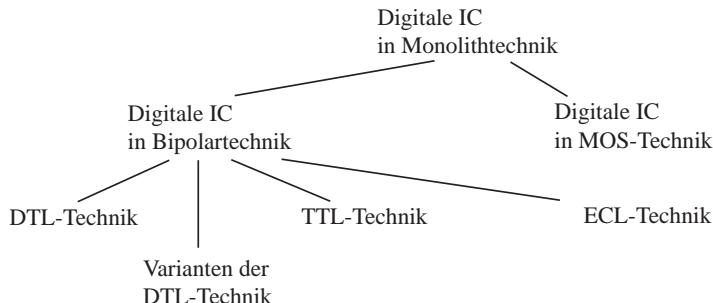


Bild 9.22 Einteilung digitaler integrierter Schaltungen

Integrierte Schaltungen in *DTL-Technik* sind aus Dioden- und Transistorinseln aufgebaut. Die Technik ist inzwischen veraltet.



### Definition

**DTL = Diode Transistor Logic; Dioden-Transistor-Logik.**

Schaltungen in dieser Technik sind besonders störungsunempfindlich.

Die *TTL-Technik* erlaubt sehr elegante technische Lösungen der Schaltungsaufgaben. TTL-Schaltungen können z.B. verhältnismäßig große Ströme aufnehmen und abgeben, ohne sich wesentlich zu erwärmen.



### Definition

**TTL = Transistor Transistor Logic; Transistor-Transistor-Logik.**

Die kürzesten Schaltzeiten und die höchsten Schaltfrequenzen haben digitale IC in *ECL-Technik*.



### Definition

**ECL = Emitter Coupled Logic; emittergekoppelte Logik.**

In der ECL-Technik sind die Emittoren der Transistoren miteinander gekoppelt. Das IC besteht aus Transistorinseln und Widerstandsinseln.

### 9.3.2 Analog IC

Analoge IC verarbeiten kontinuierlich sich ändernde Signale, z.B. Tonfrequenzschwingungen. Sie werden für die unterschiedlichsten Anwendungen hergestellt.

Es werden Tonfrequenzverstärker mit 3 bis 6 Verstärkerstufen gebaut, ebenfalls Zwischenfrequenzverstärker für Rundfunk- und Fernsehgeräte, regelbare Verstärker unterschiedlichster Art, Mischstufen, Filterschaltungen, Operationsverstärker.

Filterschaltungen können tatsächlich auch ohne Spulen realisiert werden. Man verwendet Verstärker mit mehreren starken frequenzabhängigen Gegenkopplungen, die nur die gewünschten Frequenzen verstärken.

Spulen und Kondensatoren können durch Schaltungen mit mehreren Transistoren und Widerständen nachgebildet werden.

#### Definition



Eine Schaltung wirkt wie eine Spule, wenn sie eine Phasenverschiebung von  $\approx 90^\circ$  erzeugt, bei der die Spannung gegenüber dem Strom voreilt.

#### Definition



Erzeugt die Schaltung eine Phasenverschiebung von  $\approx 90^\circ$  und eilt der Strom gegenüber der Spannung vor, so wirkt sie wie ein Kondensator.

Die Anwendungsmöglichkeiten analoger IC nehmen einen immer breiteren Raum ein. Überall dort, wo Schaltungen in größeren Stückzahlen benötigt werden, ist es zweckmäßig, IC einzusetzen.

Die Hersteller von Halbleiterbauelementen fertigen spezielle IC nach Kundenwünschen. Solche Sonderanfertigungen sollen ab Stückzahlen von 5000 rentabel sein, was eine Rentabilität bereits bei mittleren Serien bedeutet.

Die Rundfunk- und Fernsehindustrie wird bei den großen Serien, die sie fertigt, mehr und mehr IC einsetzen. Rundfunk- und Fernsehgeräte der Zukunft werden also überwiegend aus integrierten Schaltungen aufgebaut sein.

## 9.4 Integrationsgrad und Packungsdichte

Die Packungsdichte gibt an, wieviel Bauteile bzw. Bauteilfunktionen auf eine Chipfläche von  $1 \text{ mm}^2$  entfallen. Sie verdoppelt sich alle 24 Monate (Mooresches Gesetz). Die technische Grenze ist ein Transistor in der Größe weniger Atome.

Der Integrationsgrad ist ein Maß für die Anzahl der Bauteilfunktionen, die insgesamt in einem Chip enthalten sind. Es werden zur Zeit Chips mit mehreren Milliarden MOS-Transistoren hergestellt. Man unterteilt früher in mittleren Integrationsgrad und hohen Integrationsgrad und sehr hohen Integrationsgrad.

- MSI = Medium Scale Integration (mittlerer Integrationsgrad)
- LSI = Large Scale Integration (hoher Integrationsgrad)
- VLSI = Very Large Scale Integration (sehr hoher Integrationsgrad)

MSI-Schaltungen enthalten etwa bis 1000 Bauteilfunktionen, LSI-Schaltungen enthalten 1000 bis etwa 50 000 Bauteilfunktionen. Schaltungen über 50 000 bis ca. 8 000 000 Bauteilfunktionen werden VLSI-Schaltungen genannt. Die Fortschritte der letzten Jahrzehnte auf dem Gebiet der Verbesserung des Integrationsgrads sind enorm und machen die komplexen Funktionen heutiger Geräte bei handlichen Abmessungen möglich.

- ULSI = Ultra Large Scale Integration = ca. 500 000 Bauteilfunktionen
- SLSI = Super Large Scale Integration = ca. 5 000 000 Bauteilfunktionen
- ELSI = Extra Large Scale Integration = ca. 50 000 000 Bauteilfunktionen
- GLSI = Giant Large Scale Integration = ca. 500 000 000 Bauteilfunktionen

In der Nanotechnik (Abschnitt 9.6) erreicht man wesentlich höhere Packungsdichten. Die Herstellungsweise der integrierten Schaltungen hat sich sehr verändert. Heute sind Billionen von Funktionen auf einem Chip zu finden (Speicherbausteine).

## 9.5 Vor- und Nachteile integrierter Schaltungen

### Vorteile

Integrierte Schaltungen lassen sich verhältnismäßig preisgünstig herstellen. Eine Transistorfunktion kostet oft nur Bruchteile eines Cents.

Ein 3-stufiger Tonfrequenzverstärker als integrierte Schaltung ist heute zu einem Preis zu haben, den man vor wenigen Jahren noch für einen einzelnen Transistor bezahlen musste.

Durch den Einsatz integrierter Schaltungen wird ein Gerät übersichtlicher und einfacher im Aufbau. Es ist leichter zu reparieren. Kleine Baugrößen sind möglich.

Die Anzahl der Lötstellen eines Gerätes wird durch den Einsatz integrierter Schaltungen stark vermindert. Dadurch wird das Gerät betriebssicherer, denn jede Lötstelle ist eine mögliche Fehlerquelle.

In integrierten Schaltungen sind die Verbindungsleitungen zwischen den Bauteilen und Baugruppen kurz. Dies ist besonders bei hohen Frequenzen ein großer Vorteil (kurze Laufzeiten der Signale, geringe Störstrahlung, geringe gegenseitige Beeinflussung).

### Nachteile

Der Einsatz von integrierten Schaltungen bringt verhältnismäßig wenig Nachteile.

Der Hauptnachteil für den Praktiker besteht darin, dass es gar nicht so einfach ist, festzustellen, ob ein IC tatsächlich defekt ist oder nicht. Diese Schwierigkeit wächst mit höherem Integrationsgrad und schwierigerer Schaltung.

Das Auslöten eines IC mit seinen vielen Anschlüssen ist nicht so ganz einfach, man benötigt Spezialwerkzeug dazu.

Wenn die Typenvielfalt der IC sehr groß wird und jeder Hersteller seine speziellen Typenreihen produziert, könnte die Ersatzteilbeschaffung schwierig werden. Wie kommt man z.B. an ein IC, das eine kleine Firma in Japan produziert?

Wägt man Vor- und Nachteile des Einsatzes von integrierten Schaltungen gegeneinander ab, so dürften die Vorteile überwiegen.

## 9.6 Nanotechnik

### 9.6.1 Ergebnisse der Nanotechnik

Für die Herstellung eines üblichen Kleinsignal-Transistors benötigte man in den Anfangsjahren der Halbleitertechnik ca.  $1 \text{ mm}^2$  Fläche auf dem Siliziumwafer. Um wirtschaftlich produzieren zu können, war man bemüht, diese Fläche zu verkleinern.

Es stellte sich heraus, dass bei kleineren Kristallstrukturen die Schaltzeiten kürzer wurden, die Transistoren also bis zu höheren Frequenzen einsetzbar waren. Das lag wesentlich an den kleineren internen Kapazitäten. Auch verringerte sich die Verlustleistung je Schaltvorgang.

#### Merksatz



Kleinere Kristallstrukturen führen zu kürzeren Schaltzeiten und zu geringerer Verlustleistung.

Es wurde weiter an der Verkleinerung gearbeitet. Durch Dotierungsänderung wurden die Schaltzeiten nochmals verringert. Dies gilt besonders für integrierte Schaltungen mit Transistoren nach dem MOS-Prinzip. Jetzt konnten IC mit viel höherer Packungsdichte hergestellt werden.

### 9.6.2 Festkörperspeicher in Nanotechnik

Die Entwicklung ging weiter. Besonderes bei Speicherschaltungen änderte sich viel. Eine Speicherzelle kann eine Digitalziffer 0 oder 1 speichern. Das ist 1 Bit. Ein IC mit einer Speicherkapazität von 1 GBit (Gigabit) benötigt 1 000 000 000 Speicherzellen.

Wenn man für den Aufbau einer Speicherzelle nur 2 Transistoren benötigt, sind 2 Mrd. Transistoren erforderlich. Bei komplizierteren Speicherzellen noch mehr. Es ergeben sich unwahrscheinlich kleine Kristallstrukturen. Die Gatelänge eines MOS-Transistors liegt bei ca. 20 nm.

$$1 \text{ mm} = 1/1000 \text{ m} = 10^{-3} \text{ m}$$

$$1 \mu\text{m} = 1/1\,000\,000 \text{ m} = 10^{-6} \text{ m}$$

$$1 \text{ nm} = 1/1\,000\,000\,000 \text{ m} = 10^{-9} \text{ m}$$

#### Definition



Bei kleinen Strukturen mit Wegstrecken von  $\mu\text{m}$  spricht man von Mikrotechnik, bei 1000-mal kleineren Strukturen von Nanotechnik.

Die in Nanotechnik erstellten Transistoren bzw. IC haben sehr kleine Schaltzeiten. Die Zugriffszeiten zu den Speichern sind kurz. Eine hohe Arbeitsgeschwindigkeit ist möglich (Bild 9.23). Eine weitere Verkleinerung der Strukturen stößt zur Zeit an eine Grenze (Quantenmechanik).

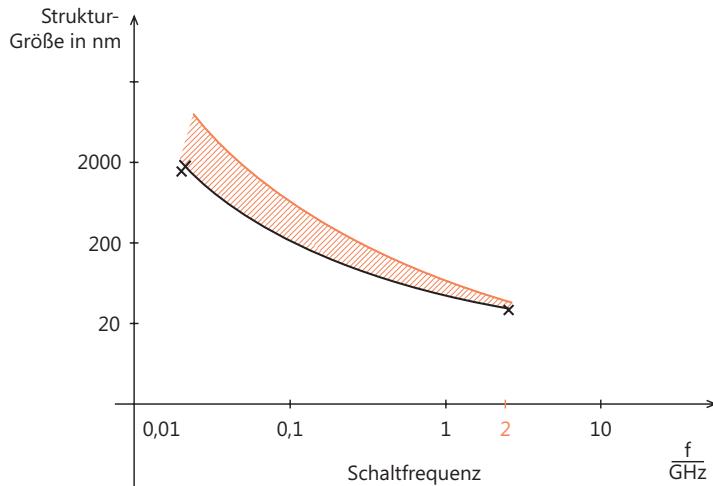


Bild 9.23 Abhängigkeit der maximalen Schaltfrequenz von der Strukturgröße

Die Nanotechnik ist nicht auf Speicherschaltungen beschränkt. Man kann viele andere Schaltungen herstellen, sogar ganze Computer. Bei Computern wird die Speichereinheit Byte verwendet.

1 Byte = 8 Bit

Computer haben verschiedene große Arbeitsspeicher. Ein Computer mit 1-GByte-Arbeitsspeicher enthält ca. 20 Milliarden Transistoren, und das bei einer IC-Größe von  $1\text{ cm} \cdot 2\text{ cm}$ . Da ist es verständlich, dass die elektronischen Geräte immer kleiner werden. So können z.B. mobile Funkgeräte, sog. Handys, mit vielen Sonderfunktionen erstaunlich klein hergestellt werden.

## 9.7 Operationsverstärker

### 9.7.1 Einführung

Operationsverstärker sind sehr hochwertige Gleichspannungsverstärker mit besonderen Eigenschaften. Sie wurden für die Analogrechentechnik und für besondere Anwendungen in der Regelungstechnik konstruiert.

Das ursprüngliche Aufgabengebiet der Operationsverstärker war die Durchführung mathematischer und regelungstechnischer Operationen.

Die Operationsverstärker mussten sehr hohen Anforderungen genügen. Sie wurden aus Einzelbauteilen aufgebaut und teilweise als vergossene Module geliefert. Die Preise lagen zwischen einigen hundert bis zu einigen tausend Euro pro Stück.

Die Herstellung der Operationsverstärker wurde durch die modernen Technologien stark verbilligt. Operationsverstärker wurden zunächst als integrierte Schaltungen in Hybridtechnik aufgebaut. Heute werden sie überwiegend als monolithische integrierte Schaltungen gefertigt. Die großen Stückzahlen ermöglichen günstige Preise. Hochwertige Operationsverstärker können heute bereits für einige Euro gekauft werden.

Die günstigen Preise haben dem Operationsverstärker viele weitere Anwendungsbereiche erschlossen. Neben seinem ursprünglichen Einsatzgebiet wird er heute häufig in der Nachrichtentechnik und in der Elektronik eingesetzt.

Ein Verstärker dieser Art verstärkt Tonfrequenzsignale ebenso gut wie regelungstechnische Signale oder Signale von Messwertgebern. Ein Operationsverstärker kann eigentlich überall dort eingesetzt werden, wo es erforderlich ist, elektrische Signale zu verstärken und wo keine großen Ausgangsleistungen benötigt werden. Er ist ein hervorragender Universalverstärker.

In vielen Anwendungsfällen sollte man sich jedoch fragen, ob man für die Verstärkung tatsächlich einen Operationsverstärker braucht oder ob nicht ein einfacher aufgebauter Verstärker, der ebenfalls als integrierte Schaltung lieferbar ist, für den beabsichtigten Zweck genügt.

### 9.7.2 Aufbau und Arbeitsweise

Operationsverstärker werden auch *Rechenverstärker* oder *Differenzverstärker* genannt. Der Name Differenzverstärker hat seinen Ursprung im Schaltungsaufbau. Die Schaltung ist weitgehend symmetrisch aufgebaut. Sie besteht praktisch aus zwei Verstärkern, die auf einen gemeinsamen Ausgang arbeiten (Bild 9.24). Jeder dieser Verstärker hat einen eigenen Eingang. Die Spannungsdifferenz zwischen beiden Eingängen kann verstärkt werden.

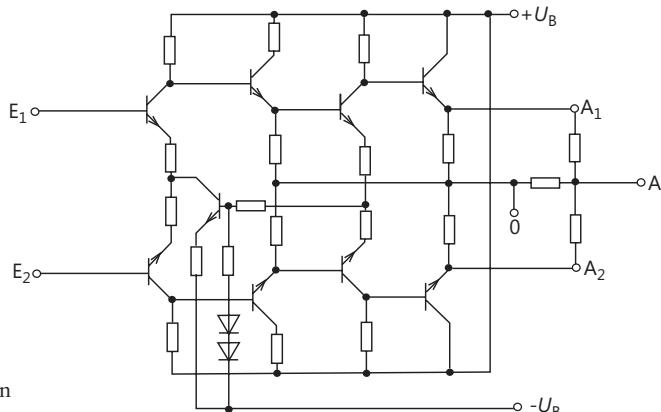
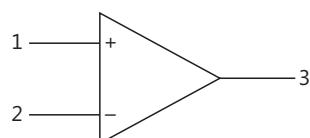


Bild 9.24  
Schaltung eines einfachen  
Operationsverstärkers

Das Schaltzeichen eines Operationsverstärkers ist in den Bildern 9.25 und 9.26 dargestellt. Die Pole 1 und 2 sind Eingänge, der Pol 3 ist der Ausgang. Alle Spannungen sind auf einen gemeinsamen Pol bezogen, der im Schaltzeichen nicht dargestellt ist. Er wird in den Schaltungen gesondert gezeichnet. Bild 9.27 zeigt einen Operationsverstärker mit Angabe des Bezugspoles und der Spannungen.

Bild 9.25  
Schaltzeichen für Operationsverstärker  
(wird fast ausschließlich verwendet)



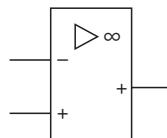


Bild 9.26  
Schaltzeichen für Operationsverstärker nach DIN 40900

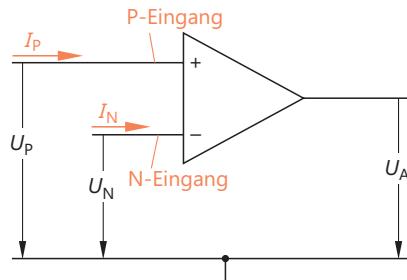


Bild 9.27  
Operationsverstärker mit Angabe des Bezugspoles und der Spannungen

Als Bezugspol wurde hier Masse gewählt. Der mit einem Minuszeichen gekennzeichnete Eingang wird *invertierender Eingang* oder N-Eingang genannt. Die an diesen Eingang angelegte Spannung erscheint am Ausgang umgekehrt bzw. um  $180^\circ$  verschoben, wenn es sich um eine sinusförmige Spannung handelt (Bild 9.28).

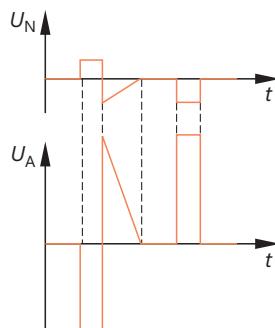


Bild 9.28  
Zeitlicher Verlauf der Spannungen  $U_N$  und  $U_A$



### Merksatz

Eine an den N-Eingang gelegte Spannung wird verstärkt und invertiert.

Der andere Eingang, der durch ein Pluszeichen kenntlich gemacht ist, heißt *Normaleingang*, P-Eingang oder nichtinvertierender Eingang. Eine hier angelegte Spannung erscheint am Ausgang mit gleicher Polung bzw. mit gleicher Phasenlage.



### Merksatz

Eine an den P-Eingang gelegte Spannung wird verstärkt, aber nicht invertiert.

Ein Operationsverstärker benötigt zwei gegenüber dem Bezugspol symmetrische Speisespannungen, z.B. +10 V gegen Masse und -10 V gegen Masse. Die richtige Zuführung dieser Speisespannungen wird vorausgesetzt. Sie ist im Schaltbild nicht eingezeichnet.

Man kann nun wählen, welchen Eingang man beschalten will. Der nicht benutzte Eingang wird an Masse gelegt (Bild 9.29).

Bild 9.29

Möglichkeiten der  
Beschaltung der Eingänge  
von Operationsverstärkern

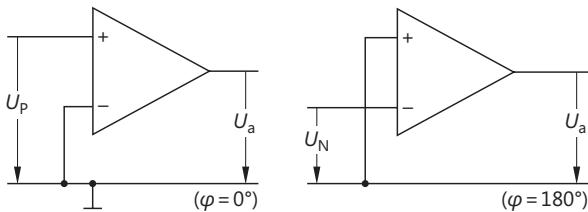
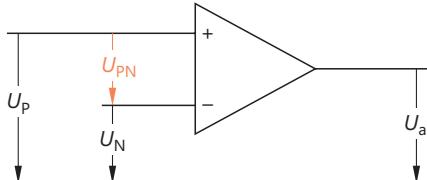


Bild 9.30

Schaltung eines Operationsverstärkers  
als Differenzverstärker



Legt man an den P-Eingang eine Spannung  $U_P$  und an den N-Eingang eine Spannung  $U_N$ , so werden beide Spannungen verstärkt. Da die am N-Eingang liegende Spannung  $U_N$  jedoch invertiert, also in ihrer Polung umgekehrt wird, erscheint am Ausgang die verstärkte Differenz beider Spannungen (Bild 9.30).

$$U_a = V \cdot (U_P - U_N)$$

$$U_a = V \cdot U_{PN}$$

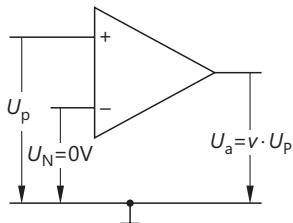
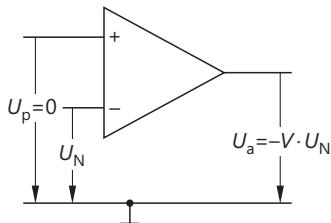
$U_a$  Ausgangsspannung

$V$  Verstärkungsfaktor

$$U_{PN} = U_P - U_N$$

$U_{PN}$  Differenzspannung

Ist die Spannung  $U_N = 0$ , liegt also am N-Eingang keine Spannung, so wird nur die Spannung  $U_P$  verstärkt (Bild 9.31a).

Bild 9.31a Verstärkung bei  $U_N=0V$ Bild 9.31b Verstärkung bei  $U_P=0V$ 

Es gilt:  $U_a = V \cdot (U_P - U_N)$

$$U_a = V \cdot (U_P - 0)$$

$$U_a = V \cdot U_p \quad V = \frac{U_a}{U_p}$$

Ist nur eine Spannung  $U_N$  vorhanden (Bild 9.31b), also  $U_P = 0$ , so ergibt sich folgende Gleichung:

$$\begin{aligned} U_a &= V \cdot (U_P - U_N) \\ U_a &= V \cdot (0 - U_N) \end{aligned}$$

$$U_a = -V \cdot U_N \quad V = -\frac{U_a}{U_N}$$

Das Minuszeichen gibt an, dass die Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung invertiert ist.

### 9.7.3 Idealer Operationsverstärker

Für die Durchführung vieler Rechenoperationen benötigt man eigentlich Operationsverstärker mit Eigenschaften, die als ideal bezeichnet werden.

Solche *idealen Operationsverstärker* kann man jedoch nicht herstellen. Man kann die gewünschten idealen Eigenschaften nicht verwirklichen. Nur eine Annäherung an diese Eigenschaften ist möglich.

Ein idealer Operationsverstärker hat einen unendlich großen Verstärkungsfaktor  $V$ , einen unendlich großen Eingangswiderstand  $R_e$ , einen Ausgangswiderstand  $R_a$ , der gleich null ist, und einen Frequenzbereich, der von  $f_{\min} = 0$  bis  $f_{\max} = \infty$  reicht.

Der ideale Operationsverstärker muss außerdem vollkommen symmetrisch aufgebaut sein. Legt man die gleiche Spannung an den P-Eingang und an den N-Eingang, so muss die Ausgangsspannung null sein, da die Differenzspannung  $U_{PN}$  null ist.

$$U_{PN} = U_P - U_N$$

Bei gleicher Spannung (Amplitude und Phasenlage gleich) am P-Eingang und am N-Eingang spricht man von *Gleichtaktaussteuerung*. Die dabei auftretende Verstärkung heißt *Gleichtaktverstärkung* ( $V_{G1}$ ). Sie ist beim idealen Operationsverstärker null.

$$V_{G1} = 0$$

Das Verhältnis des Verstärkungsfaktors  $V$  zur Gleichtaktverstärkung wird *Gleichtaktunterdrückung* ( $G$ ) genannt.

$$G = \frac{V}{V_{G1}}$$

$G$	Gleichtaktunterdrückung
$V$	Verstärkungsfaktor
$V_{G1}$	Gleichtaktverstärkung

Die Gleichtaktunterdrückung ist beim idealen Operationsverstärker unendlich groß.

$$G = \infty$$

Weiterhin hat der ideale Operationsverstärker einen absolut linearen Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und den Eingangsspannungen. Verzerrungen treten nicht auf, das Rauschen ist null. Irgendwelche Abhängigkeiten von der Umgebungstemperatur oder von Schwankungen der Speisespannungen bestehen nicht.

Zusammenstellung der wichtigsten Eigenschaften des idealen Operationsverstärkers:

Verstärkungsfaktor	$V$	$= \infty$
Eingangswiderstand	$R_e$	$= \infty \Omega$
Ausgangswiderstand	$R_a$	$= 0 \Omega$
Untere Grenzfrequenz	$f_{\min}$	$= 0 \text{ Hz}$
Obere Grenzfrequenz	$f_{\max}$	$= \infty \text{ Hz}$
Gleichtaktverstärkung	$V_{G1}$	$= 0$
Gleichtaktunterdrückung	$G$	$= \infty$
Linearitätsabweichung des Zusammenhangs		
Ausgangsspannung zu Eingangsspannungen		$= 0$
Rausch-Ausgangsspannung	$U_{\text{rausch}}$	$= 0 \text{ V}$

### 9.7.4 Realer Operationsverstärker

Ideale Operationsverstärker können, wie gesagt, nicht gebaut werden. Die Operationsverstärker, die hergestellt werden können, heißen *reale Operationsverstärker*.

Man ist bemüht, die Kennwerte realer Operationsverstärker möglichst weitgehend den für ideale Operationsverstärker geltenden Eigenschaften anzunähern.

Dies ist recht gut möglich, so dass bei praktischen Berechnungen oft so getan werden kann, als seien die realen Operationsverstärker ideale Operationsverstärker.

Man kann folgende Daten erreichen:

Verstärkungsfaktor	$V$	$\approx 1\,000\,000$
Eingangswiderstand	$R_e$	$= 1 \text{ M}\Omega$ bis $1000 \text{ M}\Omega$
Ausgangswiderstand	$R_a$	$= 10 \Omega$
Untere Grenzfrequenz	$f_{\min}$	$= 0 \text{ Hz}$
Obere Grenzfrequenz	$f_{\max}$	$\approx 100 \text{ MHz}$
Gleichtaktverstärkung	$V_{G1}$	$\approx 0,2$
Gleichtaktunterdrückung	$G$	$\approx 5\,000\,000$
Rausch-Ausgangsspannung	$U_{\text{rausch}}$	$\approx 3 \mu\text{V}$

Die vorstehend angeführten Daten werden nur von sehr hochwertigen Operationsverstärkern erreicht. Viele Typen von Operationsverstärkern haben etwas schlechtere Daten. Dies ist nicht weiter schlimm, denn für viele Anwendungszwecke sind die sehr guten Daten nicht unbedingt erforderlich.

### 9.7.5 Anwendungen

Operationsverstärker sind sehr vielfältig verwendbare Verstärker. Sie können z.B. als Tonfrequenzverstärker und als Hochfrequenzverstärker bis rd. 100 MHz eingesetzt werden. Bild 9.32 zeigt einen Tonfrequenzverstärker mit Tonblende.

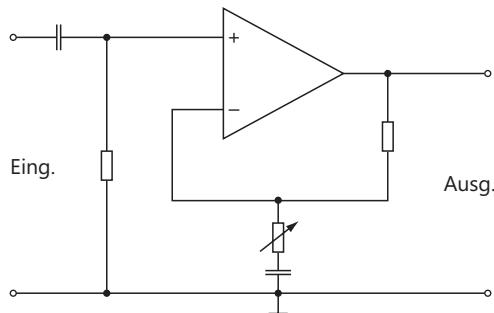


Bild 9.32  
Tonfrequenzverstärker mit  
Tonblende

Operationsverstärker können weiter als Addier- und Subtrahierverstärker Verwendung finden. Eine Subtrahierschaltung ist in Bild 9.33 dargestellt.

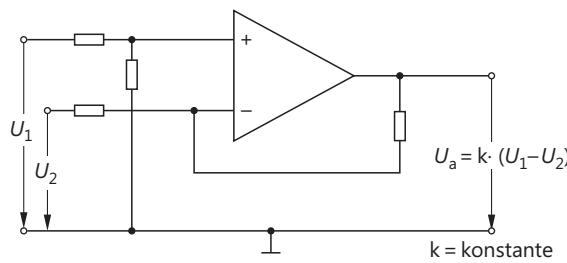


Bild 9.33  
Subtrahierschaltung,  
 $U_a = \text{Konstante } k \cdot (U_1 - U_2)$

Schwingungserzeuger aller Art, wie Sinusoszillatoren, RC-Generatoren, astabile Multivibratoren, können mit Operationsverstärkern aufgebaut werden, ebenfalls verschiedene Schalterstufen.

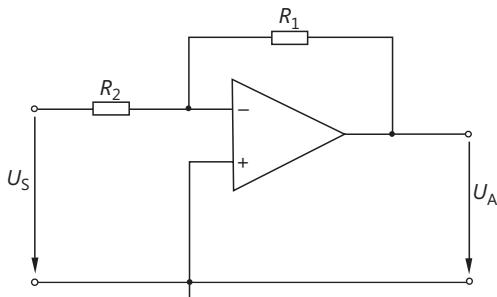
Das Schaltbild eines Universalverstärkers, auch Umkehrverstärker genannt, zeigt Bild 9.34. Am invertierenden Eingang wird angesteuert. Zwischen der Spannung  $U_s$  und der Spannung  $U_a$  besteht eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$ . Ein Teil der Ausgangsspannung  $U_a$  wird über  $R_1$  mit umgekehrter Phasenlage auf den Eingang zurückgeführt. Dies nennt man Spannungsgegenkopplung. Durch die Spannungsgegenkopplung wird die Verstärkung der Schaltung verringert (Näheres siehe Band «Grundschaltungen, Elektronik 3»).

Der hohe Verstärkungsfaktor  $V$  des Operationsverstärkers wird auf einen gewünschten Verstärkungsfaktor  $V_u$  verringert. Der gewünschte Verstärkungsfaktor ergibt sich mit guter Näherung aus dem Verhältnis der Widerstände  $R_1/R_2$ .

$$V_u = \frac{R_1}{R_2}$$

$V_u$  = Spannungsverstärkung

Bild 9.34  
Universalverstärker



Besonders gut eignen sich Operationsverstärker als Messverstärker. Über diese genannten Einsatzmöglichkeiten hinaus gibt es noch viele weitere Einsatzmöglichkeiten.

## 9.8 Lernziel-Test

1. Integrierte Schaltungen werden häufig in Monolithtechnik hergestellt. Beschreiben Sie diese Technik.
2. Was versteht man unter einem Dual-Inline-Gehäuse?
3. Wie sind Dickschicht-Schaltkreise aufgebaut?
4. Bei der Herstellung integrierter Schaltungen in kleinen und mittleren Stückzahlen wird oft die Hybridtechnik angewendet. Was versteht man unter Hybridtechnik?
5. Es gibt analoge und digitale IC. Wodurch unterscheiden sich beide Arten?
6. Man sagt, eine integrierte Schaltung sei in Bipolarechnik, eine andere in MOS-Technik aufgebaut. Was sagen die Bezeichnungen aus?
7. Was versteht man unter Integrationsgrad, was unter Packungsdichte?
8. Wie ist ein Operationsverstärker aufgebaut? Geben Sie die beiden üblichen Schaltzeichen an.
9. Welche Eigenschaften hat ein idealer Operationsverstärker?
10. Mit einem Operationsverstärker soll ein nichtinvertierender Tonfrequenzverstärker mit Tonblende aufgebaut werden. Skizzieren Sie das Schaltbild.



# 10 Thyristoren

## 10.1 Vierschichtdioden (Thyristordioden)

### 10.1.1 Aufbau und Arbeitsweise

Die Vierschichtdiode ist ein Silizium-Einkristall-Halbleiterbauteil mit 4 Halbleiterzonen wechselnden Leitfähigkeitsstyps (Bild 10.1).

Neben der Bezeichnung *Vierschichtdiode* werden auch die Bezeichnungen *Thyristordiode* und *Triggerdiode* verwendet.

Die beiden Anschlusselektroden heißen *Katode* (K) und *Anode* (A).

Die Vierschichtdiode hat 3 pn-Übergänge. Jeder pn-Übergang stellt eine Diodenstrecke dar. Es bestehen die Diodenstrecken  $D_I$ ,  $D_{II}$  und  $D_{III}$  (Bild 10.2).

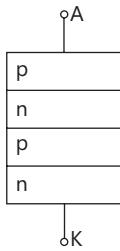


Bild 10.1 Grundaufbau einer Vierschichtdiode

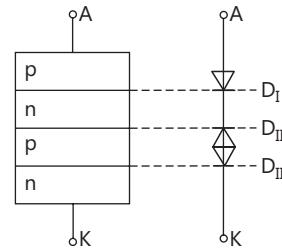


Bild 10.2 Diodenstrecken der Vierschichtdiode

Legt man zwischen Anode und Katode eine Spannung, so dass die Anode ein negatives Potential gegenüber der Katode hat, so sind die Diodenstrecken  $D_I$  und  $D_{III}$  in Sperrrichtung gepolt, die Diodenstrecke  $D_{II}$  in Durchlassrichtung (Bild 10.3). Es fließt nur ein sehr geringer Sperrstrom.

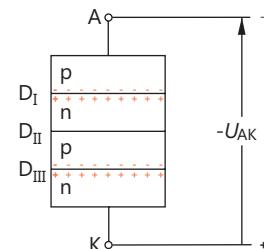


Bild 10.3  
Polung der pn-Übergänge

Erhält die Anode eine positive Spannung gegen Katode, so sind die Diodenstrecken  $D_I$  und  $D_{III}$  in Durchlassrichtung gepolt. Die Diodenstrecke  $D_{II}$  ist jetzt aber gesperrt (Bild 10.4). Die Vierschichtdiode sperrt auch bei dieser Polung in einem bestimmten Spannungsbereich. Vergrößert man die Spannung  $U_{AK}$ , so wird die Vierschichtdiode bei einem bestimmten Spannungswert plötzlich niederohmig. Ihr Widerstand sinkt von einigen  $M\Omega$  auf einige  $\Omega$  ab.

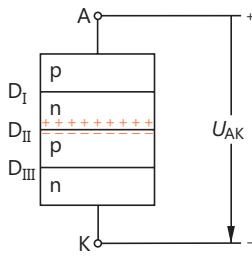


Bild 10.4  
Polung der pn-Übergänge



### Merksatz

Die Vierschichtdiode ist ein Bauteil mit Schaltereigenschaften. Sie hat einen hochohmigen Zustand und einen niederohmigen Zustand.

Die Schaltzeichen einer Vierschichtdiode sind in Bild 10.5 dargestellt.

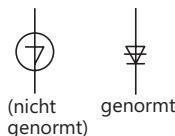


Bild 10.5  
Schaltzeichen der Vierschichtdiode

Bild 10.6 zeigt die Kennlinie einer Vierschichtdiode. Man unterscheidet den *Sperrbereich*, den *Blockierbereich*, den *Übergangsbereich* und den *Durchlassbereich*.

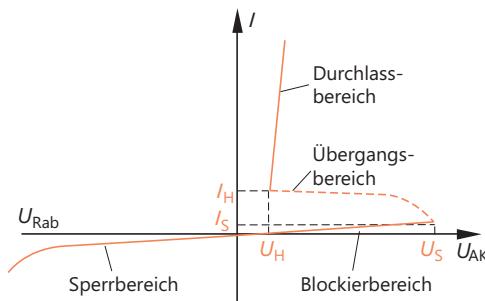


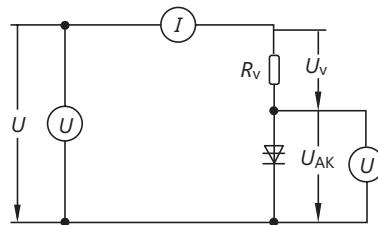
Bild 10.6  
Kennlinie einer Vierschichtdiode

Im Sperrbereich fließt ein sehr geringer Sperrstrom. Bei der Sperrspannung  $U_{Rab}$  kommt es zu einem Durchbruch. Die Diode kann dabei zerstört werden.

Im Blockierbereich ist die Vierschichtdiode hochohmig. Bei der Schaltspannung  $U_S$  geht sie in den niederohmigen Zustand über. Dieser Teil der Kennlinie heißt Übergangsbereich.

Die Kennlinie wird mit Hilfe einer Schaltung, wie sie in Bild 10.7 angegeben ist, aufgenommen. Wird der Widerstand der Vierschichtdiode sehr klein, so fällt der größte Teil der angelegten Spannung an  $R_v$  ab. Die Spannung an der Vierschichtdiode sinkt auf den Wert  $U_H$  ab.  $U_H$  ist die sogenannte *Haltestspannung*. Zu ihr gehört ein *Haltestrom*  $I_H$ . Werden  $U_H$  und  $I_H$  unterschritten, so geht die Vierschichtdiode in den hochohmigen Zustand zurück.

Bild 10.7  
Schaltung zur Aufnahme der Kennlinie einer Vierschichtdiode



Im Durchlassbereich ist die Vierschichtdiode niederohmig. Die an ihr abfallende Spannung ist gering. Sie steigt mit größer werdendem Strom. Die Größe des Durchlassstromes muss begrenzt werden.

### Merksatz



Im Stromkreis einer Vierschichtdiode muss ein genügend großer Widerstand  $R$  wirksam sein, damit der Strom in Durchlassrichtung begrenzt wird.

Bei zu großem Durchlassstrom wird die Vierschichtdiode zerstört.

Vierschichtdioden werden häufig mit einem Vorwiderstand betrieben.

Wie ist es nun möglich, dass die Vierschichtdiode bei der Spannung  $U_S$  plötzlich niederohmig wird?

Man kann sich vorstellen, dass die mittlere Diodenstrecke ( $D_{II}$ ) Zenerdiodencharakteristik hat und bei einer bestimmten Sperrspannung plötzlich durchbricht. Da die Diodenstrecken  $D_I$  und  $D_{III}$  ohnehin in Durchlassrichtung gepolt sind, wird dann das ganze Bauteil niederohmig.

Genauerer Einblick in die inneren Vorgänge erhält man jedoch, wenn man das Vierschichtbauteil als eine Zusammenschaltung von zwei Transistorstrecken auffasst. Man denke sich einen Schnitt durch die Zonen wie in Bild 10.8 dargestellt. Der obere Teil des Kristalls ergibt ein pnp-Transistorsystem, der untere Teil ein npn-Transistorsystem.

Beide Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  sind entsprechend Bild 10.9 zusammengeschaltet. Wird die Spannung zwischen A und K erhöht, so steigen auch die Sperrströme beider Transistorstrecken. Der Sperrstrom von  $T_1$  ist aber der Basisstrom von  $T_2$  und der Sperrstrom von  $T_2$  ist der Basisstrom von  $T_1$ .

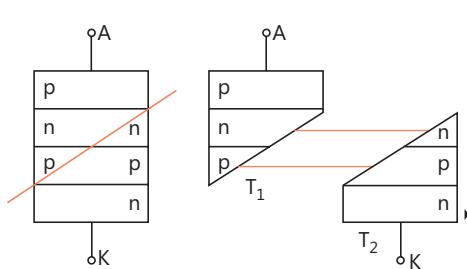


Bild 10.8 Aufteilung des Vierschichtkristalls in zwei Transistorstrecken

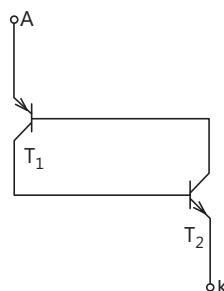


Bild 10.9 Transistorersatzschaltung einer Vierschichtdiode

Bei einem bestimmten Spannungswert von  $U_{AK}$ , bei der Spannung  $U_S$ , wird nun der Sperrstrom des einen Transistors so groß, dass er den anderen Transistor ganz wenig aufsteuern kann.

Nehmen wir an, der Sperrstrom von  $T_2$  steuert  $T_1$  etwas auf. Das bedeutet, dass der Sperrstrom von  $T_1$  jetzt größer wird. Der größere Sperrstrom von  $T_1$  steuert aber  $T_2$  etwas weiter auf.

Wenn  $T_2$  weiter aufgesteuert wird, wird auch  $T_1$  weiter aufgesteuert. Wenn  $T_1$  weiter aufgesteuert wird, wird ebenfalls  $T_2$  weiter aufgesteuert usw. Die beiden Transistoren steuern sich gegenseitig auf, bis beide voll durchgesteuert sind und die Vierschichtdiode damit ihren niederohmigen Zustand erreicht hat. Die pn-Übergänge sind jetzt mit Ladungsträgern überschwemmt.

Die Vierschichtdiode kann erst wieder in den hochohmigen Zustand übergehen, wenn der Strom  $I$  einen bestimmten Mindestwert, den Haltestrom  $I_H$ , unterschritten hat. Das ist bei der Spannung  $U_H$  der Fall. Dann wird die mittlere Sperrsicht wieder aufgebaut. Die dort vorhandenen Ladungsträger werden ausgeräumt.

### 10.1.2 Kennwerte und Grenzwerte

#### Kennwerte

Der wichtigste Kennwert einer Vierschichtdiode ist die *Schaltspannung*  $U_S$ , die mit einer bestimmten Toleranz angegeben wird. Die Toleranz beträgt meist  $\pm 10\%$  der angegebenen Schaltspannung.

Ein weiterer wichtiger Kennwert ist der *Haltestrom*  $I_H$ . Er lässt sich nur ungenau angeben. Der Hersteller garantiert einen bestimmten Bereich, in dem der Haltestrom eines bestimmten Vierschichtdiotentyps mit Sicherheit liegt. Die Exemplarstreuung ist groß. Zum Haltestrom gehört die *Haltespannung*  $U_H$ .

Weitere Kennwerte sind der *Schaltstrom*  $I_S$ , bei dem das Durchsteuern der beiden Transistorstrecken beginnt, und der *Sperrstrom*  $I_R$ , der für eine bestimmte Spannung angegeben wird. Für den Betrieb im Durchlassbereich ist der *differentielle Durchlasswiderstand*  $r_f$  wichtig. Der Wert für  $r_f$  ergibt sich entsprechend Bild 10.10 zu:

$$r_f = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

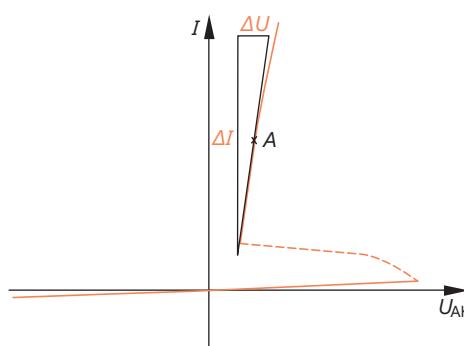


Bild 10.10  
Bestimmung des differentiellen Durchlasswiderstandes  $r_f$

Er gilt genau für einen bestimmten Arbeitspunkt.

Für den Übergang vom hochohmigen Zustand in den niederohmigen Zustand wird eine bestimmte Zeit benötigt. Diese Zeit wird *Einschaltzeit*  $t_{\text{ein}}$  genannt.

Der Aufbau der Sperrsicht der Diodenstrecke  $D_{II}$  nach Unterschreiten des Haltestromes erfordert ebenfalls eine bestimmte Zeit. Die dort befindlichen Ladungsträger müssen ausgeräumt werden. Diese Zeit heißt *Ausschaltzeit* oder *Freiwerdezeit* oder *Sperrverzugszeit*. Kurzzeichen  $t_{\text{aus}}$ .

Häufig wird noch der Wärmewiderstand  $R_{\text{thU}}$  Sperrsicht-umgebende Luft angegeben.

### Übliche Kennwerte einer Vierschichtdiode

Schaltspannung	$U_S \approx 50 \text{ V} \pm 4 \text{ V}$
Haltestrom	$I_H \approx 14 \text{ bis } 45 \text{ mA}$
Haltespannung	$U_H \approx 0,8 \text{ V}$
Schaltstrom	$I_S \approx 120 \mu\text{A}$
Sperrstrom	$I_R \approx 15 \mu\text{A}$
Differentieller Durchlasswiderstand	$r_f \approx 2 \Omega$
Einschaltzeit	$t_{\text{ein}} \approx 0,2 \mu\text{s}$
Ausschaltzeit	$t_{\text{aus}} \approx 5 \mu\text{s}$

### Grenzwerte

Grenzwerte sind der *maximal zulässige Dauergleichstrom*  $I_F$ , der *maximal zulässige Impulsstrom*  $I_{FM}$  und die *maximal zulässige Verlustleistung*  $P_{\text{tot}}$ .

Weiterhin gelten die *höchst zulässige Umgebungstemperatur*  $T_{\text{Umax}}$  und die *tiefe zulässige Umgebungstemperatur*  $T_{\text{Umin}}$  als Grenzwerte.

Die höchstzulässige Spannung in Sperrrichtung  $U_{R\text{max}}$  ist ebenfalls ein Grenzwert.

### Übliche Grenzwerte einer Vierschichtdiode:

Max. zul. Dauergleichstrom	$I_F \approx 150 \text{ mA}$
Max. zul. Impulsstrom	$I_{FM} \approx 10 \text{ A}$
Max. zul. Verlustleistung	$P_{\text{tot}} \approx 150 \text{ mW}$
Umgebungstemperaturbereich	$T_{\text{Umax}} \approx +65 \text{ }^{\circ}\text{C}$
	$T_{\text{Umin}} \approx -40 \text{ }^{\circ}\text{C}$
Max. zul. Sperrspannung	$U_{R\text{max}} \approx 60 \text{ V}$

### 10.1.3 Anwendungen

Vierschichtdioden, auch Triggerdioden genannt, werden als Schalterbauteile eingesetzt.

Sie werden überwiegend zum Ansteuern von Thyristoren verwendet. Mit Vierschichtdioden können Zähler und Impulsschaltungen einfach aufgebaut werden. Man setzt Vierschichtdioden in Schaltstufen der elektronischen Fernsprechvermittlungstechnik und in Verknüpfungsgliedern der Digitaltechnik ein.

Vierschichtdioden werden nur für kleine Leistungen gebaut. Für große Leistungen verwendet man gesteuerte Vierschichtdioden, sogenannte Thyristoren.

## 10.2 Thyristoren (rückwärtssperrende Thyristortrioden)

### 10.2.1 Aufbau und Arbeitsweise

Thyristoren sind Einkristall-Halbleiterbauteile mit vier oder mehr Schichten unterschiedlicher Leitfähigkeitsart. Sie sind meist ähnlich aufgebaut wie Vierschichtdioden und haben wie diese zwei stabile Betriebszustände, einen *hochohmigen Zustand* und einen *niederohmigen Zustand*. Sie haben Schaltereigenschaften.



#### Definition

Thyristoren sind steuerbare Bauteile mit Schalteneigenschaften.

Das Umschalten von einem Zustand in den anderen ist über einen Steueranschluss steuerbar.

Der Aufbau des häufigsten Thyristortyps ist in Bild 10.11 dargestellt. Das Vierschichtkristall hat drei Elektroden: *Anode* (A), *Katode* (K) und *Steueranschluss* (G). Wegen dieser drei Elektroden wird das Bauteil auch *Thyristortriode* genannt.

Der Steueranschluss G liegt meist an der inneren p-Zone. Solche Thyristoren heißen p-gesteuerte Thyristoren oder katodenseitig steuerbare Thyristoren.

Einige seltener verwendete Thyristortypen haben den Steueranschluss an der inneren n-Zone. Sie werden n-gesteuerte Thyristoren oder anodenseitig steuerbare Thyristoren genannt (Bild 10.12).

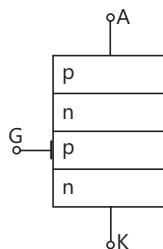


Bild 10.11 Grundaufbau eines p-gesteuerten Thyristors (katodenseitig steuerbare Thyristortriode)

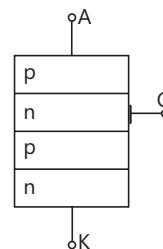


Bild 10.12 Grundaufbau eines n-gesteuerten Thyristors (anodenseitig steuerbare Thyristordiode)

Die genormten Schaltzeichen sind in Bild 10.13 dargestellt.

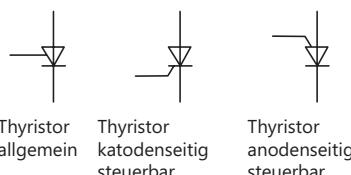


Bild 10.13 Schaltzeichen von Thyristoren

Die folgenden Betrachtungen beziehen sich vorwiegend auf die meist verwendeten p-gesteuerten Thyristortypen.

Die äußere p-Zone, die sogenannte Anodenzone, erwärmt sich im Betrieb besonders stark. Sie muss so gut wie möglich gekühlt werden und ist meist mit dem Gehäuseboden verbunden. Die äußere n-Zone (Katodenzone) liegt an der Anschlussleitung. Bild 10.14 zeigt einen Schnitt durch ein übliches Thyristorgehäuse.

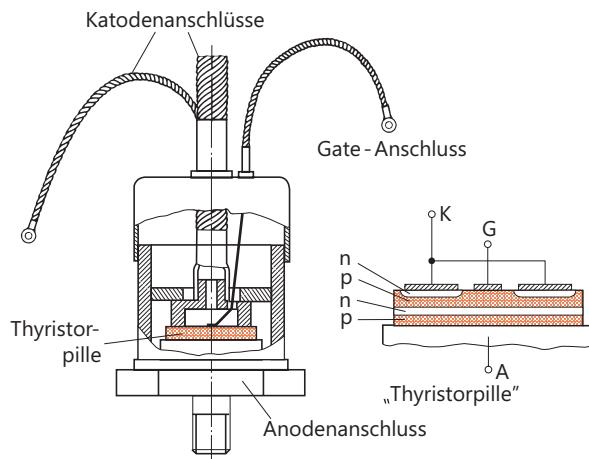


Bild 10.14  
Schnitt durch ein  
Thyristorgehäuse

Ein Thyristor hat drei pn-Übergänge, die als Diodenstrecken  $D_I$ ,  $D_{II}$  und  $D_{III}$  aufgefasst werden können. Je nach Richtung der Spannung  $U_{AK}$  unterscheidet man eine Polung in *Sperrrichtung* und eine Polung in *Schaltrichtung*.

Statt Sperrrichtung verwendet man auch die Bezeichnung *Rückwärtsrichtung* und statt Schaltrichtung die Bezeichnung *Vorwärtsrichtung*.

Bei Polung in Sperrrichtung liegt der negative Pol der Spannung ( $U_{AK}$ ) an der Anode (Bild 10.15). Die pn-Übergänge bzw. Diodenstrecken  $D_I$  und  $D_{III}$  sind in Sperrrichtung gepolt. Der mittlere pn-Übergang  $D_{II}$  wird in Durchlassrichtung betrieben.

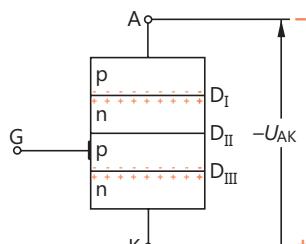


Bild 10.15  
Polung eines Thyristors in Sperrrichtung

Bei dieser Polung der Spannung  $U_{AK}$  bleibt der Thyristor stets gesperrt. Das heißt, er behält seinen hochohmigen Zustand bei. Zwischen Anode und Katode liegt ein Widerstand von einigen  $M\Omega$ .

Überschreitet die Spannung  $U_{AK}$  einen höchstzulässigen Wert, so kommt es zu einem Wärmedurchbruch, und der Thyristor wird zerstört.

Bei Betrieb in Schaltrichtung liegt der positive Pol der Spannung  $U_{AK}$  an der Anode (Bild 10.16). Die Diodenstrecken  $D_I$  und  $D_{III}$  werden in Durchlassrichtung betrieben. Nur die Diodenstrecke  $D_{II}$  ist in Sperrrichtung gepolt. Der Steueranschluss

bleibt zunächst unbeschaltet. Der Widerstand zwischen Anode und Katode beträgt ebenfalls einige  $M\Omega$ . Der Thyristor sperrt also auch bei dieser Polung. Um einen Unterschied zum Sperrzustand zu machen, sagt man, der Thyristor *blockiert*. Es fließt nur ein kleiner Sperrstrom.

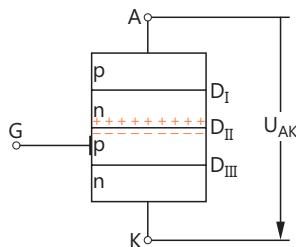


Bild 10.16  
Polung eines Thyristors in Schaltrichtung

Erhöht man die Spannung  $U_{AK}$  weiter, so tritt bei einem bestimmten Spannungswert ein plötzliches Umkippen in den niederohmigen Zustand auf. Die Spannung, bei der der Kippvorgang oder Schaltvorgang auftritt, wird *Nullkippspannung*  $U_{KO}$  genannt. «Null» deutet auf den offenen Steueranschluss hin.



### Definition

Die Nullkippspannung ist die Spannung, bei der ein mit offenem Steueranschluss in Schaltrichtung betriebener Thyristor in den niederohmigen Zustand kippt.

Die Nullkippspannung entspricht der Schaltspannung der Vierschichtdiode.

Bild 10.17 zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Thyristors bei offenem Steueranschluss. Man unterscheidet – wie bei der Vierschichtdiode – die Kennlinienbereiche *Sperrbereich*, *Blockierbereich*, *Übergangsbereich* und *Durchlassbereich*.

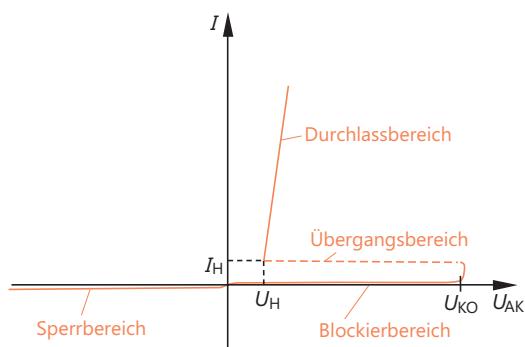


Bild 10.17  
 $I-U_{AK}$ -Kennlinie eines Thyristors

Zu beachten ist allerdings, dass die Sperrkennlinie stark temperaturabhängig ist. Bild 10.18a zeigt den Verlauf der Sperrkennlinie mit der Temperatur als Parameter. Man erkennt, dass der Sperrstrom exponentiell mit der Temperatur wächst. Bei  $130^\circ\text{C}$  beträgt er dann schon einige mA. Die Sperrverluste  $P_{VS} = U_{AK} \cdot I_S$  sind dann erheblich größer.

Bild 10.18b zeigt die Temperaturabhängigkeit des Blockierbereiches. Ähnlich wie im Sperrbereich nimmt auch hier der Strom mit steigender Temperatur zu. Die Blockierverluste  $P_{VB} = U_{AK} \cdot I_B$  nehmen stark zu.

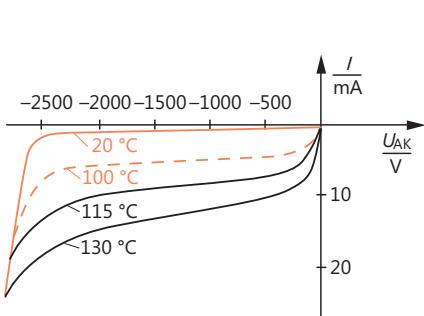


Bild 10.18a Temperaturabhängigkeit der Sperrkennlinien

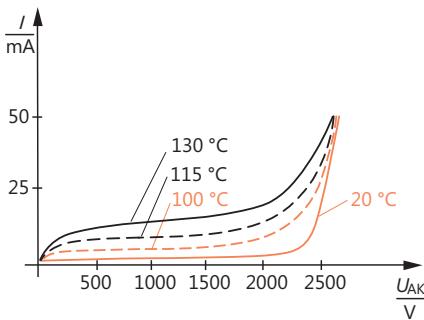


Bild 10.18b Temperaturabhängigkeit der Blockierkennlinie

Das Vierschichtkristall kann als Zusammenschaltung von zwei Transistorstrecken angesehen werden (Bild 10.19).

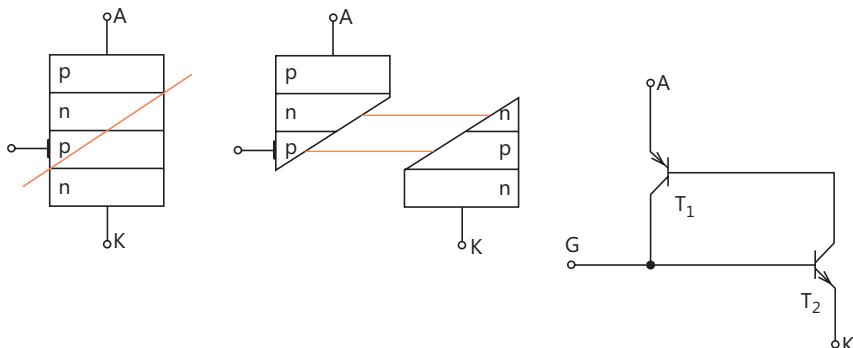


Bild 10.19 Aufteilung des Thyristorkristalls in zwei Transistorstrecken und Ersatzschaltung des Thyristors

Wie bei der Vierschichtdiode beginnt bei einer bestimmten Spannung  $U_{AK}$  gegenseitiges Aufsteuern der Transistorstrecken  $T_1$  und  $T_2$ , das zu einem völligen Durchsteuern und zum Niederohmigwerden des Thyristors führt.

Die Spannung, bei der das gegenseitige Aufsteuern bei offenem Steueranschluss beginnt, ist die Nullkippspannung.

Das gegenseitige Aufsteuern und damit das Umkippen in den niederohmigen Zustand kann vor Erreichen der Nullkippspannung erfolgen.

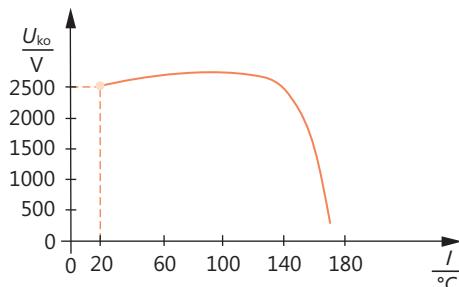


Bild 10.20  
Temperaturdrift der Nullkippspannung  $U_{K0}$

Beträgt die Kristalltemperatur mehr als 130 °C, fällt die Nullkippspannung  $U_{K0}$  stark ab (Bild 10.20). Der Thyristor schaltet dann erheblich früher in den niederohmigen Bereich.

Gibt man auf den Steueranschluss des in Bild 10.19 dargestellten Thyristors einen gegenüber der Katode positiven Impuls, so steuert die Transistorstrecke  $T_2$  auf und leitet den gegenseitigen Aufsteuerungsvorgang zwischen  $T_1$  und  $T_2$  ein. Der Thyristor kippt in den niederohmigen Zustand.



### Merksatz

Ein in Schaltrichtung betriebener Thyristor kippt bei Eintreffen eines ausreichend großen und genügend lange dauernden Steuerimpulses in den niederohmigen Zustand.

Der Steuerimpuls muss eine bestimmte Mindestdauer haben (Mindestimpulszeit), damit die beiden Transistorstrecken voll durchsteuern können. Seine Stromstärke muss ebenfalls ausreichend groß sein.

Um die zur sicheren Zündung erforderliche Höhe des Steuerstromes  $I_G$  und der Steuerspannung  $U_{GK}$  abzuschätzen, muss bedacht werden, dass auch der Steuerkreis, also die Strecke Gate–Katode, ein pn-Übergang mit der bekannten Durchgangskennlinie ist.

Aufgrund von Exemplarstreuungen und Temperaturabhängigkeiten verschiebt sich diese Kennlinie. Bild 10.21 zeigt das sog. Streuband für den gesamten Temperaturbereich. Man erkennt drei Bereiche: den nichtzündenden Bereich, den Bereich möglicher Zündung und den der sicheren Zündung. Um den Thyristor sicher zu betreiben, müssen Störimpulse also im Bereich I liegen, damit er nicht ungewollt zündet. Für sicheres Zünden müssen die Impulse im Bereich III liegen. Im niederohmigen Zustand wird das Thyristorkristall von sehr vielen Ladungsträgern überschwemmt. Der Steueranschluss ist wirkungslos geworden. Der normale Thyristor kann nicht mit Hilfe der Steuerelektrode in den hochohmigen Zustand zurückgeschaltet werden. Er bleibt im niederohmigen Zustand, bis der Strom einen bestimmten Mindestwert unterschreitet. Dieser Mindeststromwert wird *Haltestrom* genannt.

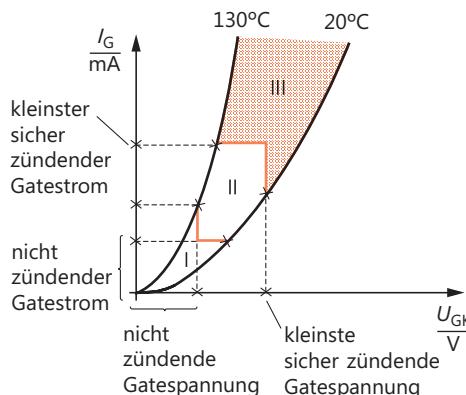


Bild 10.21  
Streuband der Eingangskennlinien  
Bereich I      Nichtzündung  
Bereich II      Zündung möglich  
Bereich III      sichere Zündung

**Merksatz**

Ein im niederohmigen Zustand befindlicher Thyristor bleibt niederohmig, bis der Haltestrom unterschritten wird.

Nach Unterschreiten des Haltestromes wird die mittlere Sperrsicht wieder aufgebaut. Die im Sperrsichtbereich befindlichen Ladungsträger werden ausgeräumt. Hierfür ist eine bestimmte Zeit erforderlich, die sogenannte *Freiwerdezeit*.

**Merksatz**

Der durch einen niederohmigen Thyristor fließende Strom muss unbedingt begrenzt werden.

Thyristoren können im niederohmigen Zustand Widerstandswerte von wenigen  $\text{m}\Omega$  haben. Im Laststromkreis eines Thyristors muss daher unbedingt ein genügend großer strombegrenzender Widerstand wirksam sein (Bild 10.22).

Die Kippkennlinie eines Thyristors gibt an, welcher Steuerstrom  $I_G$  mindestens erforderlich ist, um bei einer bestimmten in Schaltrichtung anliegenden Spannung  $U_{AK}$  ein Kippen in den niederohmigen Zustand auszulösen. Eine typische Kippkennlinie ist in Bild 10.23 dargestellt.

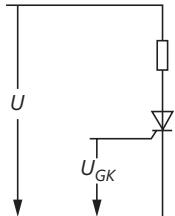


Bild 10.22 Strombegrenzung durch einen Lastwiderstand

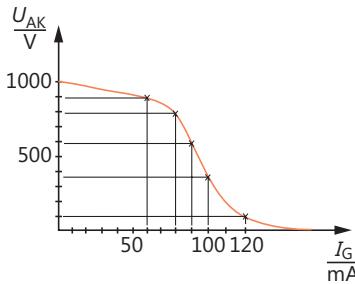


Bild 10.23 Kippkennlinie eines Thyristors

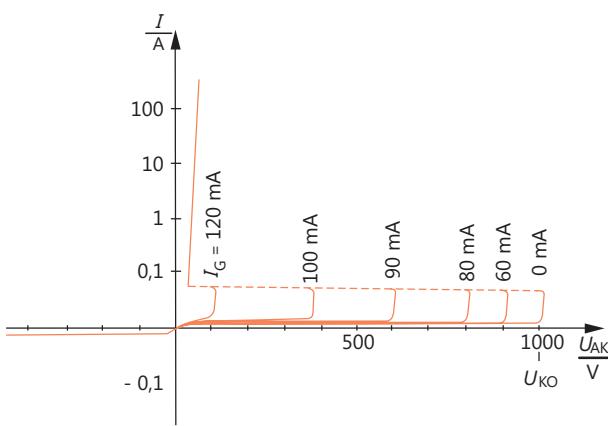


Bild 10.24 Strom-Spannungs-Kennlinie eines Thyristors mit Angabe der Mindeststeuerströme

Aus der Kippkennlinie, gelegentlich auch Zündkennlinie genannt, kann die Strom-Spannungs-Kennlinie abgeleitet werden. Die Kennlinie in Bild 10.24 gibt die für ein Kippen erforderlichen Mindeststeuerstromwerte an.

Thyristoren sind empfindlich gegen einen schnellen Spannungsanstieg in Schaltrichtung. Überschreitet die Spannungsanstiegs geschwindigkeit einen bestimmten kritischen Wert, so kann der Thyristor vorzeitig und ohne Steuerimpuls in den niederohmigen Bereich kippen. Dieses Kippen wird durch kapazitive Verschiebungsströme im Kristall ausgelöst.

## 10.2.2 Schaltverhalten

### Einschaltverhalten

Wie bei der Halbleiterdiode verlaufen auch beim Thyristor die Schaltvorgänge nicht in unendlich kurzer Zeit ab. Bild 10.25a erläutert den Einschaltvorgang eines Thyristors. Betrachten wir zunächst die Spannung  $U_{AK}$ , die nach dem Einschalten auf die Durchlassspannung  $U_t$  abgefallen sein soll.

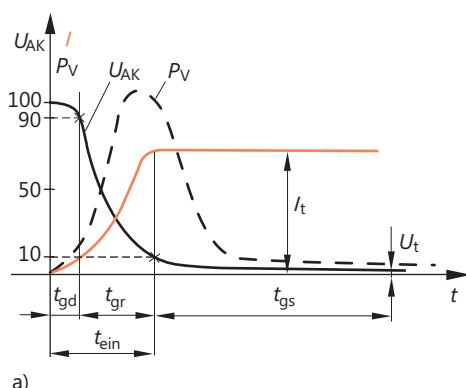


Bild 10.25a  
Einschaltverhalten eines Thyristors  
 $t_{gd}$  Zündverzugszeit  
 $t_{gr}$  Durchschaltzeit  
 $t_{gs}$  Zündausbreitungszeit  
 $P_V$  Verlustleistung

Erhält der Thyristor über den Gateanschluss einen Steuerimpuls, so vergeht zunächst eine Zeit, in der sich die Spannung  $U_{AK}$  nur geringfügig ändert. Die Zeit, die vergeht, bis  $U_{AK}$  auf 90% ihres Anfangswertes abgesunken ist, wird *Zündverzugszeit*  $t_{gd}$  genannt. Sie liegt im Bereich weniger Mikrosekunden und verkürzt sich, je höher die Zündimpulse am Gate gewählt werden.

Nach Ablauf dieser Zeit fällt die Spannung  $U_{AK}$  dann steil ab. Ist die sogenannte *Durchschaltzeit*  $t_{gr}$  vergangen, beträgt  $U_{AK}$  nur noch 10% ihres Anfangswertes. Die Durchschaltzeit beträgt etwa 1 bis 2  $\mu\text{s}$ . In der Durchschaltzeit steigt der Strom  $I$  steil an und erreicht sein Maximum  $I_t$ , den sogenannten Durchlassstrom.

Danach vergeht eine verhältnismäßig lange Zeit, bis  $U_{AK}$  seinen statischen Endwert  $U_t$  erreicht hat. Diese *Zündausbreitungszeit*  $t_{gs}$  kann etwa 100 Mikrosekunden lang sein. Wichtig für die spätere Betrachtung der Verluste sind die Einschaltverluste, die sich aus den Augenblickswerten von  $U_{AK}$  und  $I$  ergeben. Die Leitfähigkeit breitet sich vom Gate her über das Kristall aus. Die Einschaltverluste entstehen daher in einem nur kleinfächigen Teil in der Nähe der Gate-Elektrode und können unter Umständen durch Kristallüberhitzung den Thyristor zerstören.

In Bild 10.25a sieht man, dass mit ansteigendem Strom  $I$  die Verluste stark zunehmen. Die äußere Beschaltung des Thyristors muss also den Anstieg von  $I$  ( $\Delta I/\Delta t$ ) unter der für das Bauteil angegebenen *kritischen Stromsteilheit* halten. Hierzu kann man beispielsweise eine in Reihe geschaltete Induktivität verwenden. Sie dämpft den Stromanstieg  $\Delta I/\Delta t$ . Der Thyristor darf also in einem bestimmten Zeitraum nicht zu häufig gezündet werden, da bei jedem Schalten Verluste auftreten, die als Wärme über das Kristall abgeführt werden müssen.

### Merksatz



Die Schalfrequenz eines Thyristors darf einen bestimmten Wert nicht überschreiten, sonst besteht Zerstörungsgefahr.

Wie zu Anfang des Kapitels aus Bild 10.4 ersichtlich, sperrt die Diodenstrecke  $D_{II}$ , wenn die Anode positive Spannung gegenüber der Katode hat (Blockerbereich). Aus dem Abschnitt über Kapazitätsdioden (6.2) wissen wir, dass ein gesperrter pn-Übergang eine Kapazität hat. Für Kapazitäten gilt:

$$i = C \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t}$$

Der Strom steigt also mit zunehmender Spannungssteilheit stark an. Erhält nun  $U_{AK}$  solche steilen Spannungsänderungen, so reicht der entstehende kapazitive Strom aus, um den Thyristor zu zünden, ohne dass ein Gate-Impuls anliegt. Solche Zündungen werden «Überkopf-Zündungen» genannt. Sie müssen unbedingt vermieden werden. Im Betrieb muss also darauf geachtet werden, dass die *kritische Spannungssteilheit*  $S_{U\text{krit}}$  nicht überschritten wird.

### Ausschaltverhalten

Wird das Potential der Anode negativ gegenüber der Katode, so wechselt auch die Richtung des Stromes  $I$ . Der Haltestrom wird unterschritten, der Ausschaltvorgang beginnt. Bild 10.25b erläutert diesen Vorgang. Nach dem Nulldurchgang des Stromes  $I$  beginnt die *Sperrverzugszeit*  $t_{rr}$ . Es fließt ein Sperrstrom, der nach Ablauf der Speicherzeit  $t_{stg}$  sehr schnell abfällt. In den inneren, den sogenannten parasitären Induktivitäten des Thyristors, die vom Strom  $I$  durchflossen werden, erzeugt die schnelle Stromänderung Induktionsspannungen, die der Änderung des Stromes entgegenwirken. Dies führt zu dem sogenannten *Trägerstaueffekt*, der das Ausschalten verlangsamt. Die Spannung  $U_{AK}$  ist negativ. Sie bleibt so lange negativ, bis die im Kristall, vor allem in der mittleren Sperrsicht, vorhandenen Ladungsträger ausgeräumt sind.

Erst wenn die *Freiwerdezeit*  $t_g$  verstrichen ist, kann  $U_{AK}$  positiv werden, ohne dass die Gefahr besteht, dass der Thyristor selbsttätig durchschaltet. Die Freiwerdezeit nimmt mit steigender Kristalltemperatur zu. Die Schaltung, in der der Thyristor betrieben wird, muss diese Zeit negativer Spannung  $U_{AK}$  gewährleisten. Man veranschlagt eine Schonzeit  $t_c$ , die etwa das 1,5-fache der Freiwerdezeit beträgt (Sicherheitsfaktor 1,5).

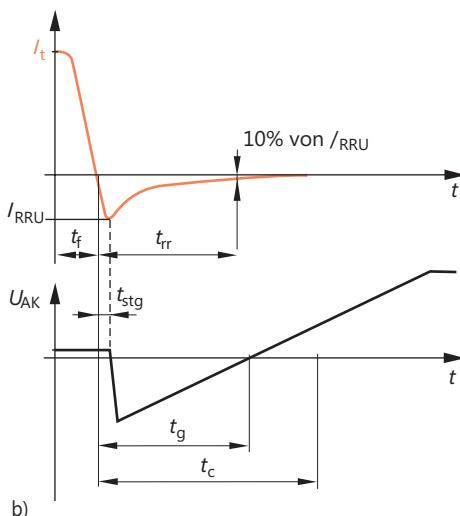


Bild 10.25b

Ausschaltverhalten eines Thyristors

 $t_{rr}$  Sperrverzugszeit $t_f$  Abfallzeit $t_g$  Freiwerdezeit $t_{stg}$  Speicherzeit $t_c$  Schonzeit

### Definition

Die Schonzeit ist die Zeit, die eine Schaltung dem Thyristor zum Ausschalten gibt.  
Sie ist aus Sicherheitsgründen größer als die Freiwerdezeit.

Die Schonzeit bestimmt somit auch die höchstzulässige Schaltfrequenz mit.

### Verluste

Zur Bemessung der Kühlung ist es erforderlich, die zu erwartenden Verluste abzuschätzen.

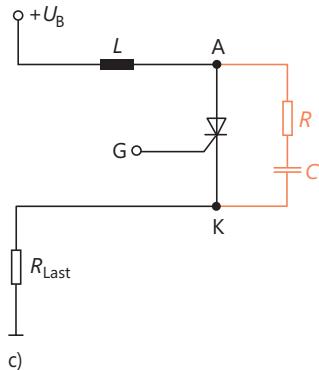
- Es treten 5 Verlustarten auf:
- 1 Durchlassverluste,
  - 2 Sperrverluste,
  - 3 Einschaltverluste,
  - 4 Ausschaltverluste,
  - 5 Zündverluste.

Besonders bei hohen Schaltfrequenzen spielen die Einschalt- und Ausschaltverluste eine wichtige Rolle. Sie sind dann nicht mehr klein gegenüber den Durchlassverlusten. Betreibt man einen Thyristor an 50-Hz-Spannung, muss man die Einschalt- und Ausschaltverluste nicht genau bestimmen. Es wird empfohlen, sie mit 10% der Durchlassverluste anzunehmen (Sicherheitsfaktor 1,1).

### Schutzbeschaltung

In einer Thyristorschaltung darf keine zu große Stromsteilheit auftreten. Überspannungen beim Ausschalten und mögliche Überspannungen im Netz gefährden den Thyristor. Bild 10.26 zeigt eine häufig eingesetzte Schutzbeschaltung. Die parallelgeschaltete RC-Kombination bedämpft Überspannungen. Die Stromsteilheit wird durch die Drosselpule begrenzt.

Bild 10.26  
Thyristor mit Schutzbeschaltung



### 10.2.3 Kennwerte und Grenzwerte

#### Kennwerte

##### Nennstrom $I_N$

Der Nennstrom ist der arithmetische Mittelwert des dauernd zulässigen Durchlassstromes (bei Einwegschaltung und ohmscher Belastung bei bestimmter Kühlung).

##### Durchlassspannung $U_t$

Die Durchlassspannung ist die im niederohmigen Zustand zwischen Anode und Katode auftretende Spannung (Augenblickswert bei bestimmtem Strom).

##### Haltestrom $I_H$

Der Haltestrom ist der kleinste Wert des Durchlassstromes. Wird der Haltestrom unterschritten, so kippt der Thyristor in den hochohmigen Zustand.

##### Zündstrom $I_{GT}$

Der Zündstrom ist der Wert des Steuerstromes, der mindestens erforderlich ist, um den Thyristor in den niederohmigen Zustand zu kippen. Das Kippen wird auch «Zünden» genannt.

##### Zündspannung $U_{GT}$

Die Zündspannung ist die Spannung, die bei Fließen des Steuerstromes zwischen Steuerelektrode und Katode auftritt.

##### Zündzeit $t_{ein}$ (Einschaltzeit, Zündverzug)

Die Zündzeit ist die Zeit, die vom Beginn eines steilen Steuerimpulses an vergeht, bis die Spannung am gesperrten Thyristor auf 10% ihres Anfangswertes abgesunken ist, der Thyristor also in den niederohmigen Zustand gekippt ist.

##### Freiwerdezeit $t_q$ (Ausschaltzeit, Sperrverzug)

Die Freiwerdezeit ist die Zeit, die vom Nulldurchgang des Stromes an vergeht, bis der Sperrzustand des Thyristors wieder voll aufgebaut ist.

**Sperrstrom  $I_D, I_R$** 

Man unterscheidet einen positiven und einen negativen Sperrstrom. Der positive Sperrstrom  $I_D$  ist der im Blockierzustand auftretende Strom, der negative Sperrstrom  $I_R$  ist der im Sperrzustand auftretende Strom. Meist sind beide Sperrströme angehähert gleich groß.

**Wärmewiderstand  $R_{thG}, R_{thU}$** 

Angegeben wird oft der Wärmewiderstand Sperrsicht–Gehäuse  $R_{thG}$  und der Wärmewiderstand Sperrsicht–umgebende Luft  $R_{thU}$ .

**Nullkippspannung  $U_{KO}$** 

Die Nullkippspannung ist die Spannung zwischen Anode und Katode, bei der der Thyristor bei offener Steuerelektrode in den niederohmigen Zustand kippt. Sie wird oft in den Datenblättern nicht angegeben, da bei vielen Thyristoren ein Betrieb bei der Nullkippspannung nicht mehr zulässig ist.

**Grenzwerte****Periodische Spitzensperrspannung  $U_{DRM}, U_{RRM}$** 

Man unterscheidet eine positive Spitzensperrspannung und eine negative Spitzensperrspannung. Die positive Spitzensperrspannung  $U_{DRM}$  ist in Schaltrichtung gepolt (Blockierzustand), die negative Spitzensperrspannung  $U_{RRM}$  ist in Sperrrichtung gepolt. Die Spitzensperrspannungen  $U_{DRM}$  und  $U_{RRM}$  geben die höchstzulässigen Augenblickswerte von periodischen Spannungen an.

**Höchstzulässige Stoßspitzenspannung  $U_{RSM}$** 

Die höchstzulässige Stoßspitzenspannung ist der Spannungswert, der bei nichtperiodischen Vorgängen gelegentlich auftreten darf. Er darf auch bei kürzester Impulsdauer nicht überschritten werden.

**Dauergrenzstrom  $I_{TAV}$** 

Der Dauergrenzstrom ist der arithmetische Mittelwert des höchsten dauernd zulässigen Durchlassstromes (Einwegschaltung, ohmsche Belastung, bestimmte Kühlung).

**Höchster periodischer Spitzenstrom  $I_{TRM}$** 

Der höchste periodische Spitzenstrom ist der höchstzulässige Spitzenwert des Durchlassstromes während einer Periode.

**Dauergleichstrom  $I_T$** 

Der Dauergleichstrom ist der höchstzulässige Gleichstrom, der dauernd durch den Thyristor fließen darf.

**Grenzeffektivstrom  $I_{Teffmax}$** 

Der Grenzeffektivstrom ist der höchstzulässige Effektivwert des Durchlassstromes.

### Grenzlastintegral

Das Grenzlastintegral ist die höchstzulässige Summe aller Quadrate der Durchlassstromwerte während einer bestimmten Zeit ( $\int i^2 dt$ ). Es ist ein Maß für die Gesamtbelaustung des Thyristors. Nach diesem Wert werden die Schutzeinrichtungen (z.B. Sicherungen) des Thyristors bemessen.

### Spitzenwert der Steuerleistung $P_{GM}$

Dieser Wert gibt die höchstzulässige Steuerleistung an.

### Höchstzulässige Sperrspannung am Steuereingang $U_{GRM}$

Der pn-Übergang zwischen Steuerelektrode und Katode kann nur eine bestimmte Sperrspannung aushalten. Der höchstzulässige Wert dieser Sperrspannung wird durch  $U_{GRM}$  angegeben.

### Kritische Spannungssteilheit $S_{Uk\text{krit}}$

Die kritische Spannungssteilheit ist der höchstzulässige Wert der Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung in Schaltrichtung. Wird dieser Wert überschritten, so kommt es zu einem ungewollten Kippen in den niederohmigen Zustand.

### Kritische Stromsteilheit $S_{Ik\text{krit}}$

Die kritische Stromsteilheit ist der höchstzulässige Wert der Anstiegsgeschwindigkeit des Stromes.

### Maximale Sperrsichttemperatur $T_j$

Wird diese Temperatur überschritten, so wird das Kristall zerstört.

Es ist sehr schwer, übliche Kennwerte und Grenzwerte anzugeben, da sehr unterschiedliche Thyristoren-Typen hergestellt werden. Es muss hier auf die Datenbücher der Hersteller verwiesen werden.

## 10.2.4 Anwendungen

### 10.2.4.1 Thyristor im Wechselstromkreis

Thyristoren werden überwiegend als *kontaktlose Schalter* und als *steuerbare Gleichrichter* eingesetzt.

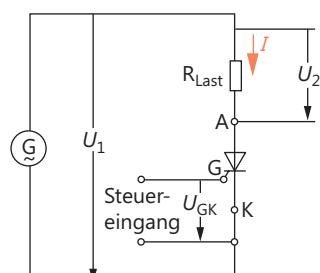


Bild 10.27

Steuereingang und Laststromkreis eines Thyristors

Der Thyristor in Bild 10.27 kann durch einen richtig gepolten, genügend großen und genügend lange dauernden Strom- und Spannungsimpuls auf den Steuereingang vom hochohmigen Zustand in den niederohmigen Zustand geschaltet werden.

Befindet sich der Thyristor im niederohmigen Zustand (Durchlasszustand), so ist der Steuereingang wirkungslos. Erst nach Unterschreiten des Haltestromes kippt der Thyristor wieder in den hochohmigen Zustand. Das Kippen in den hochohmigen Zustand erfolgt in der Nähe eines jeden Nulldurchganges des Wechselstromes.

Die Zündimpulse können periodisch oder nichtperiodisch auf den Steuereingang gegeben werden.

Werden die Impulse periodisch mit bestimmter Phasenlage zur Wechselspannung  $U_1$  auf den Steuereingang gegeben, so zündet der Thyristor periodisch, d.h., er kippt bei einem ganz bestimmten *Phasenwinkel* innerhalb einer Periode in den niederohmigen Zustand.

Bild 10.28 zeigt eine gesteuerte Gleichrichterschaltung. Der Thyristor zündet in jeder Periode bei der zum Winkel  $\varphi_Z$  gehörenden Zeit  $t_z$ .

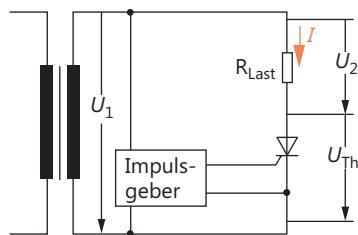


Bild 10.28  
Gesteuerte Gleichrichterschaltung mit Thyristor

Der Winkel  $\varphi_Z$  heißt *Zündverzögerungswinkel*.

Der Thyristor bleibt nach der Zündung niederohmig, bis der Phasenwinkel  $\varphi = 180^\circ$  fast erreicht ist (Stromnulldurchgang).

Es ergeben sich angeschnittene Stromhalbwellen. In Bild 10.29 sind die zeitlichen Verläufe der Spannungen  $U_1$ ,  $U_{Th}$ ,  $U_{GK}$  und des Stromes  $I$  angegeben.  $U_2$  fällt über  $R_{Last}$  ab und entspricht daher in der Kurvenform dem Strom  $I$ .

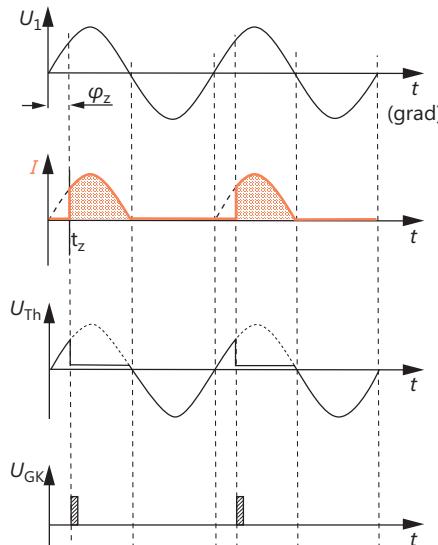


Bild 10.29  
Zeitliche Verläufe der Spannungen  $U_1$ ,  $U_{Th}$ ,  $U_{GK}$  und des Stromes  $I$

Ändert man die Phasenlage der Impulse  $U_{GK}$ , so ändert man den Zündverzögerungswinkel  $\varphi_Z$ . Die angeschnittenen Stromhalbwellen bekommen eine andere Form. Bild 10.30 zeigt angeschnittene Stromhalbwellen für verschiedene Zündverzögerungswinkel.

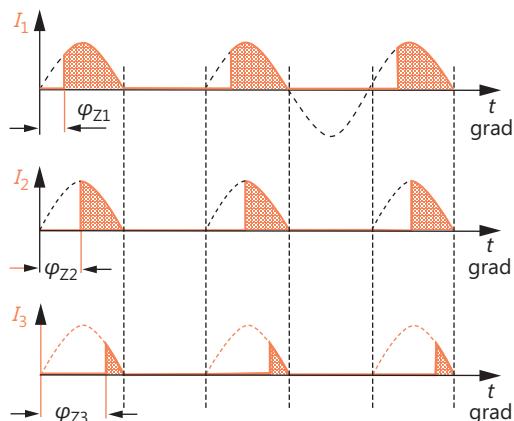


Bild 10.30  
Angeschnittene Stromhalbwellen  
für verschiedene  
Zündverzögerungswinkel

### Merksatz



Je größer der Zündverzögerungswinkel  $\varphi_Z$  ist, desto schmäler sind die angeschnittenen Stromhalbwellen.

Werden die angeschnittenen Stromhalbwellen gesiebt, so ergibt sich am Ausgang der Siebkette eine umso kleinere Gleichspannung, je schmäler die angeschnittenen Stromhalbwellen sind. Die Ausgangsgleichspannung kann also durch Anschnitt der Halbwellen gesteuert werden. Man nennt dieses Verfahren *Anschnittssteuerung*.

Bei Anschnittssteuerung ergibt sich eine sehr ungleichmäßige Belastung des Energieversorgungsnetzes. Die sinusförmigen Spannungs- und Stromverläufe werden verzerrt. Dadurch entstehen Oberwellen. Diese Oberwellen sind unerwünscht. Sie können erhebliche Störungen bei Geräten und Maschinen hervorrufen. Außerdem ergeben sich Rundfunkstörungen. Sehr große Leistungen dürfen daher nicht mit Anschnittssteuerung gesteuert werden.

Es ist aber möglich, Steuerimpulse mit einer veränderbaren Impulsfolgefrequenz und starrer Phasenlage zu erzeugen (Bild 10.31). Dies ermöglicht ein Sperren bestimmter positiver *Halbwellen*.

Man kann z.B. jede 100. Halbwelle sperren, man kann auch jede 10., 8., 5. oder jede 2. Halbwelle sperren, oder man kann z.B. 10 Halbwellen sperren und dann jeweils die 11.

Halbwelle durchlassen. Man kann beliebig festlegen, welche Halbwellen gesperrt und welche durchgelassen werden.

Diese Art der Steuerung nennt man *Halbwellensteuerung*.

### Merksatz



Bei der Halbwellensteuerung zündet der Thyristor während bestimmter positiver Halbwellen nicht.

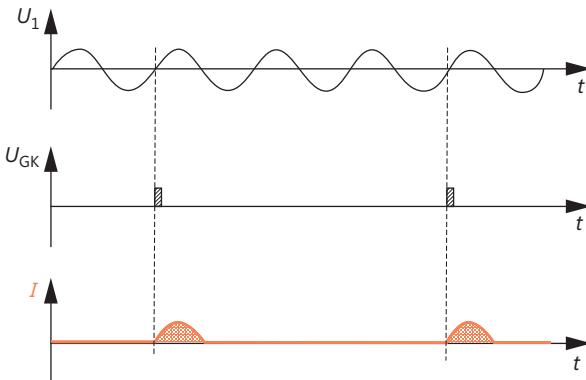


Bild 10.31  
Halbwellensteuerung

Ausgangsspannung und Ausgangsleistung einer Thyristorgleichrichterschaltung sind umso kleiner, je mehr positive Halbwellen gesperrt werden.

Die Halbwellensteuerung erzeugt wesentlich weniger Oberwellen. Dieses Verfahren wird für die Steuerung großer Leistungen verwendet.

#### 10.2.4.2 Thyristor im Gleichstromkreis

Thyristoren arbeiten in Gleichstromkreisen als kontaktlose Schalter. Mit Hilfe eines kleinen Steuerstromes kann ein großer Laststrom eingeschaltet werden.

Das Ausschalten des Laststromes ist jedoch nicht ganz so einfach. Der normale Thyristor kann über den Steuereingang nicht in den hochohmigen Zustand geschaltet werden. Ein Kippen in den hochohmigen Zustand kann nur durch Unterschreiten des Haltestromes herbeigeführt werden. Der Laststrom muss also zumindest kurzzeitig wesentlich herabgesetzt werden. Es gibt natürlich die Möglichkeit, den Laststrom mit Hilfe eines Schalters zu unterbrechen (Bild 10.32). Doch dies erfordert den Einsatz elektromechanischer Bauteile, z.B. von Relais. Eine kontaktlose Abschaltmöglichkeit ist besser.

Die in Bild 10.33 dargestellte Schaltung erlaubt ein kontaktloses Abschalten. Thyristor Th 1 ist der sogenannte Hauptthyristor. Er kann die gewünschte große Leistung schalten.

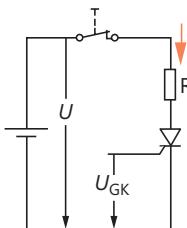


Bild 10.32 Thyristor im Gleichstromkreis

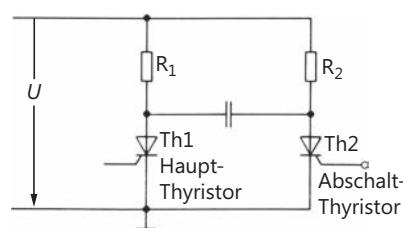


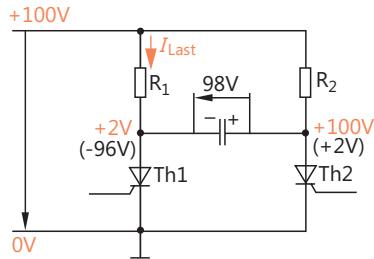
Bild 10.33 Steuerschaltung mit Hauptthyristor und Abschaltthyristor

Der Thyristor Th 2 ist der Abschaltthyristor. Er kann für eine kleinere Leistung bemessen sein.

Während des niederohmigen Zustandes von Th 1 wird der Kondensator C aufgeladen (siehe Bild 10.34). Th 2 ist gesperrt.

Bild 10.34

Erläuterung der Arbeitsweise einer Steuerschaltung mit Haupt- und Abschalththyristor



Wird nun Th 2 durch einen Impuls gezündet, so sinkt die Spannung an der Anode von Th 2 auf etwa +2 V (gegen Masse). Der Kondensator ist aber auf 98 V aufgeladen. Sein zweiter Pol hat also kurzzeitig das Potential -96 V. Durch dieses Potential wird der Laststrom praktisch unterbrochen und der Thyristor Th 1 in den hochohmigen Zustand gekippt.

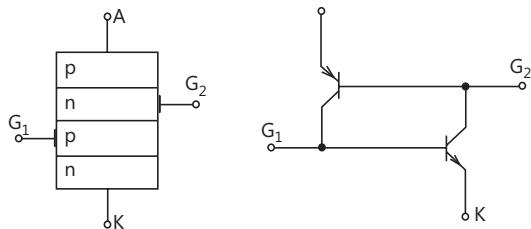
Schaltungen dieser Art werden z.B. in den Steuerungen batteriebetriebener Fahrzeuge wie Elektrokarren, Gabelstapler usw. verwendet.

## 10.3 Thyristortetroden

### 10.3.1 Aufbau und Arbeitsweise

Die Thyristortetrode ist eine Weiterentwicklung des Thyristors bzw. der Thyristortriode. Bild 10.35 zeigt den Aufbau einer Thyristortetrode. Sie hat zwei Steueranschlüsse ( $G_1$  und  $G_2$ ). Die Zündung kann sowohl durch einen positiven Strom über  $G_1$  als auch durch einen negativen Strom über  $G_2$  erfolgen. Dabei soll unter einem positiven Strom ein in die Steuerelektrode hineinfließender Strom verstanden werden. Ein negativer Strom ist dann ein aus der Steuerelektrode herausfließender Strom. Als Stromrichtung gilt die technische Stromrichtung (von + nach -).

Bild 10.35  
Grundaufbau und  
Ersatzschaltung einer  
Thyristortetrode



Während beim Thyristor nach erfolgter Zündung die Steuerelektrode ihre Wirksamkeit weitgehend verliert und ein Zurückschalten in den hochohmigen Zustand mit Hilfe der Steuerelektrode nicht möglich ist, kann eine Thyristortetrode über die Steuerelektroden abgeschaltet (gesperrt) werden.

### Merksatz

Die Thyristortetrode kann wahlweise über  $G_1$  oder  $G_2$  oder über beide in den niederohmigen Zustand geschaltet werden.



Das Abschalten kann über  $G_1$  oder über  $G_2$  oder über beide Steueranschlüsse gleichzeitig erfolgen.

Beim Schaltvorgang in den hochohmigen Zustand müssen die Steuerströme umgekehrt gepolt sein wie beim Schaltvorgang in den niederohmigen Zustand.



### Merksatz

Die Thyristortetrode kann wahlweise über  $G1$  oder  $G2$  oder über beide Steueranschlüsse gleichzeitig in den hochohmigen Zustand geschaltet werden.

Bild 10.36 zeigt die genormten Schaltzeichen von Thyristortetroden.

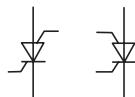


Bild 10.36  
Schaltzeichen von Thyristortetroden

Thyristortetroden haben die unangenehme Eigenschaft, bei schnellem Anstieg der Spannung  $U_{AK}$  gelegentlich ohne Steuerströme und vor Erreichen der Nullkippspannung in den niederohmigen Zustand umzuschalten. Dieses ungesteuerte Schalten kann durch bestimmte schaltungstechnische Maßnahmen weitgehend verhindert werden.

Thyristortetroden werden zur Zeit nur für verhältnismäßig kleine Stromstärken (bis etwa 5 A) gebaut. Bei größeren Stromstärken bereitet das Abschalten über die Steueranschlüsse Schwierigkeiten. Die hier auftretenden technischen Probleme werden zur Zeit noch nicht beherrscht. Es ist aber anzunehmen, dass es in Zukunft auch Thyristortetroden für größere Stromstärken geben wird.

### 10.3.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die Kennwerte und Grenzwerte einer Thyristortetrode entsprechen ziemlich gut den Kennwerten und Grenzwerten eines Kleinthyristors. Sie brauchen hier nicht nochmals aufgeführt zu werden. Es wird auf Abschnitt 10.2.3 verwiesen. Lediglich die Schaltzeiten von Thyristortetroden sind kürzer als die von Thyristoren gleicher Nennstromstärke.

### 10.3.3 Anwendungen

Thyristortetroden werden häufig in Steuerschaltungen mit kleinen Stromstärken angewendet. Ein großes Einsatzgebiet ist die Digitaltechnik. Hier verwendet man Thyristortetroden für Speicher, Zähler und Register sowie für Impulsgeneratoren. Thyristortetroden erlauben den Aufbau verhältnismäßig einfacher Schaltungen. Durch eine Thyristortetrode können meist mehrere der bisher für eine ähnliche Schaltung verwendeten Bauteile ersetzt werden.

## 10.4 GTO-Thyristoren

Die herkömmlichen Thyristoren, oder genauer gesagt die Thyristortrioden, haben den Nachteil, nach dem Einschalten im niederohmigen Zustand zu verbleiben, bis der Haltstromwert unterschritten wird. Die Steuerelektrode, das Gate, ist in dieser Zeit wirkungslos. Man hat Thyristortetroden entwickelt, die ein Abschalten über ein oder zwei Gates zulassen. Diese sind aber nur für verhältnismäßig kleine Stromstärken verfügbar.

Eine neue, zukunftsträchtige Entwicklung stellen die *GTO-Thyristoren* dar. Sie erlauben ein Abschalten über das Gate durch einen negativen Steuerstrom (GTO = *Gate-Turn-Off*, engl. = Gate schaltet ab).

Die anderen Eigenschaften der GTO-Thyristoren sind denen der Thyristortrioden sehr ähnlich.

### Merksatz

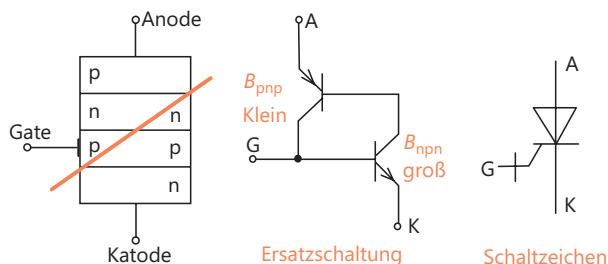


GTO-Thyristoren können über das Gate vom niederohmigen in den hochohmigen Zustand geschaltet werden.

### 10.4.1 Aufbau und Arbeitsweise

GTO-Thyristoren sind Vierschicht-Halbleiterbauelemente wie die Thyristortrioden auch. Die Zonenfolge ist pnpn, wie in Bild 10.37 dargestellt. Es gilt auch die gleiche Ersatzschaltung aus zwei Transistorstrecken. Nur ist die Dotierung der Zonen sehr unsymmetrisch. Die Stromverstärkung der pnp-Transistorstrecke  $B_{pnp}$  wird durch Herstellungsmaßnahmen so vermindert, dass sich nach dem Einschalten der niederohmige Zustand gerade noch sicher hält. Das Ausschalten über das Gate wird erst durch diese Maßnahme möglich.

Bild 10.37  
Aufbauschema,  
Ersatzschaltung  
und Schaltzeichen eines  
GTO-Thyristors



Trotzdem benötigt man zum Ausschalten einen recht großen negativen Steuerstrom, den sogenannten *Abschalt-Steuerstrom*. Die in den Kristallzonen herrschenden Ladungsträgerüberschwemmung muss kurzzeitig beseitigt werden, damit sich der Sperrzustand aufbauen kann.

### Merksatz



Zum Ausschalten von GTO-Thyristoren ist ein Abschalt-Steuerstrom erforderlich, der etwa 20% bis 30% des Laststromes beträgt.

Für GTO-Thyristoren wird eine *Abschaltverstärkung*  $G_{GQ}$  angegeben. Je höher  $G_{GQ}$  ist, desto kleiner kann der Abschalt-Steuerstrom sein.

$$G_{GQ} = \frac{I_{TQS}}{I_{GQ}}$$

$G_{GQ}$	Abschaltverstärkung
$I_{TQS}$	abzuschaltender Strom, Laststrom
$I_{GQ}$	Abschalt-Steuerstrom

Übliche Abschaltverstärkungen liegen etwa zwischen 3 und 5. Die zur Zeit größten GTO-Thyristoren können Lastströme von 1000 A abschalten. Sie benötigen dazu Abschalt-Steuerströme von etwa 250 A. Damit das Abschalten sicher geschieht, muss der Abschalt-Steuerstrom mit etwa 50 A pro Mikrosekunde ansteigen. Das ist eine hohe Anforderung.



### Merksatz

GTO-Thyristoren benötigen zum Abschalten sehr leistungsfähige Steuerschaltungen.

Man ist bemüht, GTO-Thyristoren herzustellen, die größere Abschaltverstärkungen haben, die also mit kleineren Abschalt-Steuerströmen auskommen.

Zum Schalten in den niederohmigen Zustand, zum sogenannten Einschalten, werden wesentlich geringere Steuerströme benötigt als zum Abschalten. Die Einschalt-Steuerströme liegen bei etwa 0,5% bis 1% des Laststromes. Die Zeiten für das Einschalten und für das Abschalten hängen von der Größe der Steuerströme und von deren Anstiegsgeschwindigkeit ab.



### Merksatz

Die Schaltzeiten von GTO-Thyristoren sind umso kleiner, je größer die Steuerströme sind und je steiler sie ansteigen.

Die Einschaltzeit und die Ausschaltzeit liegen etwa zwischen 2 µs und 6 µs. Ein Schalterbetrieb ist bis zu einer Frequenz von etwa 2 kHz möglich.

## 10.4.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die Kennwerte und Grenzwerte sind denen von Thyristortrioden ähnlich. Es sollen hier nur die besonders typischen genannt werden.

### Grenzwerte

Höchster abschaltbarer Strom	$I_{TQSM}$
Durchlassstrom (Spitzenwert)	$I_{TM}$
Maximale Sperrspannung	$U_{DRM}$

### Beispielwerte

z.B. 500 A
z.B. 800 A
z.B. 1800 V

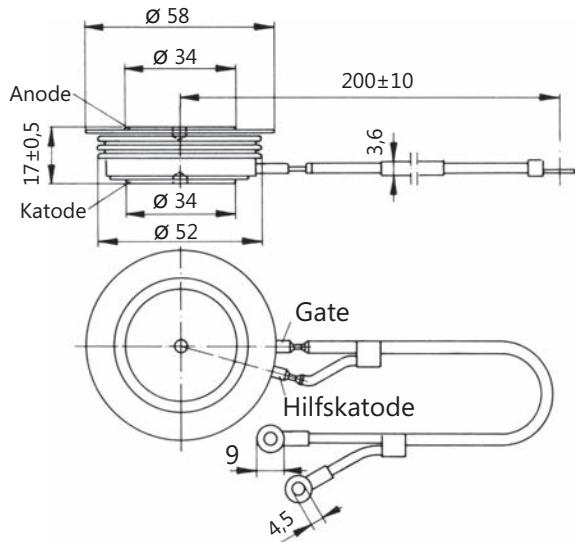


Bild 10.38  
Gehäuse eines  
GTO-Thyristors  
mit Anschlüssen  
(Scheibengehäuse)

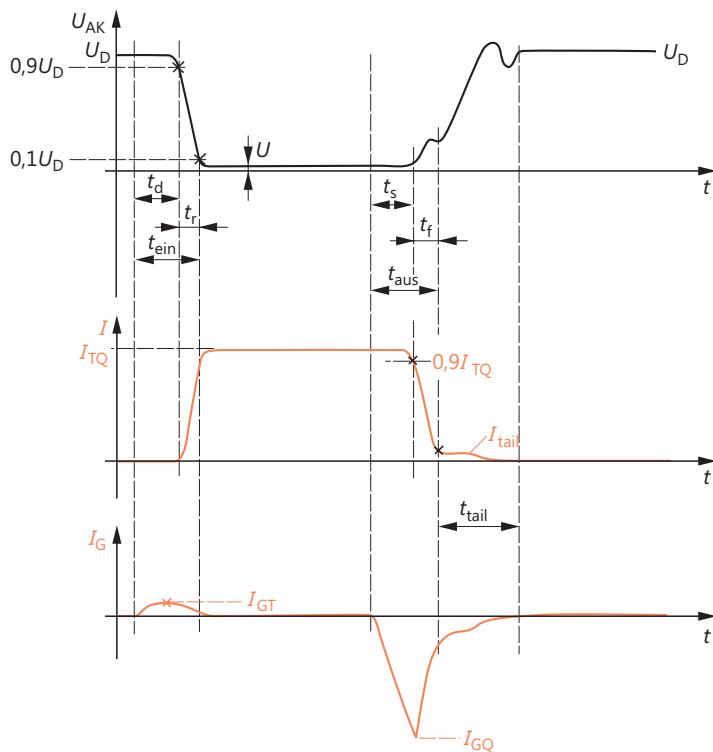


Bild 10.39 Einschalten und Ausschalten von GTO-Thyristoren

**Kennwerte**

Abschaltbarer Nennstrom (Laststrom)	$I_{TQS}$	z.B. 400 A
Einschalt-Steuerstrom (Zündstrom)	$I_{GT}$	z.B. 2 A
Abschalt-Steuerstrom	$I_{GQ}$	z.B. 100 A
Abschaltverstärkung	$G_{GQ}$	z.B. 4

**Betriebswerte**

Spannung zwischen Anode und Katode	$U_{AK}$
Sperrspannung	$U_D$
Durchlassspannung	$U_T$
Laststrom	$I_{TQ}$
Schwanzstrom (Nachstrom)	$I_{tail}$

**Zeiten**

Einschaltzeit ( $t_{gt}$ )	$t_{ein}$
Verzögerungszeit (delay time)	$t_d$
Ausstiegszeit (rise time)	$t_r$
Ausschaltzeit ( $t_{gq}$ )	$t_{aus}$
Speicherzeit (storage time)	$t_s$
Abfallzeit (fall time)	$t_f$
Nachstromzeit (tail time) (Schwanzstromzeit)	$t_{tail}$

**10.4.3 Anwendungen**

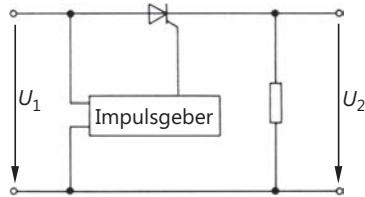
GTO-Thyristoren eignen sich besonders gut zum Aufbau von Schaltungen, die Gleichspannungen in Wechselspannungen umwandeln. Diese sogenannten Wechselrichterschaltungen können mit GTO-Thyristoren wesentlich einfacher als mit Thyristortrioden konstruiert werden.

Wechselrichterschaltungen dienen der Spannungsumformung in modernen Elektro-Loks und in Straßenbahnenzügen.

**10.5 Lernziel-Test**

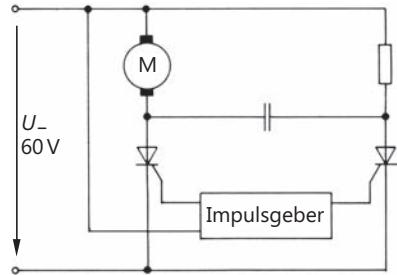
1. Erklären Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Vierschichtdiode.
2. Für die Vierschichtdiode gilt eine Ersatzschaltung aus zwei Transistorsystemen. Skizzieren Sie diese Ersatzschaltung.
3. Zeichnen Sie eine typische Vierschichtdioden-Kennlinie ( $I$  in Abhängigkeit von  $U_{AK}$ ) mit Blockierbereich, Übergangsbereich, Durchlassbereich und Sperrbereich.
4. Wie ist ein üblicher Thyristor, also eine rückwärts sperrende Thyristortriode, aufgebaut? Wodurch unterscheidet sich der Thyristor von einer Vierschichtdiode?
5. Ein Thyristorkristall kann man sich aufgeteilt in zwei Transistorstrecken vorstellen. Skizzieren Sie die Transistorstrecken und ihre Zusammenschaltung, und entwickeln Sie hieraus die Ersatzschaltung eines Thyristors.
6. Wie arbeitet eine rückwärts sperrende Thyristortriode?  
Beschreiben Sie, unter welchen Bedingungen das Bauteil niederohmig wird und wodurch es wieder in den hochohmigen Zustand zurückgeschaltet werden kann.
7. Nennen Sie 6 Kennwerte eines Thyristors.
8. Nennen Sie 6 Grenzwerte eines Thyristors. Was hat es für Folgen, wenn ein Grenzwert im Betrieb überschritten wird?
9. Was versteht man unter der Kippkennlinie eines Thyristors?
10. Skizzieren Sie eine typische  $I-U_{AK}$ -Kennlinie eines Thyristors.

Bild 10.40  
Gesteuerte Einweg-Gleichrichterschaltung



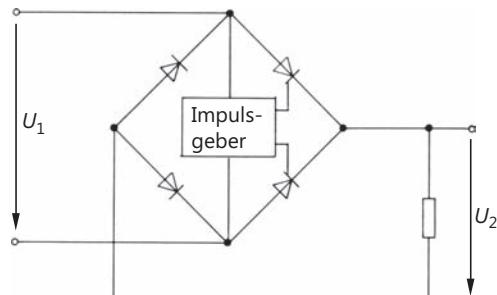
11. Bild 10.40 zeigt eine gesteuerte Einweg-Gleichrichterschaltung. Erklären Sie die Arbeitsweise.
12. Die gesteuerte Gleichrichterschaltung Bild 10.40 arbeitet mit einem Zündverzögerungswinkel  $\varphi_z = 90^\circ$ . Die Eingangsspannung  $U_1$  hat sinusförmigen Verlauf. Zeichnen Sie den Verlauf der Ausgangsspannung.
13. Was versteht man bei Thyristorschaltungen unter Halbwellensteuerung?
14. Wie arbeitet die Schaltung Bild 10.41?

Bild 10.41  
Schaltung mit Thyristoren



15. Was ist ein GTO-Thyristor? Wie arbeitet er und wodurch unterscheidet er sich von einer rückwärts sperrenden Thyristortriode?
16. Ein wichtiger Kennwert eines GTO-Thyristors ist seine Abschaltverstärkung. Was versteht man unter Abschaltverstärkung?
17. Die einem Lastwiderstand zuzuführende Wechselstromleistung soll gesteuert werden. Wie kann man mit einem Thyristor eine solche Leistungssteuerung bewerkstelligen?
18. Erklären Sie die Arbeitsweise der Schaltung Bild 10.42.

Bild 10.42  
Schaltung mit Thyristoren und Dioden





# 11 Diac und Triac

## 11.1 Diac

Diac sind Halbleiterbauteile mit ausgeprägten Schaltereigenschaften. Sie haben einen *hochohmigen Zustand*, auch Sperrzustand oder Blockierzustand genannt, und einen *niederohmigen Zustand*, der als Durchlasszustand bezeichnet wird.

### Definition



Die Bezeichnung «Diac» ist die Zusammenfassung der Anfangsbuchstaben des englischen Namens «*diode alternating current switch*», was übersetzt *Diodenwechselstromschalter* bedeutet.

Diac kippen bei einer bestimmten Spannung  $U_{B0}$ , der sogenannten *Durchbruchspannung*, vom hochohmigen Zustand in den niederohmigen Zustand. Der Übergang in den niederohmigen Zustand erfolgt bei beiden Polungsrichtungen der angelegten Spannung etwa beim gleichen Spannungsbetrag. Man sagt, der Diac sei ein *bidirekionaler Schalter*, ein Schalter also, der bei beiden Spannungsrichtungen schaltet.

Diac werden als Dreischicht-Halbleiterbauteile und als Fünfschicht-Halbleiterbauteile hergestellt. Dementsprechend unterscheidet man *Zweirichtungsdioden* und *Zweirichtungs-Thyristordioden*.

### 11.1.1 Zweirichtungsdioden

#### 11.1.1.1 Aufbau und Arbeitsweise

Die Zweirichtungsdiode ist ähnlich aufgebaut wie ein Transistor (Bild 11.1). Das Kristall besteht aus drei Zonen, die abwechselnd p- und n-leitfähig sind. Die Zonenfolge p-n-p ist üblich, möglich ist aber auch die Zonenfolge n-p-n.

Wie man die äußere Spannung auch polt, ein pn-Übergang wird stets in Sperrrichtung betrieben, der andere in Durchlassrichtung (Bild 11.2).

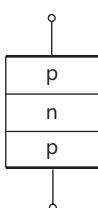


Bild 11.1 Grundaufbau einer Zweirichtungsdiode

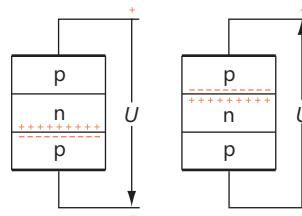


Bild 11.2 Polungen der Zweirichtungsdiode

Bei einer bestimmten Spannung  $U_{B0}$  bricht der in Sperrrichtung betriebene pn-Übergang durch. Der Durchbruch erfolgt ähnlich wie bei einer Z-Diode. Nach dem Durchbruch ist die Zweirichtungsdiode niederohmig. Die Größe der Durchbruchspannung  $U_{B0}$  hängt von der Dotierung der Zonen ab.

Das Zurückkippen in den hochohmigen Zustand erfolgt bei Unterschreiten einer bestimmten Spannung, der sogenannten *Haltespannung*.

Die Größe der Haltespannung ist ebenfalls von der Dotierung der Zonen abhängig.



### Merksatz

Eine Zweirichtungsdiode wird bei Unterschreiten der Haltespannung hochohmig.

#### 11.1.1.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Zweirichtungsdiode ist in Bild 11.3 dargestellt. Kennwerte sind die *Durchbruchspannung*  $U_{B0}$  und die *Haltespannung*  $U_H$ , weiterhin der *Durchbruchsstrom*  $I_{B0}$ .

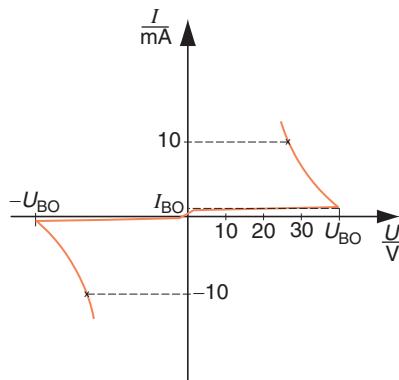


Bild 11.3  
Strom-Spannungs-Kennlinie einer  
Zweirichtungsdiode

Der Durchbruchsstrom  $I_{B0}$  ist der Strom, der unmittelbar vor Beginn des Durchbruches fließt. Er sollte möglichst klein sein, da er ja ein Sperrstrom ist und die Güte der Sperrwirkung kennzeichnet.

Als Kennwert wird weiterhin der mögliche Unterschied zwischen den Beträgen von  $+U_{B0}$  und  $-U_{B0}$  angegeben. Dieser Unterschied sollte möglichst klein sein. Bei vollkommenen Symmetrien des Bauteilaufbaus wäre er null. Dieser Kennwert wird *Symmetrieabweichung* genannt.

*Übliche Kennwerte:*

*Durchbruchspannung*  $U_{B0} \approx 32\text{ V}$

*Durchbruchsstrom*  $I_{B0} \approx 50\text{ }\mu\text{A}$

*Haltespannung*  $U_H \approx 20\text{ V}$

*Symmetrieabweichung*  $S \approx \pm 3\text{ V}$



Bild 11.4  
Schaltzeichen der Zweirichtungsdiode

Grenzwerte sind die höchstzulässige Verlustleistung  $P_{tot}$ , die höchste und die tiefste Gehäusetemperatur  $\vartheta_{max}$  und  $\vartheta_{min}$  und der höchste zulässige Impulsstrom  $I_{Pmax}$ .

*Übliche Grenzwerte:*

Höchstzulässige Verlustleistung	$P_{\text{tot}}$	$\approx 0,5 \text{ W}$
Höchstzulässiger Impulsstrom	$I_{\text{pmax}}$	$\approx 2 \text{ A}$
Höchste Gehäusetemperatur	$T_{\text{max}}$	$\approx +100^\circ\text{C}$
Tiefste Gehäusetemperatur	$T_{\text{min}}$	$\approx -40^\circ\text{C}$

## 11.1.2 Zweirichtungs-Thyristordioden

### 11.1.2.1 Aufbau und Arbeitsweise

Eine Zweirichtungs-Thyristordiode ist im Prinzip eine Antiparallelschaltung von zwei Thyristordioden (Bild 11.5).

Die Thyristordioden werden auch Vierschichtdioden genannt, da ihr Kristall aus 4 verschiedenen Zonen besteht (Bild 11.6).

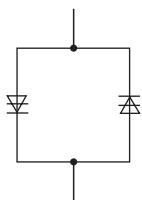


Bild 11.5 Antiparallelschaltung von zwei Thyristordioden

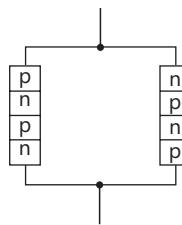


Bild 11.6 Antiparallelschaltung von zwei Thyristordioden. Darstellung des Zonenaufbaus

Die beiden Thyristordiodensysteme können in einem Kristall vereinigt werden. Dabei werden jeweils n-leitende und p-leitende Zonen zusammengefasst, wie in Bild 11.7 dargestellt. Es ergibt sich ein Fünfschicht-Halbleiterbauteil.

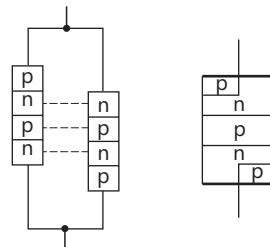


Bild 11.7  
Vereinigung der Systeme zweier antiparallel geschalteter Thyristordioden in einem Kristall

Die Eigenschaften der Zweirichtungs-Thyristordiode entsprechen denen der Antiparallelschaltung von zwei Thyristordioden (Bild 11.5). Bei einer bestimmten Spannung  $U_{\text{BO}}$  geht das Bauteil vom hochohmigen in den niederohmigen Zustand über. Das Zurückkippen in den hochohmigen Zustand erfolgt bei Unterschreiten des Haltestromes.

### Merksatz

Eine Zweirichtungs-Thyristordiode wird bei Unterschreiten des Haltestromes hochohmig.



### 11.1.2.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die Kennwerte von Zweirichtungs-Thyristordioden entsprechen den Kennwerten von Thyristordioden bzw. Vierschichtdioden. Es wird deshalb auf Abschnitt 10.1.2 verwiesen. Lediglich die Symmetrieabweichung ist besonders zu erwähnen. Es ist sehr schwer, die Zonen so symmetrisch aufzubauen, dass die Beträge der Spannungen  $+U_{BO}$  und  $-U_{BO}$  annähernd gleich groß sind. Die Symmetrieabweichung beträgt etwa 4 V bis 6 V. Das heißt, die Spannungen  $+U_{BO}$  und  $-U_{BO}$  dürfen sich maximal um diesen Wert unterscheiden.

Bild 11.8 zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Zweirichtungs-Thyristordiode.

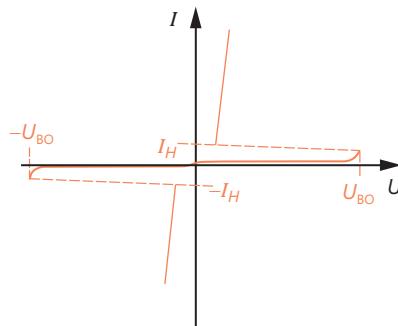


Bild 11.8  
Strom-Spannungs-Kennlinie einer  
Zweirichtungs-Thyristordiode

Die Grenzwerte entsprechen ebenfalls den Grenzwerten von Thyristordioden (siehe Abschnitt 10.1.2). Für Zweirichtungs-Thyristordioden wurde in letzter Zeit das in Bild 11.9 dargestellte Schaltzeichen genormt.



Bild 11.9  
Schaltzeichen der Zweirichtungs-Thyristordiode

### 11.1.3 Anwendung von Diac

Diac, also Zweirichtungsdioden und Zweirichtungs-Thyristordioden, werden vorwiegend als kontaktlose Schalter eingesetzt. Sie werden nur für kleine Stromstärken (bis etwa 3 A) gebaut. Ihr Hauptanwendungsgebiet ist zur Zeit die Ansteuerung von Triac.

## 11.2 Triac

### 11.2.1 Aufbau und Arbeitsweise

In der Steuerungstechnik wird oft gefordert, dass einem Verbraucher eine steuerbare Leistung zugeführt wird. Die Steuerung dieser Leistung soll möglichst wirtschaftlich erfolgen.

Eine solche Leistungssteuerung ist grundsätzlich mit Thyristoren möglich. Thyristoren haben aber einen Gleichrichtereffekt. Sie steuern nur positive Halbwellen. Die negativen Halbwellen werden immer gesperrt.

Häufig besteht der Wunsch, auch die negativen Halbwellen zu steuern. Dies kann mit einer Antiparallelschaltung von zwei Thyristoren erfolgen, wie sie in Bild 11.10 dargestellt ist. Thyristor Th 1 steuert z.B. die positiven Halbwellen, Thyristor Th 2 steuert die negativen Halbwellen.

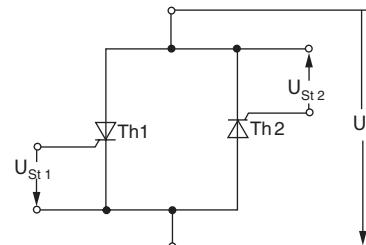


Bild 11.10  
Antiparallelschaltung von zwei Thyristoren

Zur Steuerung der Antiparallelschaltung sind aber zwei Steuerströme und die in Bild 11.10 angegebenen Steuerspannungen  $U_{St1}$  und  $U_{St2}$  erforderlich. Der Aufwand für die Steuerung einer solchen Schaltung ist verhältnismäßig groß.

Die Steuerspannungen  $U_{St1}$  und  $U_{St2}$  müssen spannungsmäßig voneinander unabhängig sein. Andererseits muss zwischen ihnen eine starre Phasenkopplung bestehen.

Interessante Steuerungsmöglichkeiten ergeben sich, wenn die beiden antiparallel geschalteten Thyristorsysteme in einem Kristall aufgebaut werden. Bild 11.11 zeigt die Zusammenfassung der Kristallzonen von gleichem Leitfähigkeitstyp. Man erhält ein Fünfschicht-Halbleiterbauteil.

Bei der Herstellung geht man von einem n-leitenden Si-Scheibchen aus, in das die oberen und unteren p-Zonen und n-Zonen eindotiert werden. Es ergibt sich ein Kristallaufbau nach Bild 11.12.

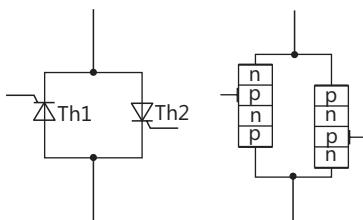


Bild 11.11 Vereinigung der Systeme zweier antiparallel geschalteter Thyristoren in einem Kristall

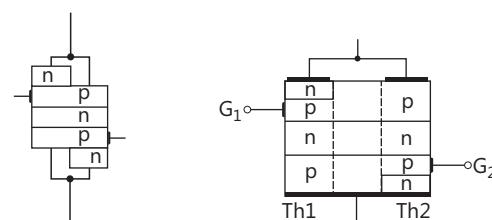


Bild 11.12 Kristallaufbau

Die Steuerelektroden  $G_1$  und  $G_2$  müssen nun noch zu einer gemeinsamen Steuerelektrode zusammengefasst werden.

Die Steuerelektrode  $G_1$  soll die gemeinsame Steuerelektrode  $G$  werden. Sie wird, wie in Bild 11.13 dargestellt, herausgeführt.

Das Thyristorsystem Th 1 kann ohne Schwierigkeiten über diese Steuerelektrode gezündet werden, denn sie ist ja der eigentliche Steuereingang dieses Systems.

Das Thyristorsystem Th 1 wird gezündet, wenn an  $G$  eine gegen  $A_1$  positive Spannung gelegt wird, die einen Strom  $I_{St}$  in das Kristall treibt.

Die Steuerelektrode G ist aber bei diesem Aufbau nicht in der Lage, das Thyristorsystem Th 2 zu zünden, weder mit einem positiven noch mit einem negativen Steuerimpuls.

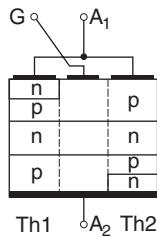


Bild 11.13 Kristallaufbau mit Steuerelektrode G

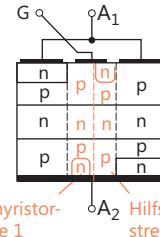


Bild 11.14 Kristallaufbau mit Hilfsthyristorstrecken

Um eine Steuermöglichkeit für das Thyristorsystem Th 2 zu schaffen, wird eine kleine n-Zone unterhalb des Steuerelektrodenanschlusses eindotiert (Bild 11.14). Zusätzlich erzeugt man meist eine gleichartige kleine n-Zone an der Elektrode A<sub>2</sub>. Man hat jetzt zwei Hilfsthyristorstrecken, die auch Zündthyristorstrecken genannt werden.

Das Bauteil kann über die Hilfsthyristorstrecken mit positiven und mit negativen Steuerimpulsen in den niederohmigen Zustand gekippt werden.

Das in Bild 11.15 dargestellte Siebenschicht-Halbleiterbauteil wird *Triac* genannt.

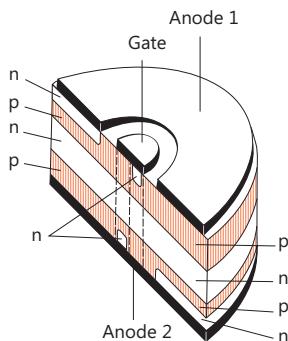


Bild 11.15  
Schnitt durch ein Triac-Kristall



### Merksatz

Ein Triac arbeitet wie eine Antiparallelschaltung von zwei Thyristoren. Er steuert beide Halbwellen eines Wechselstromes. Die Steuerung erfolgt über eine einzige Steuerelektrode.



### Definition

Die Bezeichnung «Triac» ist eine Abkürzung des englischen Namens «*triode alternating current switch*», deutsch: *Trioden-Wechselstromschalter*.

Ein Triac hat zwei Anoden, die mit A<sub>1</sub> und A<sub>2</sub> bezeichnet werden.

- A<sub>1</sub> Anode 1 (obere Anode)  
A<sub>2</sub> Anode 2 (Gehäuseanode).

Die Steuerelektrode G wird Gate oder Tor genannt. Bild 11.15 zeigt die Lage der Anoden und des Gates. In Bild 11.16 ist das genormte Schaltzeichen eines Triac angegeben.

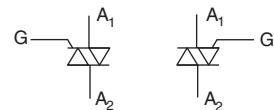


Bild 11.16  
Schaltzeichen des Triacs (Zweirichtungs-Thyristortriode)

Triac werden auch *Zweirichtungs-Thyristortrioden* genannt.

Die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Triac ist in Bild 11.17 dargestellt.

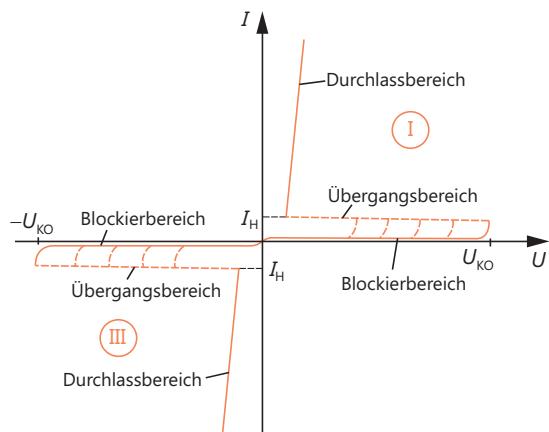


Bild 11.17  
Strom-Spannungs-Kennlinie  
eines Triacs

Man unterscheidet einen *Blockierbereich*, einen *Übergangsbereich* und einen *Durchlassbereich* der Kennlinie im I. Quadranten und die entsprechenden Bereiche im III. Quadranten.

## 11.2.2 Triggermodes

Das Steuern vom hochohmigen Zustand (Blockierbereich) in den niederohmigen Zustand (Durchlassbereich) kann auf vier verschiedene Arten geschehen. Man unterscheidet dementsprechend *vier Steuerarten (Triggermodes)*.

### □ I<sup>+</sup>-Steuerung

A<sub>2</sub> ist positiv gegen A<sub>1</sub>. Man arbeitet im I. Quadranten der Strom-Spannungs-Kennlinie (I in der Bezeichnung der Steuerart). Die Spannung  $U_{GA1}$  des Steuerimpulses ist positiv gegen A<sub>1</sub> (+ in der Bezeichnung der Steuerart). Die Spannungen sind in Bild 11.18 angegeben.

### □ III<sup>-</sup>-Steuerung

A<sub>2</sub> ist negativ gegen A<sub>1</sub>. Man arbeitet im III. Quadranten der Kennlinie. Die Spannung  $U_{GA1}$  des Steuerimpulses ist negativ gegen A<sub>1</sub> (Bild 11.19).

□ *I<sup>+</sup>-Steuerung*

Betrieb im I. Quadranten der Kennlinie (A<sub>2</sub> positiv gegen A<sub>1</sub>). Die Spannung des Steuerimpulses ist negativ gegen A<sub>1</sub> (Bild 11.20).

□ *III<sup>+</sup>-Steuerung*

Betrieb im III. Quadranten der Kennlinie (A<sub>2</sub> negativ gegen A<sub>1</sub>). Die Spannung des Steuerimpulses ist positiv gegen A<sub>1</sub> (Bild 11.21).

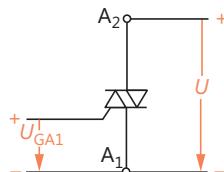


Bild 11.18 *I<sup>+</sup>-Steuerung*

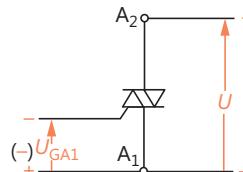


Bild 11.19 *III<sup>-</sup>-Steuerung*

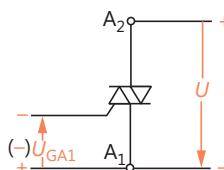


Bild 11.20 *I<sup>-</sup>-Steuerung*

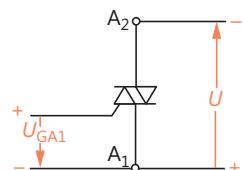


Bild 11.21 *III<sup>+</sup>-Steuerung*

Triacs werden meist in I<sup>+</sup>-Steuerung und III<sup>-</sup>-Steuerung betrieben. Die Steuerempfindlichkeit ist bei diesen Steuerarten besonders groß. Bei den anderen Steuerarten sind etwa doppelt so große Steuerimpulse erforderlich.

Die Steuerelektrode eines Triac hat wie die Steuerelektrode eines Thyristors nach der Zündung ihre Wirksamkeit verloren. Der Triac bleibt so lange niederohmig, bis der Haltestrom  $I_H$  unterschritten wird. Dann kippt er in den hochohmigen Zustand.

Bei der Steuerung von Wechselstrom muss der Triac in jeder Halbwelle erneut gezündet werden.

Triacs verformen die Strom- und Spannungsschwingungen. Sie erzeugen Oberwellen. Die Frequenzen dieser Oberwellen reichen bis in den Rundfunkbereich. Triacschaltungen müssen daher in allen Fällen entstört werden. Dies erfolgt mit Hilfe von Kondensatoren und Drosseln. Triacschaltungen erzeugen Rundfunkstörungen.

## 11.2.3 Kennwerte und Grenzwerte

### Kennwerte

Die wichtigsten Eigenschaften der Triacs werden durch folgende Kennwerte beschrieben:

□ *Spitzensperrstrom  $I_{DROM}$*

Der Spitzensperrstrom ist der Strom, der im Sperrzustand bei offenem Gate und zwischen A<sub>1</sub> und A<sub>2</sub> anliegender Spitzensperrspannung durch den Triac fließt. Er sollte möglichst klein sein. Je kleiner er ist, desto besser sperrt der Triac.

*Maximale Durchlassspannung  $U_{\text{TM}}$*

Die maximale Durchlassspannung ist die Spannung, die im Durchlasszustand am Triac liegt, wenn ein Strom bestimmter Größe, meist der maximale Durchlassstrom, durch den Triac fließt.

*Haltestrom  $I_H$*

Bei Unterschreiten des Haltestromes kippt der Triac vom niederohmigen Zustand in den hochohmigen Zustand.

*Gate-Triggerstrom  $I_{\text{GT}}$*

Dies ist der kleinste Gatestrom, der den Triac vom hochohmigen Zustand in den niederohmigen Zustand schaltet. Er wird für eine bestimmte Sperrspannung zwischen A<sub>1</sub> und A<sub>2</sub> angegeben.

*Gate-Triggerspannung  $U_{\text{GT}}$*

Die Gate-Triggerspannung ist die Spannung, die zur Erzeugung des Gate-Triggerstromes  $I_{\text{GT}}$  erforderlich ist.

*Einschaltzeit  $t_{\text{gt}}$*

Die Einschaltzeit ist die Zeit, die vom Eintreffen eines steilen Gate-Spannungsimpulses an vergeht, bis der Durchlassstrom auf 90% seines Höchstwertes angestiegen ist.

*Kritische Spannungssteilheit*

Bei schnellem Spannungsanstieg am Triac kann es zu einem ungewollten Zünden kommen. Die kritische Spannungssteilheit gibt die größte Spannungsanstiegs geschwindigkeit an, die noch nicht zu solchen ungewollten Zündungen führt. Sie gilt für offenes Gate.

*Wärmewiderstand  $R_{\text{thG}}, R_{\text{thU}}$*

Triacs werden oft auf Kühlbleche montiert. Der Wärmewiderstand dient zur Berechnung der Kühlung.  $R_{\text{thG}}$  ist der Wärmewiderstand Sperrsicht–Gehäuse.  $R_{\text{thU}}$  ist der Wärmewiderstand Sperrsicht–umgebende Luft.

### Übliche Kennwerte:

Spitzensperrstrom	$I_{\text{DROM}}$	$\approx 0,5 \text{ mA}$
Maximale Durchlassspannung	$U_{\text{TM}}$	$\approx 1,8 \text{ V}$
Haltestrom	$I_H$	$\approx 15 \text{ mA}$
Gate-Triggerstrom	$I_{\text{GT}}$	$\approx 20 \text{ mA}$
Gate-Triggerspannung	$U_{\text{GT}}$	$\approx 1,2 \text{ V}$
Einschaltzeit	$t_{\text{gt}}$	$\approx 2 \mu\text{s}$

Die Hersteller geben für die Kennwerte bestimmte Messbedingungen an. Weiterhin wird eine zulässige Streuung angegeben. Die Kennwerte sind temperaturabhängig.

### Grenzwerte

*Periodische Spitzensperrspannung  $U_{\text{DROM}}$*

Dies ist die höchste Spannung, die periodisch im gesperrten Zustand und bei offenem Gate am Triac liegen darf, ohne dass der Triac in den niederohmigen Zustand schaltet.

*Durchlassstrom  $I_T$*

Der Durchlassstrom  $I_T$  ist der höchstzulässige Dauerlaststrom (Effektivwert).

*Stoßstrom*  $I_{TSM}$

Dieser Strom darf gelegentlich unter bestimmten Bedingungen kurzzeitig fließen. Ein Überschreiten dieses Stromwertes und der zulässigen Zeit führt zur Zerstörung des Triac.

*Gate-Spitzenstrom*  $I_{GTM}$

Der Gate-Spitzenstrom darf kurzzeitig im Gate-Stromkreis fließen. Neben der höchstzulässigen Stromstärke wird die höchstzulässige Zeitspanne angegeben.

*Temperaturbereich*

Es wird eine höchste ( $T_{max}$ ) und eine tiefste Temperatur ( $T_{min}$ ) angegeben. Die Temperaturen sind entweder Umgebungstemperaturen oder Gehäusetemperaturen.

### Übliche Grenzwerte

Periodische Spitzensperrspannung	$U_{DROM} \approx 400\text{ V}$
Durchlassstrom	$I_T \approx 15\text{ A}$
Stoßstrom (20 ms)	$I_{TSM} \approx 100\text{ A}$
Gate-Spitzenstrom (1 $\mu\text{s}$ )	$I_{GTM} \approx 4\text{ A}$
Höchste Gehäusetemperatur	$I_{max} \approx 100^\circ\text{C}$
Tiefste Gehäusetemperatur	$I_{min} \approx -60^\circ\text{C}$

## 11.3 Steuerungen mit Diac und Triac

Mit Hilfe von Triacs können Wechselstromleistungen einfach gesteuert und geregelt werden. Diac werden meist zum Ansteuern der Triacs, also zur Schaltung der Zündimpulse verwendet. Die zur Steuerung erforderliche Leistung ist sehr gering (einige mW). Sie kann üblichen Halbleiterschaltungen oder integrierten Schaltkreisen entnommen werden.

Triac werden häufig für Lichtsteuerungen aller Art verwendet. Es gibt einfache Lichtsteuereinheiten für den Haushalt, die anstelle eines üblichen Schalters in die Installationsdosen eingesetzt werden können. Diese sogenannten Dimmer steuern fast leistungslos den Effektivwert des Wechselstromes und damit die Wechselstromleistung und die Lampenhelligkeit.

Sehr gut eignen sich Triac auch für Motorsteuerungen. Sie werden oft zur Drehzahlsteuerung von Einphasen-Wechselstrommotoren verwendet (Bohrmaschinensteuerung, Küchenmaschinensteuerung).

Elektrowärmegeräte können mit Triacs sehr einfach gesteuert und geregelt werden. Die Steuerung leistungsstarker Elektrowärmegegeräte kann mit Hilfe eines kleinen Potentiometers erfolgen. Eine Regelungsschaltung müsste die Änderung der Widerstandswerte dieses Potentiometers nachbilden. Das ist durch eine einfache Transistorschaltung möglich.

Die Heizplatten von Elektroherden können z.B. mit Triacschaltungen automatisch geregelt werden. Der bisher verwendete teure Siebentaktschalter könnte dabei eingespart werden.

Relais und Schütze können durch Triacs in vielen Fällen ersetzt werden. Das kontaktlose Schalten bringt viele Vorteile. Es erfolgt wesentlich schneller. Kontaktabbrand und Kontaktverschmutzung entfallen. Die Lebensdauer von Triacs ist praktisch unbegrenzt, sofern sie nicht überlastet werden.

Der höchstzulässige Laststrom (Durchlassstrom  $I_T$ ) ist ein Grenzwert.

## Merkzettel



Bei Triacschaltungen muss stets dafür gesorgt werden, dass der im Laststromkreis wirksame Widerstand den Strom so begrenzt, dass der höchstzulässige Laststrom nicht überschritten werden kann.

Der Widerstand eines Triac im niederohmigen Zustand beträgt nur wenige  $\Omega$ . Er kann bei der Bemessung des Lastwiderstandes unberücksichtigt bleiben.

Der in Bild 11.22 dargestellte Triac soll einen höchstzulässigen Laststrom von 9,6 A haben. Der Mindestwert für  $R_{\text{Last}}$  ergibt sich aus folgender Rechnung:

$$R_{\text{Last}} = \frac{U}{I_T} = \frac{230 \text{ V}}{9,6 \text{ A}} = 24 \Omega$$

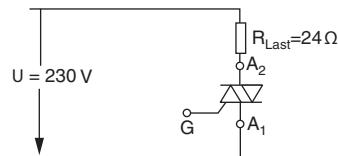
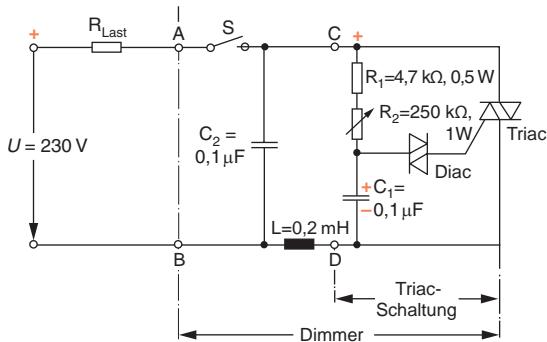


Bild 11.22  
Stromkreis mit Triac

Die Arbeitsweise einer Triacsteuerung soll am Beispiel einer üblichen Lichtsteuerung erläutert werden. Bild 11.23 zeigt die Schaltung eines Dimmers.



Die eigentliche Triacschaltung liegt zwischen den Punkten C und D. Der Kondensator  $C_1$  lädt sich während des hochohmigen Zustandes des Triac auf. Während des hochohmigen Zustandes des Triac liegt fast die volle Netzspannung zwischen C und D. In Bild 10.23 ist die Polung der Spannungen während der positiven Halbwelle angegeben.

Die Aufladegeschwindigkeit hängt von der Zeitkonstante  $\tau$  der Reihenschaltung  $R_1, R_2, C_1$  ab:

$$\tau = R_g \cdot C = (R_1 + R_2) \cdot C_1$$

Je größer die Zeitkonstante  $\tau$  ist, desto langsamer wird  $C_1$  geladen.

Der Triac bleibt so lange im Sperrzustand, bis die Kondensatorspannung groß genug ist, um den Diac in den niederohmigen Zustand zu kippen. Dies geschieht etwa bei  $U_C = 30 \text{ V}$ .

Sobald der Diac in den niederohmigen Zustand gekippt ist, wird  $C_1$  entladen.

$C_1$  gibt einen kräftigen Steuerimpuls auf das Gate des Triac. Der Triac schaltet in den niederohmigen Zustand. Jetzt kann ein Laststrom fließen.

Die Triac-Steuerung während der positiven Halbwelle des Wechselstromes ist die I<sup>+</sup>-Steuerung.

Während des hochohmigen Zustandes des Triac bei negativer Halbwelle wird  $C_1$  mit umgekehrter Polarität geladen. Ist die Spannung  $U_C$  genügend groß, kippt der Diac in den niederohmigen Zustand. Der von  $C_1$  gelieferte Steuerimpuls zündet den Triac. Diese Triac-Steuerung ist die III<sup>-</sup>-Steuerung.

Mit dem Potentiometer  $R_2$  wird die Ladegeschwindigkeit von  $C_1$  eingestellt. *Die Ladegeschwindigkeit bestimmt den Zündzeitpunkt des Triac während der Halbwelle.* Mit  $R_2$  wird also auch der Zündverzögerungswinkel  $\varphi_Z$  eingestellt.

In Bild 11.24 ist der zeitliche Verlauf der Netzspannung  $U$  zusammen mit dem zeitlichen Verlauf des Laststromes  $I$  für einen bestimmten Zündverzögerungswinkel  $\varphi_Z$  dargestellt. Die positiven und die negativen Stromhalbwellen sind angeschnitten.

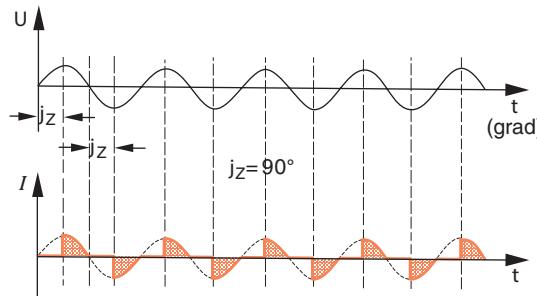


Bild 11.24 Zeitlicher Verlauf der Netzspannung  $U$  und des Laststromes  $I$  bei  $\varphi_Z = 90^\circ$

Die «Stromportionen» werden umso kleiner, je größer der Winkel  $\varphi_Z$  ist.  $\varphi_Z$  kann zwischen etwa  $5^\circ$  und fast  $180^\circ$  bzw. zwischen  $185^\circ$  und fast  $360^\circ$  eingestellt werden. Damit ist es möglich, dem Lastwiderstand  $R_{\text{Last}}$  Leistungen zuzuführen, die fast zwischen der vollen Leistung und der Leistung Null einstellbar sind. Eine Lampe kann also zwischen voller Helligkeit und Dunkelzustand kontinuierlich gesteuert werden.

Die Bauteile  $C_2$  und  $L$  dienen der Entstörung. Der Dimmer endet an den Polen A und B. Soll der Dimmer nicht in Betrieb sein, so kann er mit dem Schalter S von der Netzspannung abgetrennt werden.



### Merksatz

Ein Dimmer darf nur in Reihe mit einem genügend großen Lastwiderstand betrieben werden.

Werden die Pole A und B direkt an Netzspannung gelegt, so wird der Triac durch einen zu großen Laststrom zerstört.

## 11.4 Lernziel-Test

1. Mit Diac werden sowohl Zweirichtungsdioden als auch Zweirichtungs-Thyristordioden bezeichnet.
  - a) Erklären Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Zweirichtungsdiode.
  - b) Erklären Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Zweirichtungs-Thyristordiode.
2. Ein Triac ist im Prinzip eine Antiparallelschaltung von zwei Thyristorstrecken in einem Kristall mit einer gemeinsamen Steuerelektrode. Erklären Sie den Kristallaufbau und die Arbeitsweise eines Triac.
3. Zeichnen Sie eine typische  $I-U$ -Kennlinie eines Triac.
4. Beim Triac gibt es vier verschiedene Steuermodes. Was bedeuten diese Steuermodes? Erklären Sie die  $I^+$ -Steuerung, die  $I^-$ -Steuerung, die  $III^+$ -Steuerung und die  $III^-$ -Steuerung.
5. Nennen Sie 5 Kennwerte und 5 Grenzwerte eines Triac.
6. Zeichnen Sie das Schaltbild eines Dimmers.
7. Wie arbeitet eine Dimmerschaltung? Wie kommt es zum Zünden des Triac?
8. Wie arbeitet die in Bild 11.25 dargestellte Schaltung? Welche Aufgaben haben Diac und Triac?

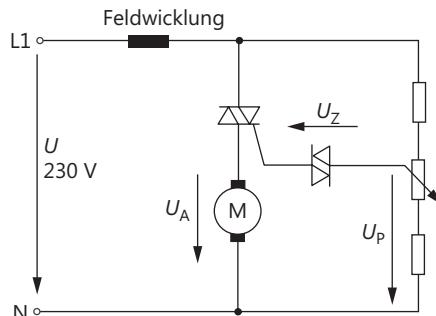


Bild 11.25  
Schaltung mit Diac und Triac



# 12 Fotohalbleiter

## 12.1 Innerer fotoelektrischer Effekt

Halbleiterwerkstoffe haben eine gewisse *Eigenleitfähigkeit*. Man versteht darunter die Leitfähigkeit des nicht dotierten Werkstoffes.

Die Ursachen der Eigenleitfähigkeit sind in Abschnitt 5.3 genauer beschrieben. Es soll hier nur kurz daran erinnert werden, dass die Eigenleitfähigkeit bei Energiezufuhr, z.B. bei Erwärmung des Werkstoffes, erhöht wird. Die Erwärmung des Werkstoffes führt zu stärkerer Wärmeschwingung. Dadurch brechen mehr Kristallbindungen auf. Beim Aufbrechen von Kristallbindungen werden aber Elektronen freigesetzt, gleichzeitig entstehen Löcher. Diese Ladungsträger stehen für die Bildung eines Stromes zur Verfügung. Sie vergrößern die Leitfähigkeit des Werkstoffes.

Erhält ein Halbleiterwerkstoff eine Energiezufuhr durch Lichteinstrahlung, so werden ebenfalls Elektronen aus ihren Bindungen befreit. Man kann sich vorstellen, dass die Lichtteilchen, die sogenannten Photonen, Kristallbindungen zerschlagen (Bild 12.1).

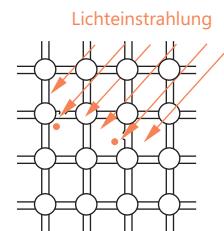


Bild 12.1  
Herauslösen von Valenzelektronen aus  
Halbleiterkristallbindungen bei Lichteinstrahlung  
(Modelldarstellung)

Die Elektronen dieser Kristallbindungen werden dadurch freigesetzt. Die entstehenden offenen Bindungen stellen Löcher dar. Durch Lichteinstrahlung wird also die Anzahl der freien Elektronen und der Löcher vermehrt. Die Vergrößerung der Anzahl der freien Ladungsträger bedeutet eine Vergrößerung der Leitfähigkeit bzw. der Eigenleitfähigkeit.

### Merksatz



Die Eigenleitfähigkeit von Halbleiterwerkstoffen wird bei Lichteinstrahlung vergrößert.

Dieser Vorgang wird *innerer fotoelektrischer Effekt* genannt. Er tritt bei einkristallinen und bei polykristallinen Halbleiterwerkstoffen gleichermaßen auf.

Grundsätzlich werden die elektrischen Eigenschaften aller Halbleiterbauteile durch Lichteinfall beeinflusst. Man verwendet allgemein lichtdichte Gehäuse, wenn der innere fotoelektrische Effekt unerwünscht ist.

## 12.2 Fotowiderstände

### 12.2.1 Aufbau und Arbeitsweise

Die aktiven Schichten von Fotowiderständen bestehen aus Halbleiter-Mischkristallen. Man verwendet Werkstoffe, bei denen der innere fotoelektrische Effekt besonders stark ist.

Solche Werkstoffe sind z.B. Cadmiumsulfid (CdS), Bleisulfid, Bleiselenid und Bleitellurid. Diesen Grundwerkstoffen werden besondere Beimengungen zugegeben, die den fotoelektrischen Effekt, also die Lichtempfindlichkeit, steigern.

Die aktive Schicht wird auf einen Keramikkörper, der als Träger dient, aufgebracht. Durch Länge, Breite und Dicke der Schicht sowie durch den verwendeten Werkstoff sind die Eigenschaften des Fotowiderstandes bestimmt (Bild 12.2).

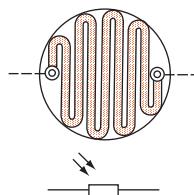


Bild 12.2  
Aufbau und Schaltzeichen eines Fotowiderstandes

Bei Lichteinstrahlung werden Ladungsträger freigesetzt. Der Widerstandswert nimmt ab.



#### Merksatz

Der Widerstandswert von Fotowiderständen wird umso geringer, je stärker die Lichteinstrahlung ist.

Ein Fotowiderstand ist nicht für alle Lichtwellenlängen gleich empfindlich. Bei einer bestimmten Wellenlänge liegt das Empfindlichkeitsmaximum.

Bild 12.3 zeigt den Verlauf der sogenannten spektralen Empfindlichkeit eines Fotowiderstandes. Bei einer Wellenlänge von 0,65 µm liegt die größte Empfindlichkeit dieses Fotowiderstandes. Das Licht dieser Wellenlänge hat eine hellrote Farbe.

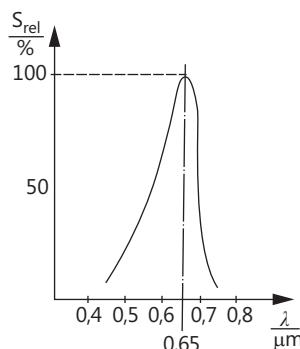


Bild 12.3  
Spektrale Empfindlichkeit eines Fotowiderstandes

Man kann Fotowiderstände bauen, die besonders empfindlich sind für grünes, blaues oder orangefarbiges Licht, auch solche, deren Empfindlichkeitsmaximum im Infrarotbereich liegt (Bild 12.4).

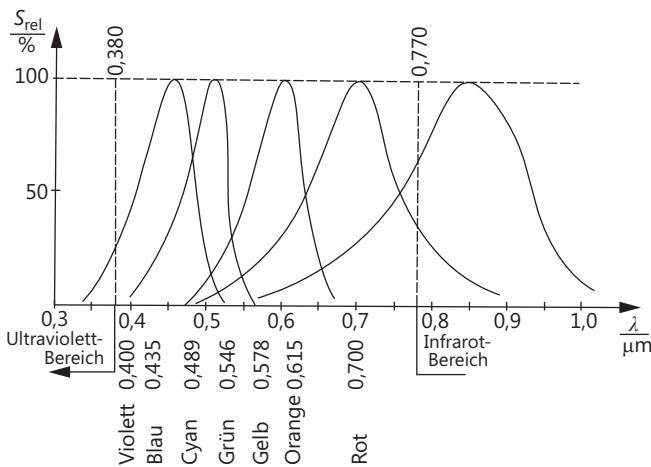


Bild 12.4 Spektrale Empfindlichkeit bei verschiedenen Typen von Fotowiderständen

Wird die Beleuchtung eines Fotowiderstandes geändert, so ändert sich der Widerstandswert mit einer gewissen zeitlichen Verzögerung. Die Widerstandsänderung erfolgt also nicht trägeheitslos. Die Verzögerung beträgt einige Millisekunden.

Fotowiderstände haben eine gewisse Temperaturabhängigkeit. Der Temperaturkoeffizient ist jedoch gering. Er nimmt mit wachsender Beleuchtungsstärke ab.

## 12.2.2 Kennwerte und Grenzwerte

Wichtige Kennwerte sind der *Dunkelwiderstand*, der *Hellwiderstand*, die *Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit* und die *Ansprechzeit*.

- Der *Dunkelwiderstand*  $R_0$  ist der Widerstandswert, den der Fotowiderstand bei Dunkelheit hat. (Die Dunkelheit muss wenigstens 1 Minute bestehen.)
- Mit *Hellwiderstand*  $R_{1000}$  bezeichnet man den Widerstandswert, den der Fotowiderstand bei einer Beleuchtungsstärke von 1000 Lux hat.
- Die *Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit*  $\lambda_{\text{ES}}$  ist die Lichtwellenlänge, bei der der innere fotoelektrische Effekt besonders stark auftritt.
- Als *Ansprechzeit*  $t_r$  bezeichnet man die Zeit, die nach Einschalten einer Beleuchtungsstärke von 1000 Lux nach Dunkelheit vergeht, bis der Strom 65% seines Wertes bei  $R_{1000}$  erreicht hat.

*Übliche Werte:*

Dunkelwiderstand  $R_0 \approx 1 \text{ M}\Omega$  bis  $100 \text{ M}\Omega$

Hellwiderstand  $R_{1000} \approx 100 \Omega$  bis  $2 \text{ k}\Omega$

Ansprechzeit  $t_r \approx 1 \text{ ms}$  bis  $3 \text{ ms}$

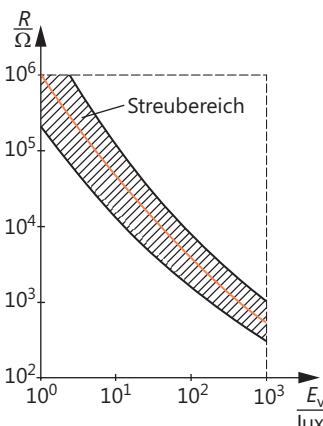


Bild 12.5  
Widerstandsverlauf eines Fotowiderstandes in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke  $E_v$

*Grenzwerte* sind die *Verlustleistung*  $P_{\text{tot}}$ , die sich daraus ergebende *höchste zulässige Arbeitsspannung*  $U_a$  und die *höchstzulässige Umgebungstemperatur*  $T_{\text{max}}$ .

*Übliche Werte:*

$$\begin{aligned} P_{\text{tot}} &\approx 50 \text{ mW bis } 2 \text{ W} \\ U_a &\approx 100 \text{ V bis } 250 \text{ V} \\ T_{\text{max}} &\approx 70^\circ\text{C} \end{aligned}$$

### 12.2.3 Anwendungen

Fotowiderstände sind verhältnismäßig preiswerte Bauteile. Sie werden in großer Zahl für Lichtschranken aller Art, für Dämmerungsschalter, Lichtwächterschaltungen und Alarmanlagen verwendet. Man findet Fotowiderstände in Schaltungen der Steuer- und Regelungstechnik und als Flammenwächter in Ölzentralheizungsanlagen. Die Anwendungsmöglichkeiten sind sehr groß. Ein gewisser Nachteil der Fotowiderstände ist ihre vorstehend näher beschriebene Trägheit. Sie können nur dort eingesetzt werden, wo diese Trägheit keine Rolle spielt.

## 12.3 Fotoelemente und Solarzellen

### 12.3.1 Aufbau und Arbeitsweise

Fotoelemente und Solarzellen sind *Energiewandler*. Die Lichtenergie wird in elektrische Energie umgewandelt. Diese Bauteile haben die Eigenschaft von Generatoren, d.h., sie haben eine Urspannung und einen Innenwiderstand. Man unterscheidet Selen-Fotoelemente und Silizium-Fotoelemente. Solarzellen sind im Prinzip Silizium-Fotoelemente. Sie werden vermehrt zur Erzeugung elektrischen Stromes verwendet, da sie als Nutzer des regenerativen Energieträgers Sonne zur Verminderung der CO<sub>2</sub>-Emissionen beitragen. Sie werden auch im Weltraum eingesetzt, arbeiten noch bei hohen Temperaturen und haben eine lange Funktionsfähigkeit bei der im Welt Raum vorkommenden energiereichen Partikelstrahlung.

**Definition**

Fotoelemente wandeln Lichtenergie in elektrische Energie um.

**12.3.1.1 Silizium-Fotoelemente**

Ein Silizium-Fotoelement besteht aus einem p-leitenden Si-Einkristall, in das eine dünne ( $1\text{ }\mu\text{m}$  bis  $2\text{ }\mu\text{m}$ ) n-leitende Zone eindotiert wurde (Bild 12.6).

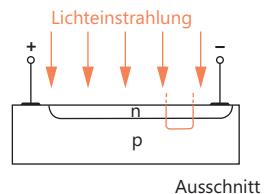


Bild 12.6  
Grundaufbau eines Silizium-Fotoelementes,  
N-auf-P-Typ (Ausschnitt s. Bilder 12.7 und 12.8)

Zwischen p-Zone und n-Zone bildet sich durch Ladungsträgerdiffusion eine Raumladungszone (siehe auch Kapitel 5). In dieser Raumladungszone herrscht ein elektrisches Feld (Bild 12.7).

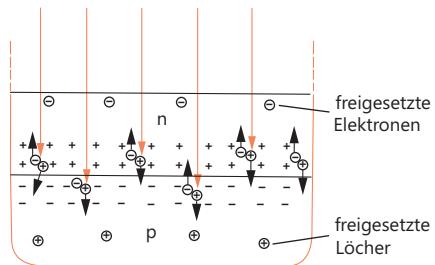


Bild 12.7  
Kristallausschnitt, Freisetzen  
von Elektronen und Löchern

Da die n-Zone sehr dünn ist, wird sie fast ganz von der Raumladungszone durchsetzt. Die n-Zone ist mit einer lichtdurchlässigen Schutzschicht abgedeckt. Das Licht fällt auf die n-Zone und bewirkt in ihr ein Freisetzen von Elektronen. Man kann sich vorstellen, dass die Photonen des Lichts Kristallbindungen zerschlagen. Die aus ihren Bindungen befreiten Elektronen werden vom elektrischen Feld beschleunigt. Sie erfahren als negative Ladungsträger eine Kraftwirkung entgegengesetzt zur Feldlinienrichtung, d.h., sie wandern in den sperrsichtsfreien Bereich der n-Zone. Dort herrscht Elektronenüberschuss (Bild 12.8).

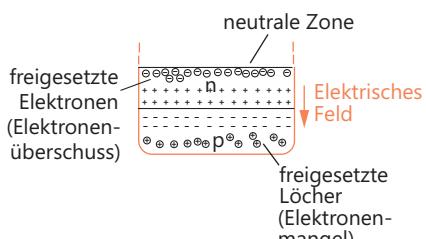


Bild 12.8  
Kristallausschnitt, Entstehung des Minuspols

**Merksatz**

Der sperrsichtfreie Bereich der n-Zone ist der negative Pol des Fotoelementes.

Die bei der Freisetzung von Elektronen entstandenen Löcher wandern in Feldlinienrichtung in den sperrsichtfreien Teil der p-Zone. Dort herrscht Elektronenmangel.

**Merksatz**

Der sperrsichtfreie Bereich der p-Zone ist der positive Pol des Fotoelementes.

Fotoelemente dieser Bauart nennt man N-auf-P-Typen (Bild 12.9).

P-auf-N-Typen (Bild 12.10) sind ebenfalls möglich, werden aber seltener hergestellt, da sie einige Nachteile haben. Sie sind nicht so widerstandsfähig gegen energiereiche Partikelstrahlung.



Bild 12.9 Schaltzeichen des Fotoelementes

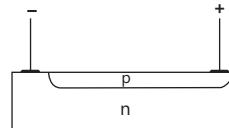


Bild 12.10 Grundaufbau eines Silizium-Fotoelementes P-auf-N

Eine Solarzelle kann nur einen geringen Teil der eingestrahlten Energie in elektrischen Strom umwandeln (Absorptionsverluste). Das lässt sich durch das physikalische Bändermodell erklären. Um ein Elektron aus dem Valenzband in das Leitungsband anzuheben, ist eine genau definierte Menge Energie notwendig. Daher können nur Photonen (Lichtquanten) mit einer bestimmten Strahlungsenergie ein Elektron in das Leitungsband heben. Der Strahlungsenergie ist eine Wellenlänge zugeordnet. Den Halbleitermaterialien sind daher schmale Spektralbereiche (Lichtfarben) zugeordnet, in denen sie Lichtquanten in elektrischen Strom wandeln können. Um den Absorptionsbereich auszuweiten, können verschiedene Halbleiter übereinandergelegt werden. Neben den Absorptionsverlusten sind noch ohmsche Verluste in den Kontaktflächen der Zellen, Abschattungen durch die Kontaktflächen, Reflexionen und Halbleiterunreinheiten von Nachteil. An den Plus- und den Minuspol einer Solarzelle kann ein elektrischer Verbraucher angeschlossen werden.

Solarzellen sind Stromquellen. Sie liefern daher im Kurzschluss einen begrenzten Kurzschlussstrom  $i_k$ .

**Merksatz**

Der Kurzschlussstrom ist stark von der Bestrahlungsstärke [ $\text{W/m}^2$ ] abhängig.

Bild 12.11a zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinie eines Solarmoduls.

Die Leerlaufspannung ist nahezu unabhängig von der Bestrahlungsstärke [ $\text{W/m}^2$ ]. Sie nimmt mit sinkender Zelltemperatur zu.

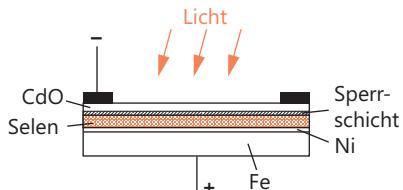


Bild 12.11  
Aufbau eines Selen-Fotoelementes

Wird an die Solarzelle ein Widerstand angeschlossen, fließt ein von der ohmschen Belastung abhängiger Strom. Die von der Solarzelle abgegebene Leistung wird aus dem Arbeitsstrom und der Klemmenspannung errechnet:  $P = U \cdot I$ .

Die Einheit Watt peak/m<sup>2</sup> [Wp/m<sup>2</sup>] gibt die Nennleistung einer Solarzelle bei 25 °C Modultemperatur und einer Bestrahlungsstärke von 1000 W/m<sup>2</sup> an.

Es zeigt sich, dass die Solarzelle einen idealen Arbeitspunkt besitzt, bei dem die elektrische Leistung maximal wird (engl. = **Maximum Power Point**). Alle Arbeitspunkte bilden eine Kurve mit dem Maximum-Power-Point (MPP) als Scheitelwert (Bild 12.11a). Der MPP verschiebt sich in Abhängigkeit von der Bestrahlungsstärke.

Das Verhältnis der Leistung im MPP und dem Produkt aus Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom ergibt einen Wert zwischen 0 und 1. Er wird als Qualitätsmaßstab verwendet und als *Füllfaktor* bezeichnet.

Angeschlossene Verbraucher sollten eine Eingangsschaltung besitzen, die den Laststrom so variiert, dass die Solarzellen immer im MPP betrieben werden (vgl. Elektronik 9: Leistungselektronik). Dadurch wird eine Solaranlage im Optimum betrieben.

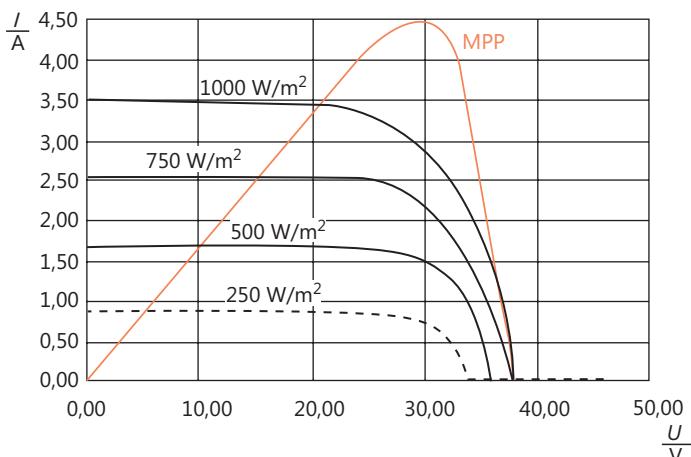


Bild 12.11a Strom-Spannungs-Kennlinie des Solarmoduls und Verlauf der Leistung

### Solarzelltypen

Es werden drei Zelltypen unterschieden. Die technisch einfachste Art, eine Solarzelle herzustellen, ist die *Dünnschichttechnologie*. Hier wird eine sehr dünne Schicht (ca. 1 µm) Silizium auf ein Trägermaterial (Glas o.Ä.) aufgebracht. Das amorphe (gestaltlose) Halbleitermaterial besitzt bei dieser Technologie eine sehr unhomogene Struktur. Die durch Lichteinfall (Photonen) erzeugten Ladungsträger fallen

häufig wieder in das Valenzband zurück, bevor sie zum Stromfluss beitragen können (vorzeitige Rekombination). Amorphe Solarzellen haben daher nur Wirkungsgrade von etwa 7%. Allerdings sind im Labor Werte bis zu 13% erreicht worden. Dünnschichtsolarzellen sind sehr preiswert und werden daher in der Unterhaltungselektronik häufig eingesetzt.

Einen besseren Wirkungsgrad bieten *polykristalline* Solarzellen. Bei diesem Verfahren wird flüssiges Silizium in Form gegossen und anschließend in Scheiben zersägt. Die Scheiben werden kontaktiert und bilden die Solarzelle. Beim Erstarren des Siliziums entstehen zahlreiche Kristalle. An den Übergängen rekombinieren viele Elektronen, weshalb auch polykristalline Solarzellen viele innere Verluste haben. Im Labor können Wirkungsgrade bis zu 18% erreicht werden.

Das technisch aufwendigste Verfahren ist das Einkristallverfahren. Hier wird durch ein spezielles Ziehverfahren ein homogenes Einkristall aus der Schmelze gezogen. Daher spricht man hier von einer *monokristallinen* Solarzelle. Aufgrund der sehr hohen Reinheit lassen sich Wirkungsgrade von über 23% erreichen. Bei der Erzeugung elektrischen Stromes spielen monokristalline Solarzellen daher eine führende Rolle. Sie sind allerdings aufgrund des aufwendigen Verfahrens vergleichsweise teuer.

Die geringe Ausgangsspannung von etwa 0,6 V lässt sich für praktische Anwendungen schlecht nutzen. Daher werden Solarzellen zu *Solarmodulen* verschaltet. Die Zellen werden in Reihe geschaltet. 40 Zellen ergeben so eine Ausgangsspannung von 24 V. Durch Parallelschaltung erreicht man einen höheren Ausgangsstrom (Bild 12.11b).

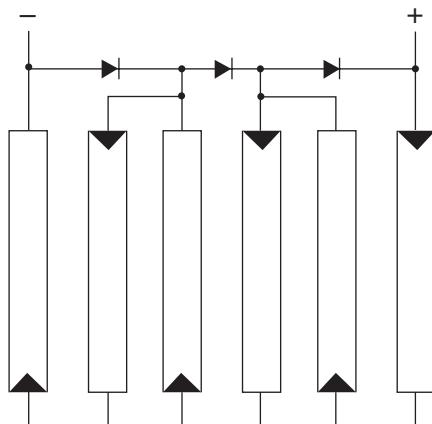
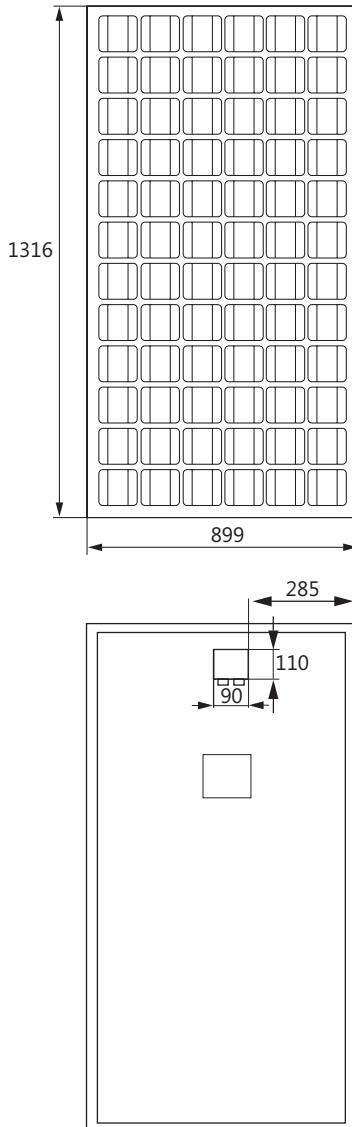


Bild 12.11b  
Interne Verschaltung des  
Moduls Siemens M110/24V

Für große Solaranlagen sind Module mit einer Ausgangsleistung von 100 Wp oder mehr günstig (Bild 12.11c).

Bild 12.11c  
Technische Daten des Solarmoduls  
Siemens M110L/24V



Maximale Leistung $P_{\max}$ <sup>1)</sup>	$W_p$ <sup>2)</sup>	110
Strom im Arbeitspunkt $I_{MPP}$	A	3,15
Spannung im Arbeitspunkt $U_{MPP}$	V	35
Kurzschlussstrom $I_{SC}$ <sup>1)</sup>	A	3,45
Leerlaufspannung $U_0$	V	43,5

Thermische Kennwerte:

$NOCT$ <sup>3)</sup>	°C	45
Temperaturkoeffizient des Kurzschlussstromes	1/K	$+4 \cdot 10^{-4}$

Temperaturkoeffizient der Leerlaufspannung	1/K	$-3,4 \cdot 10^{-3}$
<b>Grenzwerte:</b>		
Lagertemperatur	°C	-40 bis +85
Optimale Umgebungstemperatur	°C	-40 bis +50
Flächendruck	N/m <sup>2</sup>	2400
<b>Zulässige Betriebsbedingungen:</b>		
Temperaturbereich	°C	-40 bis +85
Feuchtigkeit bei 85 °C	%	85 relativ
Hagelschlag/Hagelkörner	mm / m/s	25/v = 23
<b>Mechanische Daten:</b>		
Länge/Breite	mm	1307 × 652
Höhe	mm	5
Höhe der Anschlussdose	mm	42
Gewicht	kg	9,5

1) Diese Werte unterliegen Fertigungstoleranzen von ±10%

2)  $W_p$  = Watt peak = Spitzenleistung unter Standardtestbedingungen

(STC): AM = 1,5,  $E = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  entsprechend IEC 904-3

3) Nominale Zellenbetriebstemperatur bei Einstrahlung

$E = 600 \text{ W/m}^2$ , Zelltemperatur  $T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

### 12.3.1.2 Selen-Fotoelemente

Selen-Fotoelemente sind die zuerst bekannt gewordenen Fotoelemente. Sie bestehen aus einer vernickelten Eisengrundplatte. Auf diese ist eine polykristalline Selenschicht aufgebracht. Als Abdeckung verwendet man eine transparente Gegenelektrode aus Cadmiumoxid (CdO) (Bild 12.11).

Zwischen Selen und CdO bildet sich eine Sperrschiicht aus. Die durch die Lichtstrahlung freigesetzten Elektronen wandern unter dem Einfluss des elektrischen Feldes in den neutralen, d.h. raumladungsfreien Bereich der CdO-Schicht. Die Löcher wandern in den neutralen Bereich der Selenschicht. Es entsteht eine Spannung zwischen beiden Bereichen, die als Spannung zwischen Grundplatte und Abdeckring zutage tritt.

Silizium-Fotoelemente haben etwa einen Wirkungsgrad von 10%. Sie können bei voller Sonnenbestrahlung etwa  $10 \text{ mW/cm}^2$  Leistung abgeben.

Bei Selen-Fotoelementen ist der Wirkungsgrad maximal 1%. Ihre Leistungsabgabe liegt bei voller Sonneneinstrahlung unter  $1 \text{ mW/cm}^2$ .

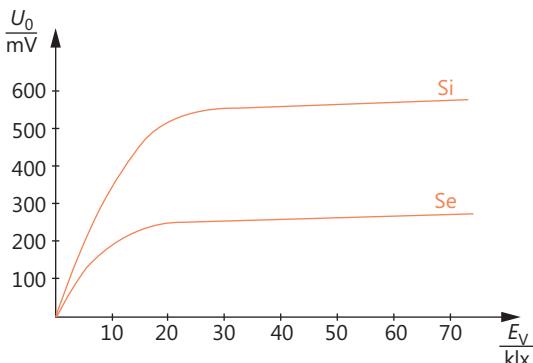
Bild 12.12 zeigt den Verlauf der Urspannungen eines Silizium-Fotoelementes und eines Selen-Fotoelementes.

Die Urspannungen steigen mit der Beleuchtungsstärke zunächst stark an. Ab etwa 20 klx nehmen die Spannungen nur noch schwach zu.

Die höchstmögliche Ursprungsspannung eines Silizium-Fotoelementes liegt bei etwa 0,6 V, die eines Selen-Fotoelementes bei etwa 0,3 V. Die Urspannungen müssen stets kleiner sein als die Schwellspannungen der Halbleiterwerkstoffe.

Bild 12.12

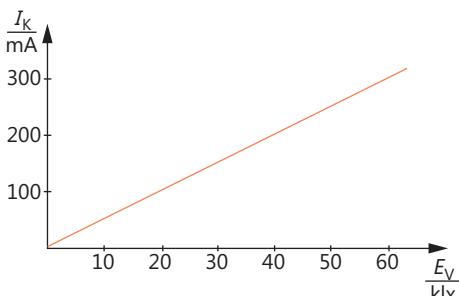
Abhängigkeit der Urspannungen eines Silizium-Fotoelementes und eines Selen-Fotoelementes von der Beleuchtungsstärke



Werden Fotoelemente im Kurzschluss betrieben, so ergibt sich ein sehr guter linearer Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Kurzschlussstrom (Bild 12.13). Fotoelemente zeigen eine spektrale Empfindlichkeit. Selen-Fotoelemente haben einen Empfindlichkeitsverlauf, der nicht allzusehr von der Augenempfindlichkeit abweicht (Bild 12.14). Sie eignen sich daher gut für fotoelektrische Belichtungsmesser.

Bild 12.13

Abhängigkeit des Kurzschlussstromes von der Beleuchtungsstärke



Silizium-Fotoelemente haben eine sehr breite spektrale Empfindlichkeit, sie umfasst das sichtbare Spektrum und reicht weit in den Infrarotbereich (Bild 12.14).

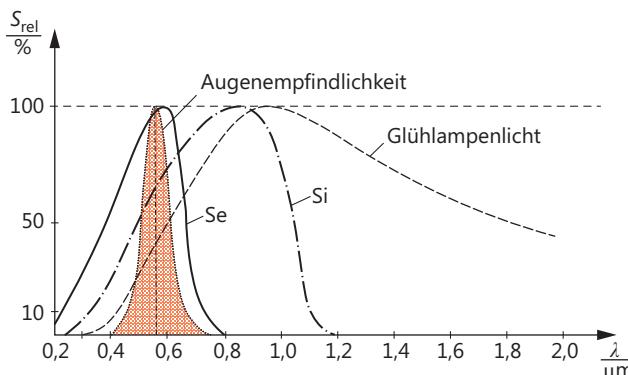


Bild 12.14 Spektrale Empfindlichkeit von Si- und Se-Fotoelementen. Augenempfindlichkeit und spektrale Verteilung von Glühlampenlicht

### 12.3.2 Kennwerte und Grenzwerte

Ein Fotoelement hat eine *lichtempfindliche Fläche*  $A_L$  bestimmter Größe. Es ist weiterhin durch eine bestimmte *maximale Leerlaufspannung (Urspannung)*  $U_{0\max}$  und durch einen *maximalen Kurzschlussstrom*  $I_{k\max}$  gekennzeichnet.

$U_{0\max}$  und  $I_{k\max}$  werden bei voller Sonneneinstrahlung (100 klx) gemessen.

Das Fotoelement kann eine bestimmte *maximale Leistung*  $P_{\max}$  bei Leistungsanpassung und einer Beleuchtungsstärke von 100 klx abgeben.

Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom sind temperaturabhängig. Für sie werden Temperaturkoeffizienten angegeben.

Unter *Fotoempfindlichkeit*  $E$  versteht man den Betrag, um den der Kurzschlussstrom zunimmt, wenn man die Beleuchtungsstärke um 1 Lux erhöht.

Meist werden noch einige Leerlaufspannungen  $U_0$  bei verschiedenen Beleuchtungsstärken angegeben.

Ein weiterer Kennwert ist die *Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit*  $\lambda_{ES}$ .

*Übliche Kennwerte eines Silizium-Fotoelementes:  
(Solarzelle)*

$$U_{0\max} \approx 0,58 \text{ V}$$

$$I_{k\max} \approx 130 \text{ mA}$$

$$A_L \approx 3,72 \text{ cm}^2$$

$$P_{\max} \approx 60 \text{ mW}$$

$$E \approx 1,3 \mu\text{A/lx}$$

$$\lambda_{ES} \approx 0,7 \mu\text{m}$$

*Grenzwerte:*

Der wichtigste Grenzwert ist der *Umgebungstemperaturbereich* (üblich:  $-40^\circ\text{C}$  bis  $+125^\circ\text{C}$ , in Sonderfällen  $+200^\circ\text{C}$ ).

Fotoelemente können in einigen Anwendungsfällen durch eine Spannung in Sperrrichtung beansprucht werden. Die auftretende Sperrspannung darf die maximal zulässige Größe nicht überschreiten (üblich: 1 V bis 2 V).

### 12.3.3 Anwendungen

Fotoelemente werden zur Umwandlung von Sonnenlichtenergie in elektrische Energie verwendet. Sie dienen als Solarzellen der Energieversorgung und werden darüber hinaus auch für andere Energieversorgungsaufgaben eingesetzt, z.B. für die Speisung von Verstärkern in Telefonleitungen.

Zum anderen verwendet man Fotoelemente in der Messtechnik sowie in der Steuer- und Regelungstechnik.

## 12.4 Fotodioden

### 12.4.1 Aufbau und Arbeitsweise

Eine Fotodiode ist eine Halbleiterdiode, deren pn-Übergang dem Licht gut zugänglich ist. Es werden Silizium- und Germanium-Fotodioden hergestellt (Bild 12.15).

Die Fotodiode wird in Sperrrichtung betrieben. Es entsteht eine verhältnismäßig breite Raumladungszone.

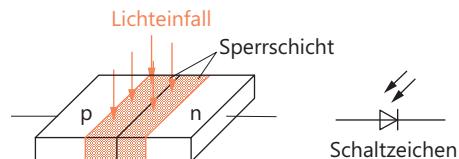


Bild 12.15  
Prinzipieller Aufbau und  
Schaltzeichen einer Fotodiode

Fällt kein Licht auf die Raumladungszone, so kann nur ein sehr kleiner Sperrstrom fließen. Die Größe des Sperrstromes bei Dunkelheit entspricht dem Sperrstrom einer normalen Si-Diode bzw. Ge-Diode.

Bei Lichteinfall werden Elektronen aus ihren Bindungen gelöst. Dort, wo eine Kristallbindung aufbricht, entsteht ein freies Elektron und ein Loch. Durch die Lichteinstrahlung werden in der Sperrschiicht freie Ladungsträger erzeugt. Die erzeugten Ladungsträger werden aus der Sperrschiicht heraustransportiert. Der Sperrstrom steigt um einige Zehnerpotenzen an.

Zwischen Sperrstrom und Lichteinfall besteht ein gut linearer Zusammenhang (Bild 12.16). Fotodioden eignen sich deshalb besonders gut zur Lichtmessung. Der Sperrstrom ändert sich bei Änderung der Beleuchtungsstärke fast trägeheitslos.

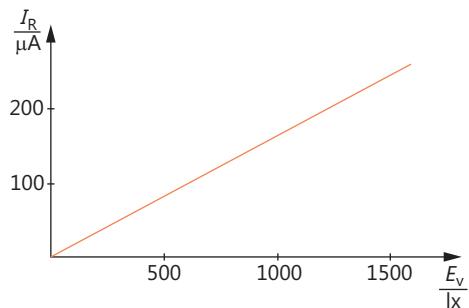


Bild 12.16  
Abhängigkeit des Sperrstromes von  
der Beleuchtungsstärke

#### Merkzettel



Fotodioden lassen einen mit der Beleuchtungsstärke ansteigenden Sperrstrom fließen.

Das Kennlinienfeld in Bild 12.17 gibt den Zusammenhang zwischen Sperrstrom und Sperrspannung für verschiedene Beleuchtungsstärken an.

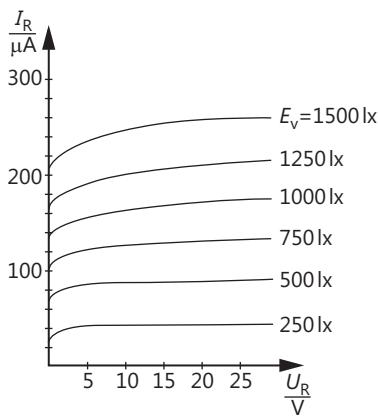


Bild 12.17  
 $I_R$ - $U_R$ -Kennlinienfeld einer Photodiode mit der Beleuchtungsstärke als Parameter

Wie alle Fotohalbleiter-Bauteile hat auch die Photodiode eine bestimmte spektrale Empfindlichkeit. Die Empfindlichkeit erstreckt sich vom Ultraviolettbereich bis weit in den Infrarotbereich (Bild 12.18).

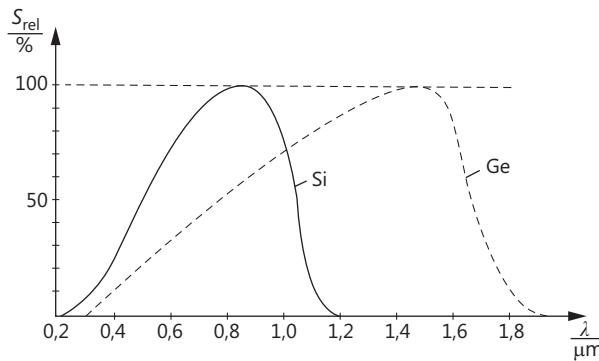


Bild 12.18  
Spektrale Empfindlichkeit von Germanium- und Silizium-Fotodioden

Das Empfindlichkeitsmaximum liegt bei Si-Fotodioden etwa bei  $\lambda = 0,85 \mu\text{m}$ , bei Ge-Fotodioden etwa bei  $\lambda = 1,5 \mu\text{m}$ .

## 12.4.2 Kennwerte und Grenzwerte

Der Hauptkennwert ist die *Fotoempfindlichkeit*  $E$ . Sie gibt an, um wie viel nA sich der Sperrstrom  $I_R$  pro Lux Beleuchtungszunahme vergrößert.

Weiterhin wird die *Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit*  $\lambda_{ES}$  angegeben.

*Grenzfrequenz*  $f_g$  und *Sperrsichtkapazität*  $C_s$  sind weitere Kennwerte.

Von besonderem Interesse ist der Dunkelstrom  $I_d$ , der für eine bestimmte Sperrspannung angegeben wird. Außerdem gehört die Größe der lichtempfindlichen Fläche  $A_L$  zu den Kennwerten.

### Übliche Kennwerte:

$$E \approx 120 \text{ nA/lx}$$

$$\lambda_{ES} \approx 0,85 \mu\text{m}$$

$$f_g \approx 1 \text{ MHz}$$

$$C_s \approx 150 \text{ pF bei } U_R = 0 \text{ V}$$
$$20 \text{ pF bei } U_R = 20 \text{ V}$$

$$I_d \approx 500 \text{ nA}$$

Grenzwerte sind die *höchstzulässige Sperrspannung* (üblich 20 V bis 30 V) und der *Umgebungstemperaturbereich* (üblich – 50 °C bis + 100 °C).

### 12.4.3 Anwendungen

Fotodioden werden wegen des linearen Zusammenhangs zwischen Sperrstrom und Beleuchtungsstärke vorwiegend für Messzwecke verwendet. Sie können sehr klein gebaut werden, eine große Packungsdichte ist möglich.

Weiterhin werden Fotodioden in der Steuer- und Regelungstechnik eingesetzt. Dort wo Fotowiderstände wegen ihrer großen Trägheit nicht eingesetzt werden können, verwendet man Fotodioden.

Vergleicht man den Aufbau von Si-Fotoelementen und Fotodioden, so stellt man eine sehr große Ähnlichkeit fest. Fotodioden können auch als Fotoelemente verwendet werden, d.h., sie können bei Beleuchtung eine Spannung abgeben. Jedoch ist ihr Wirkungsgrad schlechter als der von Fotoelementen.

## 12.5 Fototransistoren

### 12.5.1 Aufbau und Arbeitsweise

Fototransistoren sind spezielle Siliziumtransistoren, bei denen Licht auf die Basis-Kollektor-Sperrschiicht fallen kann. Der Basisanschluss ist bei einigen Fototransistorarten herausgeführt. Durch Beschaltung des Basisanschlusses kann der Arbeitspunkt voreingestellt werden. Bei anderen Fototransistorarten wurde auf das Herausführen des Basisanschlusses verzichtet. Diese Transistoren werden nur durch Licht gesteuert (Bild 12.19).

Man kann sich einen Fototransistor als Zusammenschaltung eines Fotoelements und einer Transistorstufe vorstellen (Bild 12.20). Bei Lichteinfall wird eine Spannung erzeugt, die ähnlich wie eine Basisspannung den Transistor steuert. Der Fototransistor kann auch als Zusammenschaltung einer Fotodiode und einer Transistorstufe angesehen werden.

Die Lichtempfindlichkeit eines Fototransistors ist wesentlich höher als die eines Fotoelementes mit gleicher lichtempfindlicher Fläche, da der Fotoeffekt verstärkt wird. Die Empfindlichkeitsverstärkung entspricht etwa dem Gleichstromverstärkungsfaktor  $B$  des Fototransistors. Aus diesem Grunde werden Fototransistoren vor allem dort verwendet, wo die lichtempfindliche Fläche wegen geforderter großer Packungsdichte klein sein muss.

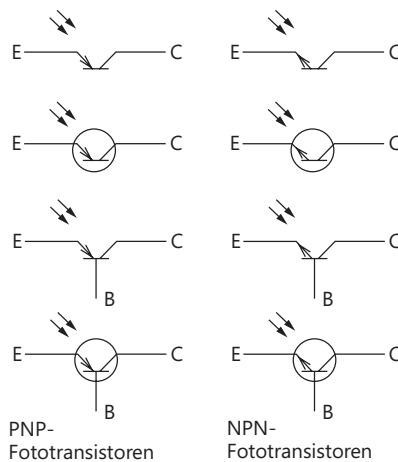


Bild 12.19  
Schaltzeichen von Fototransistoren  
(der Kreis für das Gehäuse kann entfallen)

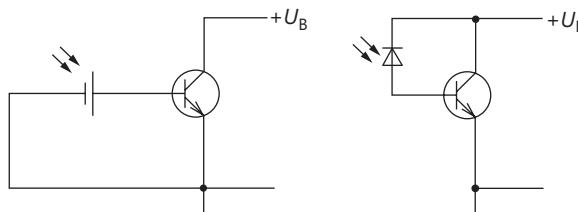


Bild 12.20  
Ersatzschaltungen eines  
Fototransistors

Bild 12.21 zeigt das  $I_C$ - $U_{CE}$ -Kennlinienfeld eines Fototransistors mit der Beleuchtungsstärke als Parameter.

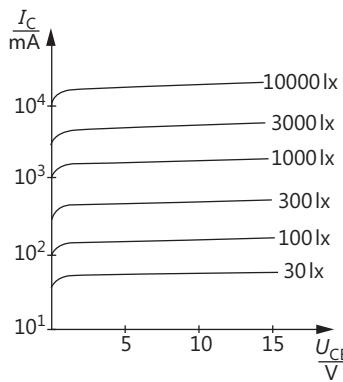


Bild 12.21  
 $I_C$ - $U_{CE}$ -Kennlinienfeld eines Fototransistors

Die spektrale Empfindlichkeit entspricht der einer Silizium-Fotodiode. Die Wellenlänge maximaler Fotoempfindlichkeit liegt bei etwa  $0,8 \mu\text{m}$  bis  $0,85 \mu\text{m}$ .

## 12.5.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die Kennwerte und Grenzwerte von Fototransistoren entsprechen teilweise den Kennwerten und Grenzwerten normaler Transistoren. Zusätzlich werden folgende weitere Kennwerte angegeben:

Kollektorhellstrom (z.B. bei $E = 1000 \text{ lx}$ , $U_{CE} = 5 \text{ V}$ )	$I_{Ch}$
Kollektordunkelstrom	$I_{Cd}$
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{ES}$
Fotoempfindlichkeit	$E$

Übliche Kennwerte:

$$\begin{aligned} I_{Ch} &\approx 0,8 \text{ mA} \\ I_{Cd} &\approx 0,2 \mu\text{A} \\ \lambda_{ES} &\approx 0,85 \mu\text{m} \\ E &\approx 0,15 \mu\text{A/lx} \end{aligned}$$

### 12.5.3 Anwendungen

Fototransistoren haben einen breiten Anwendungsbereich. Sie können überall dort eingesetzt werden, wo auch Fotodioden verwendet werden. Gegenüber den Fotodioden haben sie unter sonst gleichen Bedingungen höhere Ausgangsspannungen.

Fototransistoren können sehr klein gebaut werden. Zeilen aus vielen Fototransistoren werden für die optische Abtastung von Bildvorlagen verwendet.

## 12.6 Fotothyristoren, Fotothyristortetroden

### 12.6.1 Aufbau und Arbeitsweise

Fotothyristoren sind sehr ähnlich aufgebaut wie normale Thyristoren. Sie bestehen aus einem Vierzonenkristall nach Bild 12.22 und den Anschlüssen Anode (A), Kathode (K) und Steuerelektrode (G).

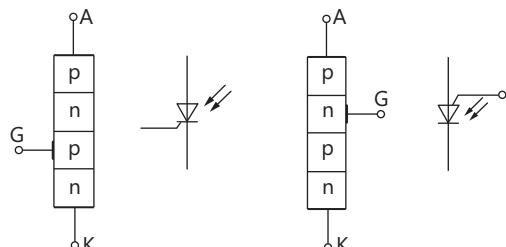


Bild 12.22  
Grundaufbau und Schaltzeichen  
von Fotothyristoren

Im Blockierbereich ist der mittlere pn-Übergang in Sperrrichtung gepolt. Durch ein Gehäusefenster kann Licht auf die Sperrsicht fallen. Die Einstrahlung von Lichtenergie führt zu einer Freisetzung von Ladungsträgern in der Sperrsicht.

Die dadurch hervorgerufene Erhöhung des Sperrstromes führt zu einem gegenseitigen Durchsteuern der Transistorstrecken  $T_1$  und  $T_2$  (Bild 12.23). Bekanntlich kann man sich das Vierzonenkristall in 2 Transistorstrecken aufgeteilt denken (siehe auch Kapitel 10).

Das Durchsteuern (Zünden) des Fotothyristors erfolgt bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke. Die zum Zünden erforderliche Beleuchtungsstärke kann durch einen Widerstand zwischen Steuerelektrode und Kathode beeinflusst werden (Bild

12.24). Je größer der Widerstandswert des Widerstandes  $R_{GK}$ , desto geringer ist in bestimmten Grenzen die zum Zünden erforderliche Mindestbeleuchtungsstärke.

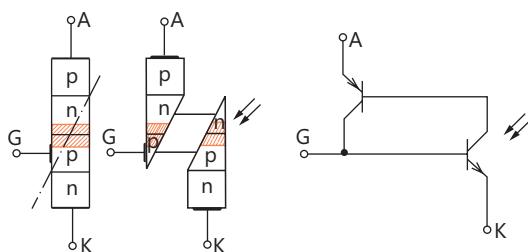


Bild 12.23  
Ersatzschaltung des  
Fotothyristors

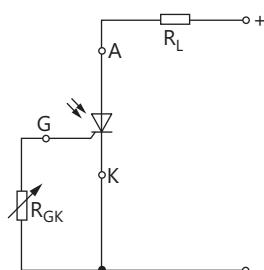


Bild 12.24  
Stromkreis mit Fotothyristor



### Merkatz

Zusätzlich zur Lichtsteuerung ist die übliche Thyristorsteuerung durch einen gegenüber der Katode positiven Strom- bzw. Spannungsimpuls möglich.

Nach der Zündung verhält sich der Fotothyristor wie ein normaler Thyristor. Erst nach Unterschreiten eines Mindestlaststromwertes, des sogenannten Haltestromes, geht die Anoden-Katoden-Strecke wieder in den hochohmigen Zustand über.

In neuerer Zeit sind den Thyristoren ähnliche Vierschichtbauteile entwickelt worden, die über zwei Steueranschlüsse gesteuert werden können. Bauteile dieser Art werden *Thyristortetroden* oder SCS (*Silicon Controlled Switch*) genannt (Bild 12.25).

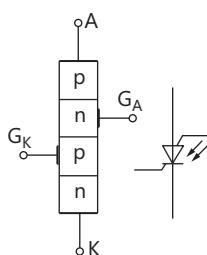


Bild 12.25  
Grundaufbau und Schaltzeichen einer Thyristortetrode

Eine Thyristortetrode kann durch einen positiven Strom- bzw. Spannungsimpuls auf  $G_K$  oder durch einen negativen Impuls auf  $G_A$  durchgesteuert (gezündet) werden. Sie kann in den hochohmigen Zustand zurückgeschaltet werden, und zwar wahlweise

- durch einen negativen Impuls an  $G_K$  (bezogen auf  $K$ ),
- durch einen positiven Impuls an  $G_A$  (bezogen auf  $K$ ),
- durch Unterschreiten des Haltestromes.

Eine Thyristortetrode kann also auch dann in den hochohmigen Zustand geschaltet werden, wenn der Haltestrom nicht unterschritten wird.

Solche Thyristortetroden werden auch als *Fotothyristortetroden* gebaut. Sie lassen sich durch ausreichend große Lichtimpulse in den niederohmigen Zustand schalten. Der Vorgang ist der gleiche wie beim Fotothyristor.

Mit Hilfe von Strom- bzw. Spannungsimpulsen können die Fotothyristortetroden dann jederzeit wieder in den hochohmigen Zustand zurückgeschaltet werden.

## 12.6.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die meisten Kennwerte und Grenzwerte der Fotothyristoren und Fotothyristortetroden sind die gleichen wie die der Thyristoren und Thyristortetroden. Es wird deshalb auf Abschnitt 12.10 verwiesen.

Lediglich die Kennwerte, die sich auf die Lichtsteuerung beziehen, sollen hier betrachtet werden. Ein solcher Kennwert ist die *Zündbeleuchtungsstärke*  $E_{AT}$ .

Bild 12.26 zeigt den Verlauf der erforderlichen Zündbeleuchtungsstärke in Abhängigkeit von der Größe des Widerstandes  $R_{GK}$  für einen Laststrom von 100 mA. Die Kurve gilt für eine Fotothyristortetrode. Für einen Fotothyristor sieht sie sehr ähnlich aus.

Ein weiterer Kennwert ist die spektrale Empfindlichkeit bzw. die *Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit*. Sie liegt bei etwa 0,85  $\mu\text{m}$  (Bild 12.27).

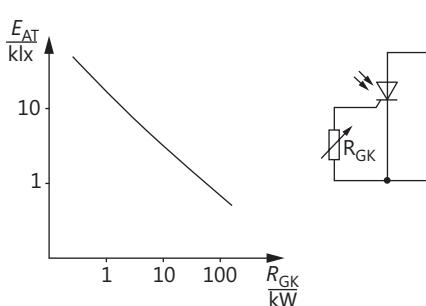


Bild 12.26 Abhängigkeit der erforderlichen Zündbeleuchtung von der Größe des Widerstandes  $R$

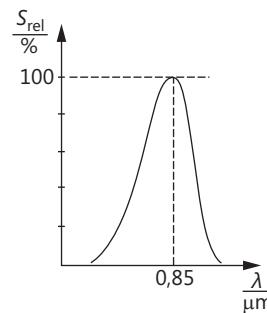


Bild 12.27 Spektrale Empfindlichkeit einer Fotothyristortetrode

## 12.6.3 Anwendungen

Fotothyristoren und Fotothyristortetroden erlauben den Aufbau von Lichtschranken ohne Verstärker. Der Thyristorlaststrom kann unmittelbar auch größere Relais schalten. Alarmgeräte und Meldegeräte lassen sich mit und ohne Zeitverzögerung sehr einfach aufbauen.

Das Schalten kann durch einen einfachen Lichtblitz ausgelöst werden. Bei Fotothyristortetroden ist ein Übergang in den hochohmigen Zustand sehr einfach möglich.

## 12.7 Leuchtdioden (LED)

### 12.7.1 Grundlagen

Leuchtdioden sind lichtemittierende Dioden (engl. = *light emitting diode* (LED)). Sie sind wie konventionelle Dioden aus Halbleitermaterialien hergestellt. Daher haben auch Leuchtdioden eine Sperr- und eine Durchlassrichtung. Wird in Durchlassrichtung eine Spannung angelegt, leuchtet die Diode.



#### Merksatz

Die Diodenstrecke einer Leuchtdiode wird in Durchlassrichtung betrieben.

In Sperrrichtung fließt nur ein kleiner Sperrstrom und die Diode leuchtet nicht.



#### Definition

Leuchtdioden wandeln elektrische Energie in Licht um.

Licht wird in der Physik durch 2 Modelle beschrieben: als elektromagnetische Welle und als Partikelstrahlung. Der Physiker HUYGENS entwickelte schon im 17. Jahrhundert eine (allerdings noch mechanische) Wellentheorie. Sie beschreibt, dass Licht sich bündeln und ablenken lässt. ISAAC NEWTON konnte mit seiner Emissionstheorie nachweisen, dass Licht aus energiereichen Partikeln besteht. Später fand man heraus, dass diese Lichtpartikel je nach Farbe eine bestimmte Energie haben. Der Energieinhalt dieser Partikel ändert sich in Sprüngen, er ist quantisiert. Die Energie dieser Photonen ist umso höher, je niedriger die Wellenlänge der zugehörigen Lichtfarbe ist. Jeder Lichtfarbe lässt sich also eine Energie zuordnen. Das sichtbare Licht besitzt Wellenlängen von 360 nm (violett) bis 760 nm (rot). Unterhalb des violetten Lichtes schließt sich der ultraviolette Bereich (UV) an. Oberhalb des roten Lichtes beginnt der Bereich der Infrarotstrahlung (IR). Den Wellenlängen lässt sich über die Formel

$$\lambda = c/f$$

jeweils die Frequenz des Lichtes zuordnen. Um die Energie der Photonen zu berechnen, verwendet man das Plancksche Wirkungsquantum  $h$ . Es beschreibt das Verhältnis der Partikel- bzw. Photonenergie  $E$  und der Frequenz  $f$ :

$$E = h \cdot f$$

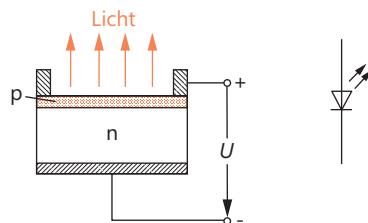


#### Definition

Licht besitzt Wellen- und Partikelcharakter.

Die Leuchtdiode erzeugt Licht, indem sie Lichtpartikel einer bestimmten Wellenlänge (= Lichtfarbe) emittiert (Bild 12.28).

Bild 12.28  
Aufbau und Schaltzeichen einer Leuchtdiode



## 12.7.2 Aufbau und Arbeitsweise

Mit Hilfe des Einkristall- und Zonenschmelzverfahrens wird ein n-leitendes, einkristallines Ausgangssubstrat (z.B. GaAs = Gallium-Arsenid) hergestellt. Das Ausgangssubstrat hat die Form einer runden Scheibe (engl.: Wafer). Auf dieses Substrat werden mit Hilfe von Epitaxieverfahren die unterschiedlich dotierten weiteren Halbleiterschichten aufgetragen. Bei der Epitaxie gibt das Ausgangssubstrat die Kristallausrichtung der folgenden Schichten vor. Die aufgebrachten Schichten bilden pn-Übergänge und besitzen die gewünschten Leuchteigenschaften. Die Halbleiter auf dem Wafer werden an der Oberseite mit Anschlusskontakten versehen und in zahlreiche einzelne Elemente geschnitten. Diese einzelnen Halbleiterelemente bilden jeweils eine LED. Sie werden auf eine leitende Fläche geklebt und mit Anschlussdrähten (Bonddraht) versehen. Die LED wird in ein Kunststoffgehäuse eingegossen, das sie vor Feuchtigkeit und mechanischen Beschädigungen schützt. Das durchsichtige Kunststoffgehäuse dient zudem als optisches System und gibt die Abstrahlcharakteristik vor.

Die Arbeitsweise einer Leuchtdiode lässt sich mit dem Bändermodell der Physik erklären. Durch das Zusammenfügen einer n-leitenden und einer p-leitenden Schicht entsteht ein pn-Übergang. (vgl. Abschnitt 5.6). An der Übergangsstelle entsteht eine Raumladungszone. Im n-dotierten Halbleiter befinden sich freie Elektronen im Leitungsband. Sie haben ein höheres Energieniveau ( $E_2$ ) als die Elektronen im Valenzband ( $E_1$ ). Im p-dotierten Halbleiter existieren zahlreiche Löcher. Durch das Dotieren wird die Zahl der freien Elektronen und der Löcher stark erhöht. In der Raumladungszone befinden sich keine freien Ladungsträger. Wird eine Spannung in Durchlassrichtung der LED angelegt, wird die n-Zone mit Ladungsträgern überschwemmt. Die Raumladungszone wird abgebaut. Dadurch können viele Elektronen aus der n-Zone mit den Löchern aus der p-Zone rekombinieren. Rekombiniert ein Elektron vom Leitungsband in das Valenzband zurück, kann es die Energiedifferenz  $\Delta E = E_2 - E_1$  in Form eines Lichtimpulses einer genau definierten Wellenlänge  $\lambda$ , abgeben (Bild 12.29a). Dieser Vorgang wird Injektionselektrolumineszenz oder Elektrolumineszenz genannt.

Die Wellenlänge  $\lambda$  entspricht nach der Formel  $\lambda = c/f$  einer genau definierten Frequenz  $f$ . Der energetische Abstand der Energieniveaus  $E_1$  und  $E_2$  entspricht der Photonenenergie des emittierten Lichtes und definiert damit die Lichtfarbe der Leuchtdiode. Dieser Vorgang wird strahlende Rekombination oder auch spontane Emission genannt (Bild 12.29a).

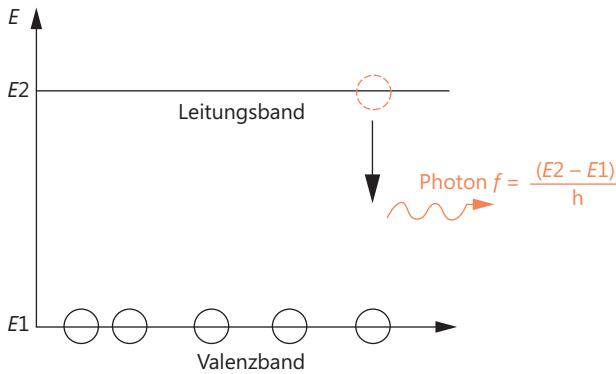


Bild 12.29a  
Spontane Emission



### Definition

**Das Licht der LED entsteht durch strahlende Rekombination der Leitungselektronen (Elektrolumineszenz).**

Die abgegebene Energie entspricht in etwa dem energetischen Abstand zwischen Leitungsband und Valenzband. Die Energiedifferenz  $\Delta E = E_2 - E_1$  dieser Bänder ist vom Halbleitermaterial abhängig und ändert sich je nach Materialkombination in bestimmten Stufen. Da der Photonenenergie über den Zusammenhang  $E = h \cdot f$  eine Lichtfrequenz  $f$  zugeordnet ist, bestimmt die Materialkombination des Halbleiters die Lichtfarbe der LED.



### Merksatz

**Die Materialkombination im Halbleiter bestimmt die Frequenz (Lichtfarbe) des LED-Lichtes.**

Das Licht der LED ist aus Photonen annähernd gleicher Energie zusammengesetzt und daher sehr schmalbandig, es besitzt nahezu nur eine Frequenz.



### Definition

**Licht einer Frequenz wird auch als monochromatisches Licht bezeichnet (mono = ein, chroma = Farbe, Licht einer Farbe).**

Durch Zufuhr elektrischer Energie werden bei der LED zahlreiche Elektronen zu spontanen Lichtemissionen angeregt. Die Lichtemission ist in einem weiten Bereich proportional zur Stromstärke. Sie beginnt bei Stromstärken von ca. 2 mA. Ein Teil des erzeugten Lichtes wird in der LED absorbiert und in Wärme umgewandelt. Bei höheren Strömen muss auf eine gute Wärmeabfuhr geachtet werden.

Das emittierte «Lichtpaket», auch als Lichtquant oder Photon bezeichnet, besitzt den Charakter eines Impulses. Da die einzelnen Rekombinationen unregelmäßig ablaufen, sind die einzelnen Lichtwellen nicht in Phase und besitzen unterschiedliche Ausbreitungsrichtungen.

Wird Lichtenergie vom Kristall absorbiert, können auch Elektronen durch diesen Impuls vom Valenzband in das Leitungsband angehoben werden und zum Stromfluss zur Verfügung stehen, (vgl. Abschnitt 12.4).

### Merksatz



Trifft ein emittiertes Photon auf ein im Leitungsband befindliches Elektron, kann es dies zur Lichtemission stimulieren.

Es entstehen zwei Lichtimpulse. Dieser Vorgang wird «stimulierte Emission» genannt (Bild 12.29b) und z.B. beim Halbleiterlaser angewandt.

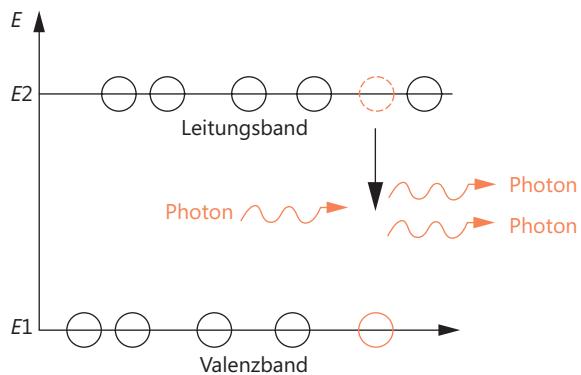


Bild 12.29b  
Stimulierte Emission

### 12.7.3 Technologie der LED

Der Materialkombination kommt bei der Produktion der LED eine große Bedeutung zu. Da die Bandabstände das emittierte Licht bestimmen, müssen die verwendeten Elemente so ausgewählt werden, dass die gewünschte Lichtfarbe in der LED erzeugt wird.

Am häufigsten werden Elemente aus der III. und V. Gruppe des Periodensystems gewählt. Diese Halbleiter heißen daher III/V-Halbleiter. Gallium (Ga) ist ein Element der Gruppe III, Arsen (As) gehört zur Gruppe V. Werden beide Elemente zu einem Halbleiter zusammengefügt, entsteht eine GaAs-Leuchtdiode. Die Wellenlänge des emittierten Lichtes beträgt ca. 885 nm. Da dieses Licht nicht sichtbar ist (stark infrarot) muss das Licht in den sichtbaren Bereich verschoben werden. Das Licht muss «in Richtung Blau» verschoben werden, also energiereicher werden. Dazu muss der Bandabstand durch Zugabe von Phosphor vergrößert werden. Das nach Phosphorzugabe emittierte Licht hat eine Wellenlänge von 650 nm. Eine Gallium-Arsenid-Phosphid-(GaAsP-)LED emittiert die Farbe Rot. Effektivere rote LED werden durch die Kombination Gallium-Aluminium-Arsenid (GaAlAs) möglich.

Wie eine konventionelle Diode besitzt auch die LED eine Durchlassspannung. Sie wird durch den Bandabstand bestimmt und variiert zwischen 1,2...4 V.

## 12.7.4 Bauformen

Bild 12.30a zeigt die typische Bauform einer Standard-LED (Radial-LED) mit 5 mm Durchmesser. Eine Abflachung am Gehäuse kennzeichnet den Katodenanschluss. Der Zuleitungsdräht der Katode ist kürzer.

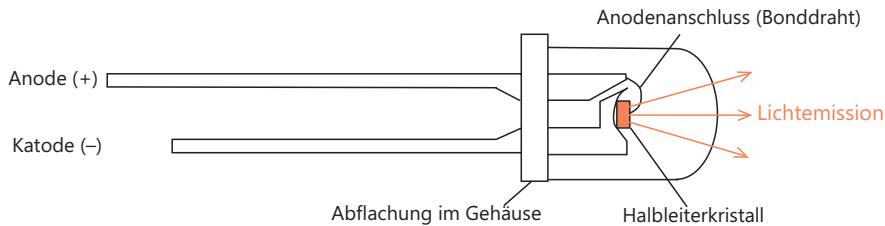


Bild 12.30a Bauform einer Standard-LED



### Merksatz

Standard-LED haben auf der Katodenseite eine Abflachung und einen kürzeren Anschlussdraht (Merke: kurz = Katode).

Neben den Standard-LED mit 5 oder 3 mm Durchmesser gibt es auch SMD(*Surface-Mounted-Device*)-LED (Bild 12.30b).

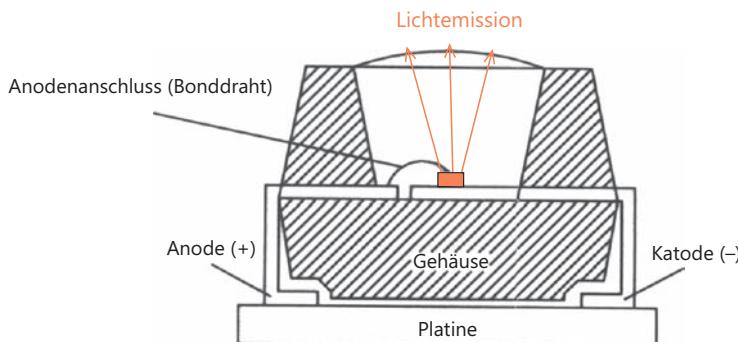


Bild 12.30b Aufbau einer SMD-LED

Bei höheren Temperaturen schwingt das Halbleiterkristall stärker, und es kommt verstärkt zu Rekombinationen ohne Lichtemission. Der Wirkungsgrad sinkt stark. Eine Erhöhung der Temperatur um 50 °C halbiert in etwa die Lichtleistung. Hochleistungs-LED müssen die bei ihnen durch die hohen Betriebsströme entstehende Wärme gut ableiten können. Dazu werden sie teilweise auf Kühlkörpern montiert.

Leuchtdioden mit mehreren Farben benötigen zur Ansteuerung mehrere Drähte. Häufig besitzen sie eine gemeinsame Anode, die jeweilige Farbe wird durch Schalten des passenden Katodendrahtes gewählt.

## 12.7.5 Versorgungsschaltungen

Die LED ist kein linearer Verbraucher wie ein ohmscher Widerstand. Ihre  $I/U$ -Kennlinie verläuft nicht linear, sondern exponentiell. Eine kleine Erhöhung der Spannung verursacht eine starke Stromzunahme (Bild 12.31a).

Eine LED besitzt keine interne Strombegrenzung. Wird die Durchlassspannung  $U_F$  an der blauen LED in Bild 12.31a von 3 V auf 3,5 V erhöht, verdoppelt sich der Durchlassstrom  $I_F$ . Übersteigt dieser Strom den zulässigen Maximalwert, kann die LED durch Überhitzung zerstört werden. Für eine lange Lebensdauer und für eine hohe Effizienz sollten LED mit konstantem Strom betrieben werden. LED haben nur geringe maximal zulässige Sperrspannungen. Daher sind sie empfindlich gegen Falschpolung.

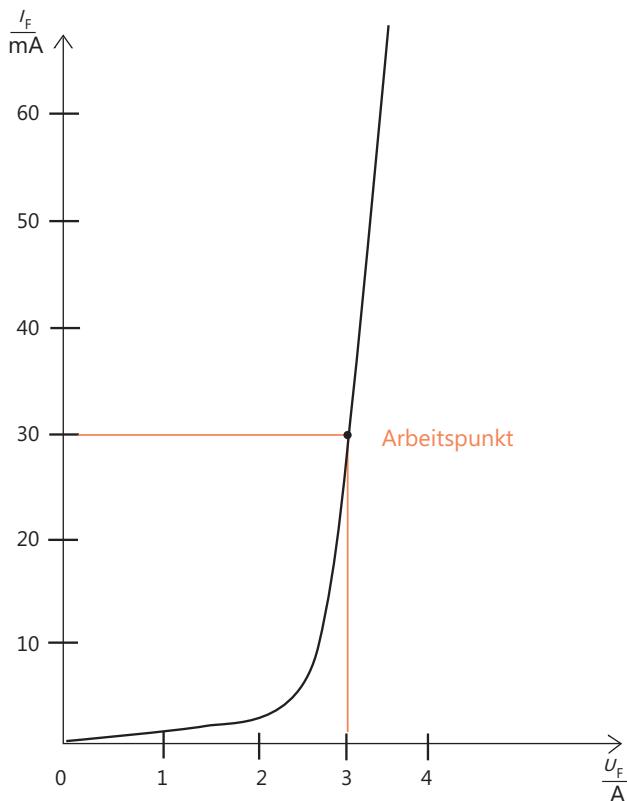


Bild 12.31a  
Kenntlinie und  
Arbeitspunkt  
einer LED

### Merksatz



LED müssen mit Strombegrenzung betrieben werden.

Die einfachste Strombegrenzung ist ein Vorwiderstand. Er verschlechtert jedoch den Gesamtwirkungsgrad der Schaltung.

**Merksatz**

Der Strom durch eine LED muss begrenzt werden (z.B. Vorwiderstand).

**Berechnungsbeispiel:**

Bild 12.31b zeigt eine LED mit Vorwiderstand, die an eine Betriebsspannung  $U_B = 12 \text{ V}$  angeschlossen werden soll.

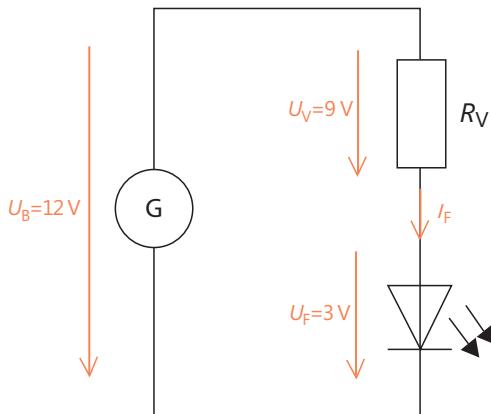


Bild 12.31b  
LED mit Vorwiderstand zur  
Strombegrenzung

Der Vorwiderstand  $R_V$  ist zu berechnen. An dem Vorwiderstand  $R_V$  fällt die Spannung  $U_V$  ab. Durch die Reihenschaltung fließt der Durchlassstrom  $I_F$ . Er beträgt im gewählten Arbeitspunkt 30 mA (vgl. Bild 12.31a).

$$U_V = R_V \cdot I_F \rightarrow R_V = U_V / I_F$$

Die Durchlassspannung  $U_F$  ist dem LED-Datenblatt zu entnehmen und beträgt 3 V. Damit kann man  $U_V$  berechnen:

$$U_V = U_B - U_F = 12 \text{ V} - 3 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

Man erhält als Wert für den Vorwiderstand  $R_V$ :

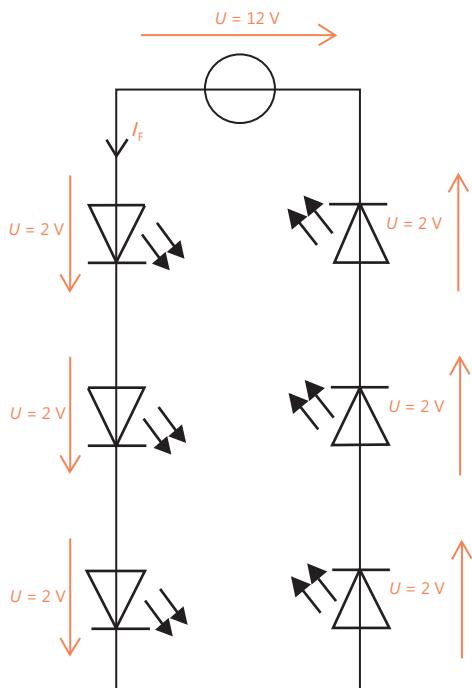
$$R_V = U_V / I_F = 9 \text{ V} / 30 \text{ mA} = 9 \text{ V} / 0,03 \text{ A} = 300 \Omega$$

Der Vorwiderstand bestimmt die Durchlassspannung und ist daher sehr genau zu wählen. Er sollte eine geringe Toleranz aufweisen (<1%) (vgl. Abschnitt 2.2).

Vorteilhafter, aber auch teuer, ist der Betrieb an einer Konstantstromquelle. Besonders effizient ist der Betrieb an einem Gleichspannungswandler. Während kleine Anzeigediode mit wenigen mA betrieben werden, können Leistungs-LED Ströme im Amperebereich benötigen. Hochleistungs-LED müssen gut gekühlt werden.

Leuchtdioden können wie Batterien in Reihe geschaltet werden. Dabei addieren sich die einzelnen Durchlassspannungen. Damit alle Leuchtdioden im gleichen Arbeitspunkt betrieben werden, ist es sinnvoll, nur Leuchtdioden mit gleicher Durchlassspannung in Reihe zu schalten (Bild 12.31c). Die Spannungsquelle muss stabilisiert sein.

Bild 12.31c  
Reihenschaltung von LED



## 12.7.6 LED-Farben

Die für die Dotierung eingesetzten Materialien bestimmen die Farbe der Leuchtdiode.

### *Blau-Grün:*

Blau war bis in die 1990er Jahre nicht verfügbar. Erst die Kombination von Silizium und Kohlenstoff (Siliziumcarbid, SiC) ermöglichte die erste blaue LED, allerdings mit schwacher Leuchtkraft. Heute finden Kombinationen mit Gallium (Ga), Stickstoff (N) und Indium (In) für blaue bis grüne Farbtöne Verwendung. Solche Kombinationen sind z.B. InGaN (Indium-Gallium-Nitrid) oder GaN (Galliumnitrid). Nach ihren chemischen Elementen werden diese Leuchtdioden InGaN-LED genannt. Blaue LED haben heute den höchsten Wirkungsgrad.

### *Grün-Rot:*

Indium (In), Gallium (Ga), Aluminium (Al) und Phosphor (P) liefern grün bis rot strahlende LED. Solche Leuchtdioden werden nach ihren chemischen Elementen als InGaAlP-LED bezeichnet. Die Kombination Gallium-Aluminium-Arsenid (GaAlAs) liefert effiziente rote Leuchtdioden. Gallium-Phosphor-(GaP)-Verbindungen liefern grüne Farben. Die Verbindung Gallium-Arsenid-Phosphid (GaAsP) ergibt rot leuchtende LED. Auch gelbe und orange Farbtöne sind möglich.

**Weiß:**

Weißes Licht kann mit Hilfe von 3-fach-LED der Farben Rot-Grün-Blau (RGB) erzeugt werden, indem das Licht entsprechend gemischt wird. Auch UV-Licht-LED mit verschiedenen Fluoreszenzschichten können Weißlicht erzeugen. Effektiver ist jedoch die Verwendung einer blauen LED mit einem photolumineszierenden Material (Phosphor). Das kurzwellige blaue Licht trifft auf die fluoreszierende Schicht, die ihrerseits gelbes Licht aussendet. Das verbleibende blaue und das gelbe Licht mischen sich additiv. Dadurch entsteht mit hohem Wirkungsgrad weißes Licht. Sogar verschiedene Weißlichttöne (warm, Tageslicht) sind möglich. Für besonders anspruchsvolle Anforderungen gibt es nach Toleranzen selektierte LED. Toleranzen ergeben sich bei der Durchlassspannung und bei der Farbe.

**Displays:**

Erst die Entwicklung der blauen LED ermöglichte die Realisierung von Displays mit den Grundfarben Rot, Grün und Blau (RGB). LED Displays werden entweder aus Einzel-LED oder aus LED mit drei kleinen Einzelchips der Farben RGB aufgebaut. Um ein farbiges Display aufzubauen, werden die drei Grundfarben Rot, Grün und Blau zu einem Bildpunkt zusammengefügt. So lassen sich alle Farben darstellen.

### 12.7.7 Anwendungen

Die ersten LED ersetzten als Anzeigeleuchten die damaligen, wartungsintensiven Lämpchen. Bald darauf wurden 7-Segment-Anzeigen entwickelt (Bild 12.31d). Durch effizientere Ansteuerungslogik wurden Punktmatrixanzeigen möglich. Heute ergeben sich durch die Farbauswahl und den hohen Wirkungsgrad viele Anwendungsmöglichkeiten. Durch die hohe Schaltgeschwindigkeit (bis 100 MHz) eignen sich LED auch hervorragend zur Datenübertragung (vgl. Opto-Koppler) mit Lichtwellenleitern (LWL). Der Frequenzbereich ist bis ca. 10 MHz linear.

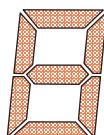


Bild 12.31d

7-Segment-System, aus Leuchtdioden aufgebaut



#### Merksatz

Leuchtdioden reagieren fast trägeheitslos.

Einsatzbereiche

- Anzeigen, Displays, Laufschriften, Blink-LED,
- Leuchten (Taschenlampen, Ersatz von Glühlampen, Verkehrsampeln, LED im Glühlampensockel),
- robuste Arbeitsleuchten (erschütterungsunempfindlich),
- Fahrzeugleuchten (Rückleuchten, Scheinwerfer),
- Autofokuslicht und Blitzlicht bei Fotokameras,
- Hintergrundbeleuchtung von TFT-Bildschirmen,

- Beleuchtung von Exponaten, wenn keine UV- und IR-Strahlung zulässig ist,
- Infrarot-LED in Fernbedienungen,
- Speisen von Lichtwellenleiterverbindungen,
- Sensortechnik (Lichtschranken, Abstandssensoren, Computermäuse).

In der Sensortechnik kommen häufig Infrarot-LED zur Anwendung.

### 12.7.8 Wirkungsgrad

LED haben einen sehr hohen Wirkungsgrad. Der Prozess der Lichterzeugung läuft sehr effizient ab. Es entstehen jedoch Verluste durch Absorption und Reflexion. Die lichtführenden Schichten der LED sind nicht 100% durchlässig.

LED können eine Lichtausbeute von bis zu 150 lm/W erreichen. Glühlampen erreichen nur Ausbeuten von 15...20 lm/W. Halogenlampen erzeugen ca. 30 lm/W. Hinsichtlich der Effizienz sind nur Natriumdampflampen (200 lm/W) noch effizienter als heutige LED.

### 12.7.9 Lebensdauer, Temperatureinflüsse

LED haben, besonders verglichen mit Glühlampen, eine sehr hohe Lebensdauer. Standard-LED erreichen eine Lebensdauer von bis zu 100 000 h. Leuchtdioden altern durch zunehmende Störstellen im Kristall (Degradation) und wesentlich durch thermische Einflüsse. Bei Hochleistungsdioden wirkt sich die höhere Betriebstemperatur auf die Lebensdauer aus. Sie erreichen etwas kürzere Betriebszeiten als Standardleuchtdioden.

#### Merksatz



Hohe Temperaturen verkürzen die Lebensdauer einer Leuchtdiode.

Höhere Ströme erhöhen den Lichtstrom, verkürzen aber die Lebensdauer. Temperaturen von 150 °C zerstören die LED. Bei Leuchtdioden mit kurzwelligem Licht kann nach langer Betriebsdauer das Gehäuse einträben.

### 12.7.10 Vorteile / Nachteile zu konventionellen Leuchtmitteln

Vorteile:

- hoher Wirkungsgrad, niedrige Energiekosten,
- geringe Wärmeemission,
- erschütterungsunempfindlich (keine Glühwendel),
- hohe Lichtausbeute,
- keine UV- / IR-Strahlung,
- lange Lebensdauer (bei niedriger Betriebstemperatur),
- kleine Bauweise,

- schnelle Schaltzeiten,
- wenig Schadstoffe (kein Quecksilber),
- Dimmen ohne Veränderung der Lichtfarbe.

Nachteile:

- temperaturempfindlich,
- Vorschaltgeräte nötig,
- im Vergleich zu Glühlampen teurer.

### 12.7.11 Kennwerte und Grenzwerte

Wichtige Kennwerte sind *Leuchtfläche A*, *Lichtstärke  $I_v$*  und *Lichtstrom  $\Phi$* , weiterhin die *Wellenlänge der Strahlung  $\lambda_p$*  und der *Öffnungswinkel  $\alpha$* , in dem das Licht abgestrahlt wird. Elektrische Kennwerte sind die *Durchlassspannung  $U_F$* , der *Durchlassstrom  $I_F$*  und die *Sperrschichtkapazität  $C_s$* .

Übliche Kennwerte:

$$A = 0,5 \dots 30 \text{ mm}^2$$

$$I_v = 2 \dots 5 \text{ mcd} \text{ (Millicandela) bei } I_F = 20 \text{ mA}$$

$$\Phi = 2 \text{ lm} \text{ (Millilumen) bei } I_F = 20 \text{ mA}$$

$$\lambda_p = 660 \text{ nm}$$

$$\alpha = 25 \dots 60^\circ$$

Grenzwerte sind der *höchstzulässige Durchlassgleichstrom  $I_{F\max}$* , die *höchstzulässige Sperrspannung  $U_{R\max}$*  und die *höchstzulässige Verlustleistung  $P_{tot}$* . Als Grenzwerte werden außerdem die größte und die kleinste zulässige Umgebungstemperatur angegeben.

Stromaufnahme min.: 2 mA, max.: 15 A (Hochleistungs-LED)

Höchste Lichtausbeute ca. 100 lm/Watt

Helligkeit bis zu 1000 lm

Lichtstärke bis zu 10 000 mcd

### 12.7.12 Organische Leuchtdioden (OLED)

Die organischen Leuchtdioden bestehen, verglichen mit den konventionellen LED, aus anderen Materialkombinationen. Sie werden nicht aus kristallinen Halbleitermaterialien (z.B. Silizium) hergestellt, sondern aus organischen, leitfähigen Polymeren, die zu Dünnschichthalbleitern kombiniert werden. Diese Halbleiterkombinationen sind preiswerter herzustellen als kristalline Halbleiter, denn Einkristallzüchtung ist aufwendig und erfordert Reinräume. Dünnschichten lassen sich vergleichsweise einfach mit Druckverfahren, Aufdampf- oder Tintenstrahlverfahren auf den Träger aufbringen. Die organischen Materialien haften sogar auf flexiblen Trägern und so können flexible Leuchtschichten hergestellt werden.

Die beiden leitfähigen Polymere werden zwischen zwei Elektroden (Anode und Katode) auf einem Träger angeordnet.

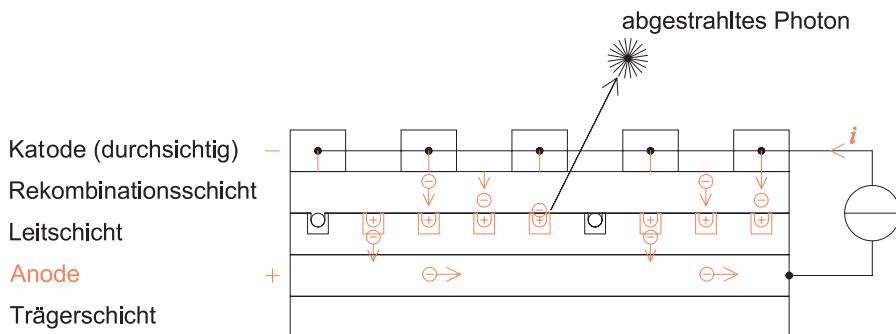


Bild 12.32 Aufbau und Funktion einer OLED

Die OLED besteht aus fünf Schichten: Träger, Anode, Leitschicht, Rekombinationsschicht und Katode (Bild 12.32).

Der Träger besteht aus Glas oder einem flexiblen Kunststoff. Die Anode nimmt Elektronen aus der Leitschicht auf. Eine Stromquelle treibt einen Strom durch die OLED. Der Strom fließt über die Katode zur Anode. Dadurch werden Elektronen in die Katode eingespeist und von der Anode abgezogen. In der Leitschicht werden freie Elektronen von der Katode abgezogen. Es entstehen positive Ladungen, die man bildlich auch als Elektronenlöcher bezeichnen kann. Die Elektronen aus der Katode fließen in die Rekombinationsschicht und von dort an die Grenze zur Leitschicht. Die Leitschicht stellt die positiven Ladungsträger (Elektronenlöcher) für die Elektronen bereit. In der Rekombinationsschicht, im Grenzbereich zur Leitschicht, wird das Licht durch Rekombination der Elektronen erzeugt, d.h., die Elektronen verlassen ihr höheres, nicht stabiles Energieniveau unter Abgabe eines Lichtquants (Photon) und «fallen» in eines der aus der Leitschicht bereit gestellten Elektronenlöcher. Dieser Vorgang heißt *Elektrolumineszenz*. Die Lichtfrequenz (und damit die Farbe) ist proportional zur abgegebenen Energie und, wie bei der LED, abhängig von der Materialkombination des Halbleiters. Dieser Vorgang wiederholt sich ständig und erzeugt einen kontinuierlichen Lichtstrom. Die Helligkeit ist in Grenzen linear von der Höhe des eingespeisten Stroms abhängig.

Der Wirkungsgrad ist nicht ganz so hoch wie bei konventionellen LED. Es werden ca. 100 lm/W (Lumen/Watt) erreicht. LED erreichen heute schon Lichtausbeuten von ca. 200 lm/W.

Bei OLED-Displays werden die einzelnen RGB-Bildpunkte (Pixels) durch direkte Ansteuerung der roten, grünen und blauen Farbpixel (Subpixel) in der Farbe und in der Helligkeit gesteuert.

## Ausführungen

In der Anwendung existieren unterschiedliche Bauweisen. Die Unterschiede kommen aus der Ansteuerung der einzelnen Pixel.

### Passive-Matrix-OLED (PMOLED) (Bild 12.33)

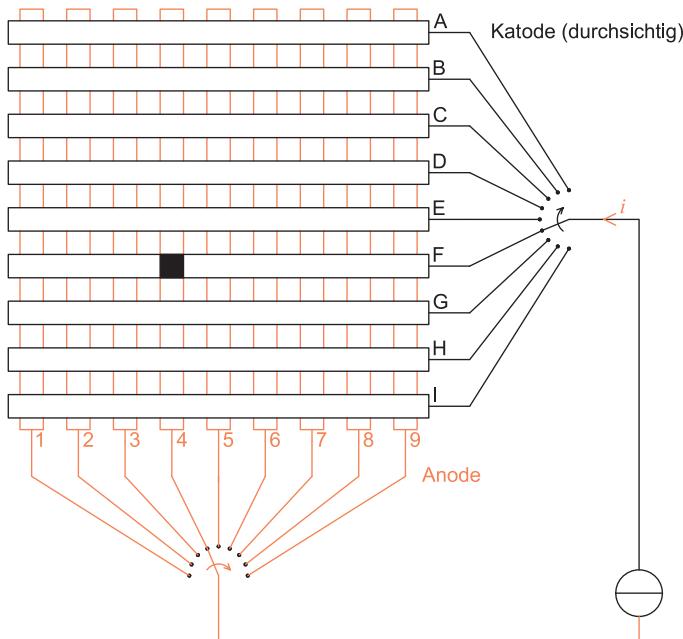


Bild 12.33 PMOLED

Bei einer passiven Ansteuerung werden die Katode und die Anode in Streifenform ausgeführt. Sie werden um 90° versetzt angeordnet und bilden so mit den beiden dazwischen liegenden Polymerschichten an ihren Kreuzungsbereichen die viereckigen Pixel. Wird an zwei Streifen Spannung gelegt, leuchtet das im Kreuzungspunkt liegende Pixel. In Bild 12.33 ist das Pixel F4 durch die Ansteuerelektronik ausgewählt. Diese Ansteuerung – im Bild symbolisch mit zwei Stufenschaltern realisiert – ist einfach, erfordert aber einen vergleichsweise hohen Aufwand bei der Elektronik und benötigt hierfür auch mehr Leistung, denn die Betriebsströme müssen über die dünnen Leitungen geführt werden. Solange die Displays nicht zu groß werden, ist diese Lösung aber kostengünstig. Bei großen Displays sind die Leitungswege zu lang.

### Active-Matrix-OLED (AMOLED) (Bild 12.34)

Bei einer aktiven Ansteuerung sind Anode und Katode vollflächig ausgeführt. Zur Ansteuerung wird über die Anode eine Schicht mit Dünnschichttransistoren (TFT = *Thin Film Transistor*) gelegt. Die Transistoren werden über eine Matrix angesteuert und schalten die Anode an den gewünschten Punkten an die Leitschicht durch. Durch die vollflächige Ausführung von Katode und Anode sind die Leitungswiderstände in den vom Strom durchflossenen Bahnen klein. Die Transistoren sind Feldeffekttransistoren und arbeiten daher schnell und nahezu leistungslos. Aus diesem Grund ist die benötigte Steuerleistung geringer als bei einer passiven Ansteuerung. Es fließt nur ein sehr geringer Steuerstrom über die Matrix. Der Laststrom fließt direkt über die vollflächigen Anschlüsse und nicht über die Matrix wie bei einer PMOLED.

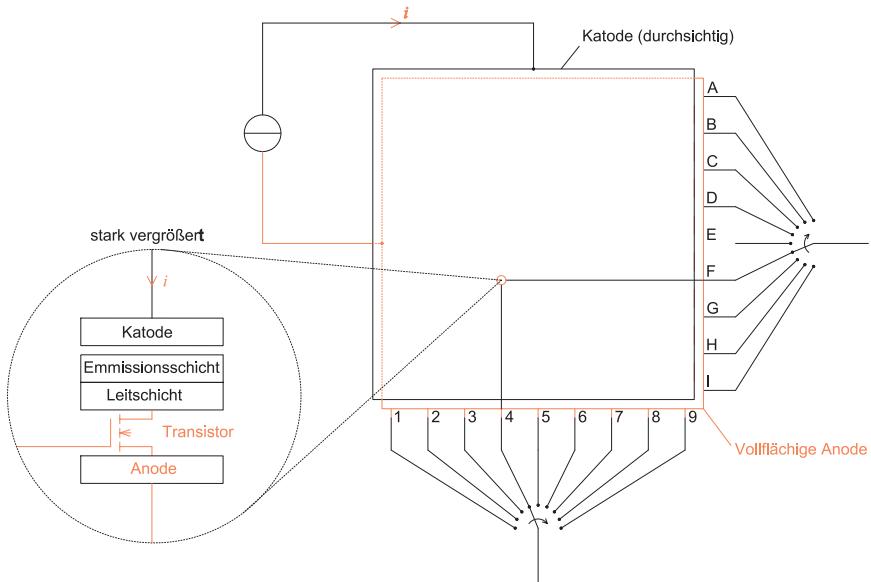


Bild 12.34 AMOLED

Durch den geringeren Leistungsbedarf können auch große Displays realisiert werden. AMOLED eignen sich durch ihre schnellen Reaktionszeiten gut für schnell bewegte Bilder.

#### Vorteile von OLED

OLED sind preiswert herzustellen, es sind flexible Träger möglich. OLED sind leicht und dünn. Der Träger kann aus Kunststoff sein.

Im Gegensatz zu den LED-Displays werden OLED-Displays ohne Hintergrundbeleuchtung aufgebaut. Hinterleuchtete Displays stellen Schwarz durch Abblenden der Hintergrundbeleuchtung dar. Das funktioniert ähnlich wie bei einer Jalousie nicht zu 100% und daher sind diese Displays nie ganz schwarz. Bei den OLED-Displays werden die Farbpixel ähnlich wie bei Plasma-Displays mit selbstleuchtenden roten, grünen und blauen Pixeln hergestellt. Schwarz wird durch Abschalten der Pixel erreicht. Dadurch entsteht ein sehr sattes Schwarz, und der Kontrast ist verglichen mit LED-Displays höher.

Dunkle Darstellungen verbrauchen weniger Energie, da die Beleuchtung dann nur zu einem geringen Teil aktiv ist. Für akkubetriebene Geräte ist das ein großer Vorteil. LED-Display-Hintergründe hingegen leuchten immer gleich stark mit voller Leistung.

Weniger Leistung bedeutet weniger Verluste und damit weniger Wärmeentwicklung am Display. Ein OLED-Display entwickelt daher im Durchschnitt weniger Verlustwärme als ein LED-Display.

OLED-Displays können dünner aufgebaut werden, da die Hintergrundbeleuchtung entfallen kann. Neben dem Gestaltungs- und Gewichtsvorteil verbessert sich so auch der Abstrahlwinkel (Bild 12.35).

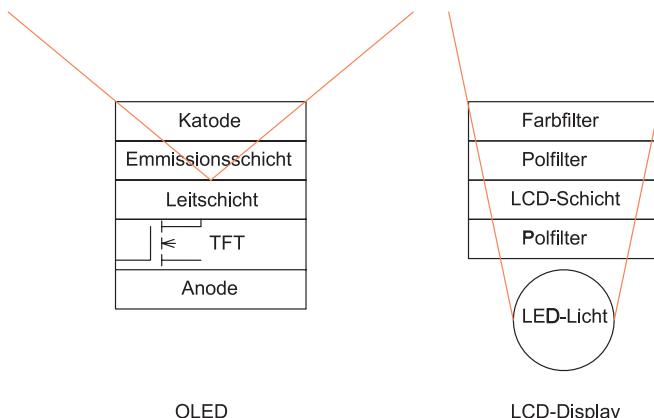


Bild 12.35 Vergleich der Abstrahlwinkel OLED / LED

Bei LED-Displays besitzt das Pixel durch die Schichten Polfilter, LCD, Polfilter und Farbfilter eine größere Bautiefe. Das Licht muss vier Schichten durchdringen, um das Pixel zu verlassen. Dadurch wird der Lichtabstrahlwinkel schmäler als bei einer OLED. Das an der Grenze zwischen Emissions- und Leitschicht entstehende OLED-Licht muss nur zwei Schichten durchdringen. Daher können OLED-Displays besser von der Seite abgelesen werden.

OLED-Displays haben eine erheblich schnellere Reaktionszeit als LED-Displays, die mit Polfiltern die Lichtintensität steuern.

#### *Nachteile von OLED*

OLED-Farbpixel altern ungleichmäßig. Der blaue Farbstoff altert am schnellsten. Daraus ergibt sich eine Farbverschiebung ins Rot-Grüne, die technisch korrigiert werden muss.

OLED-Schichten sind empfindlich gegen Korrosion. Sie müssen vor dem Eindringen von Sauerstoff geschützt werden.

#### *Anwendung*

OLED kommen im Wesentlichen in Displays zur Anwendung. Es gibt aber auch Leuchten, die OLED-Flächenstrahler als Leuchtmittel nutzen.

#### *Ausblick*

Die Vorteile überwiegen die Nachteile bei weitem. Die Effizienz der Dünnschichthalbleiter wird ständig mit großem Erfolg weiterentwickelt. Zudem sind die Lebenszyklen aufgrund der schnellen technischen Entwicklung kleiner geworden. Ein Display muss heute nicht mehr fünf Jahre halten, da das Gesamtgerät dann vermutlich längst technisch veraltet ist und ersetzt wurde. Im Vergleich: Ein Röhrenfernseher war häufig zehn bis zwanzig Jahre in Betrieb. Das Alterungsproblem wiegt daher nicht so stark und wird sicher zukünftig besser beherrscht.

Daher ist damit zu rechnen, dass OLED sich vor allem bei tragbaren Geräten (Handys) als Standard durchsetzen.

## 12.8 Halbleiterlaser

Beim Halbleiterlaser (LASER = engl.: *Light-Amplification by stimulated Emission of Radiation*) werden «stimulierte Emissionen» für das Abstrahlen von Licht (Photonen) ausgenutzt. Ein auf das Halbleitermaterial auftreffender Lichtimpuls (entstanden durch spontane Emission) stimuliert ein Elektron im Leitungsband zur Rekombination und zum Entsenden eines weiteren Photons. Dabei haben beide Photonen die gleiche Wellenlänge, Phasenlage und Ausbreitungsrichtung (Bild 12.36).

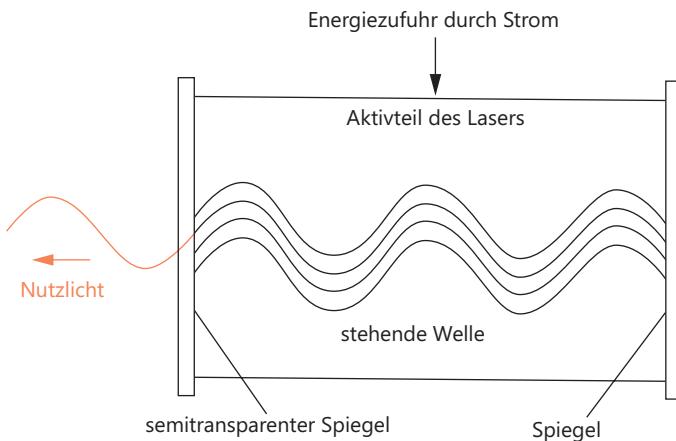


Bild 12.36 Prinzipaufbau eines Lasers

Damit stimulierte Emissionen im Halbleiter häufig auftreten können, muss das Leitungsband sehr viel mehr Elektronen aufweisen als das Valenzband. Durch das Zuführen elektrischer Energie können zahlreiche Elektronen vom Valenzband in das Leitungsband angehoben werden und stehen so zur Rekombination zur Verfügung.

Um den obigen Effekt zu verstärken, wird beim Laser ein optischer Verstärker, ein Resonator, eingesetzt. Bei einem Festkörperlaser (Fabry-Pérot-Interferometer) werden zwei beschichtete, planparallele Silizium-Halbleiterscheiben zusammengefügt (Bild 12.36). Eine Scheibe wird verspiegelt, die andere Scheibe teildurchlässig (semitransparent) ausgeführt. Mit Hilfe dieser gegenüberliegenden Spiegel wird das emittierte Licht zu einem Teil reflektiert und zu einem Teil durchgelassen. Im Resonator bildet sich eine stehende Welle. Durch die gleiche Phasenlage jeder Lichtemission wird das Licht bei jeder Reflexion verstärkt. Der Vorgang ist selbstverstärkend und wird durch die Verluste (den Lichtaustritt aus dem semitransparenten Spiegel) gedämpft. Bei richtig eingestelltem Betriebsstrom stellt sich ein Gleichgewicht im Resonator ein. Der transmittierte, aus dem Resonator austretende Lichtanteil ist das Nutzlicht.

### Merksatz

Laserlicht bündelt sich zu einem nahezu parallelen Strahl.



Dadurch ergibt sich praktisch eine unendliche Reichweite des Laserlichtes. Der Laser arbeitet bei Zimmertemperatur besonders gut. Eine Erhöhung der Umgebungstemperatur um ca. 50 °C erfordert etwa eine Verdopplung des Betriebsstromes, um die Lichtemission konstant zu halten. Wie bei der LED ergibt sich in einem weiten Bereich ein linearer Zusammenhang zwischen Betriebsstrom und Lichtleistung. Es ist jedoch ein Schwellwert des Stromes zu überschreiten, bis es zum linearen Betrieb kommt (Bild 12.37).

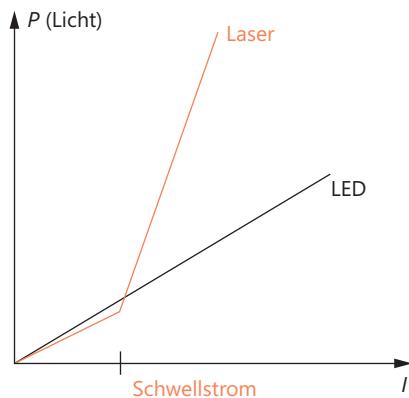


Bild 12.37  
Laserlinearität

Der Frequenzbereich ist bis in den GHz-Bereich linear. Daher eignet sich der Laser hervorragend zur Modulation. Hierzu wird der Betriebsstrom moduliert.

Allerdings führen Nichtlinearitäten in der Lichtleistung-Strom-Kennlinie zu Verzerrungen des Ursprungssignals, weshalb sich die digitale Modulation besser eignet.

Laser werden daher in der digitalen Nachrichtentechnik (CD/DVD, Signalübertragung im Lichtwellenleiter) sehr häufig eingesetzt.

Aufgrund der hohen Parallelität des Lichtes lassen sich sehr gut Entfernungsmessungen durchführen. Energiereiche Laser können Punktschweißungen und in Verbindung mit Lichtwellenleitern sogar mikrochirurgische Operationen vornehmen.

## 12.9 Lichtwellenleiter

Die Übertragung von Signalen mit Hilfe des elektrischen Stromes hat einige Nachteile. Lange Leitungen verursachen einen hohen Spannungsabfall durch ihren ohmschen Widerstand.

Zudem besitzt eine Übertragungsleitung eine Leitungsinduktivität. Sie verhält sich daher wie eine Spule. Hin- und Rückleitung bilden eine Kapazität und verhalten sich somit wie ein Kondensator. Induktivität und Kapazität bilden einen unerwünschten Filter und begrenzen die Übertragungsfähigkeit einer Leitung.

Die Übertragung von Informationen mit Hilfe von Lichtwellen besitzt diese Nachteile nicht.



### Merksatz

Hier wird die Information mit Lichtimpulsen übertragen, indem jedem Signal eine eigene Lichtfrequenz zugeordnet wird.



Bild 12.38 LWL-Übertragungsstrecke

Bild 12.38 zeigt schematisch eine LWL-Übertragungsstrecke.

Das zu übertragende analoge elektrische Signal (z.B. ein Telefongespräch) wird mit Hilfe eines Analog-Digital-Umsetzers (A/D) (vgl. Elektronik 4: Digitaltechnik) in ein digitales Signal umgewandelt. Durch diese Umwandlung besteht das Signal nur aus einzelnen 0- und 1-Werten. Aus dem Telefongespräch wird so eine Folge von Impulsen.

In der nachgeschalteten Treiberstufe (Signalverstärker) erzeugt der Eingangswert 1 einen kräftigen Stromimpuls, der eine Leuchtdiode oder einen Halbleiterlaser (Laserdiode) zum Aufleuchten bringt. Die Lichtquelle sendet das Licht durch den Lichtwellenleiter. Am Ende des Lichtwellenleiters empfängt ein Phototransistor das Licht und leitet es an einen Digital-Analog-Wandler (D/A) weiter. Der D/A-Wandler erzeugt wieder das ursprüngliche Analogsignal (Telefongespräch).

Der Lichtwellenleiter in Form einer Faser besteht aus einem Kern aus Vollmaterial (Zylinderform) und einem Fasermantel, der den Kern umgibt und daher die Form eines Hohlzylinders hat (Bild 12.39).

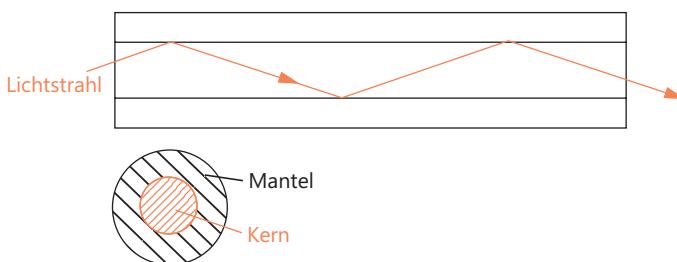


Bild 12.39 Lichtwellenleiter

Nach dem Gesetz der Totalreflexion wird die Lichtwelle an der Grenzfläche reflektiert und dadurch durch die Faser geleitet. Die Reflexion ist nahezu verlustfrei. Das Licht wird so im Kern über lange Strecken transportiert. Je nach Form und Profil der Faser ergeben sich unterschiedliche Reflexionsbilder, auf die hier jedoch nicht genauer eingegangen wird.

### Dämpfung des Lichtwellenleiters

Dämpfung entsteht durch Absorption und Streuung in der Faser und insbesondere an Koppelstellen. Im Unterschied zu einem Koaxialkabel, dessen Dämpfung linear mit der Frequenz zunimmt, haben Lichtwellenleiter eine von der Wellenlänge des Signals unabhängige Dämpfung. Ein Lichtwellenleiter besitzt daher eine sehr hohe Bandbreite (Bild 12.40).

Neben dem großen Vorteil der hohen Bandbreite stören elektromagnetische Felder das Signal eines Lichtwellenleiters nicht. Auch der Einsatz in Hochspannungsgeräten bzw. -anlagen birgt wegen der galvanischen Entkopplung von Sender und Empfänger keine Isolationsprobleme.

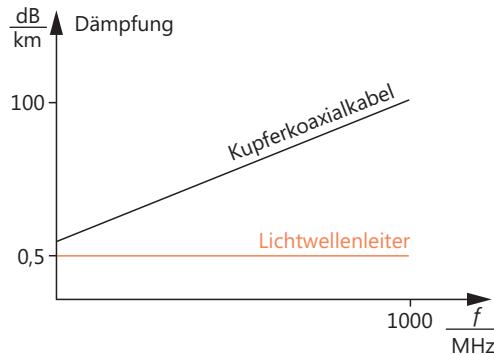


Bild 12.40  
Bandbreite und Dämpfung des LWL



### Definition

Je dünner ein Lichtwellenleiter ist, desto höher ist seine Dämpfung pro Längeneinheit [dB/km]. Ein typisches Dämpfungsmaß ist 0,5 dB/km.

So können beispielsweise Hochspannungsthyristoren ohne Gefahr für die empfindliche Steuerelektronik mit Hilfe eines Lichtwellenleiters gezündet werden (vgl. Elektronik 9: Leistungselektronik).

Ein weiterer Vorteil ist, dass ein Übersprechen des Signals eines benachbarten Kabels nicht stattfindet. Die einzelnen Fasern können daher beliebig nah beieinander angeordnet werden.

Von Nachteil ist die bei optischen Systemen auftretende Dispersion. Ein durch die Faser gesendeter Lichtimpuls wird mit zunehmender Faserlänge verbreitert (Bild 12.41).

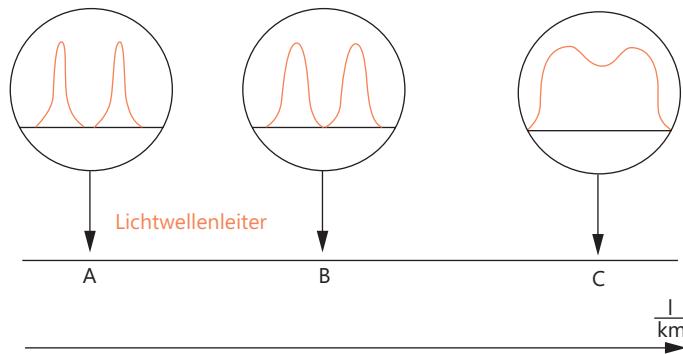


Bild 12.41 Wirkung der Dispersion

Im Extremfall verschmelzen zwei aufeinanderfolgende Impulse zu einem Gesamtimpuls und verfälschen so das Signal. Die Pulsfolge ist daher in Abhängigkeit der Lichtwellenleiterlänge begrenzt.

## Lichtwellenleiterverbindungen

### Lichtwellenleiterspleiß

#### Merkzettel



Beim Spleißen werden die Lichtwellenleiter miteinander untrennbar stumpf verbunden.

Das Verbinden kann durch Kleben oder durch Lichtbogenschweißen erfolgen.

Die Arbeit muss sehr sorgfältig und das Verbinden der beiden Fasern ohne seitlichen Versatz, Winkelabweichung oder unzulässigen Abstand erfolgen (Bild 12.42). Ansonsten ist mit einer Erhöhung der Dämpfung zu rechnen.

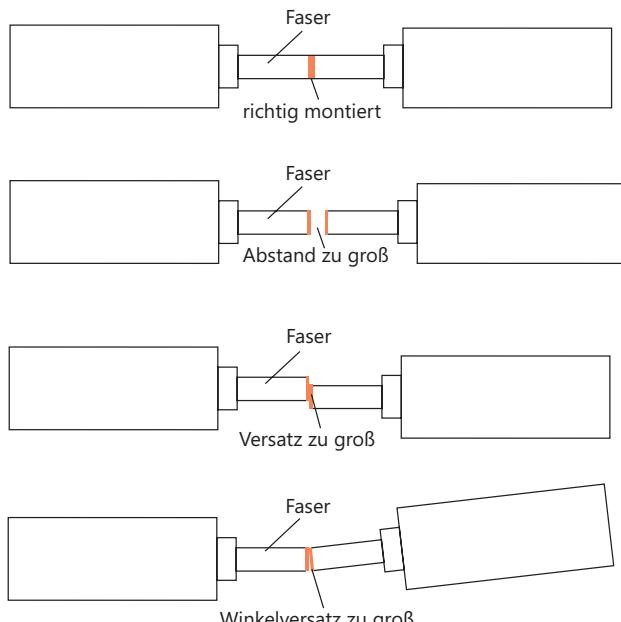


Bild 12.42  
LWL-Spleißverbindungen

### Lichtwellenleiterstecker

Optische Steckverbindungen können die Lichtwellenleiter entweder direkt Stirnfläche an Stirnfläche koppeln oder mit Linsensystemen aufgebaut sein. Auch hier spielt die genaue Ausrichtung für minimale Übergangsdämpfung eine wichtige Rolle.

## 12.10 Opto-Koppler

### 12.10.1 Aufbau und Arbeitsweise

Jeder *Opto-Koppler* besteht aus einem *Lichtsender* und aus einem *Lichtempfänger* (Bild 12.43). Als Lichtsender verwendet man vor allem Leuchtdioden, die Infrarot-Licht abstrahlen. Diese Leuchtdioden haben zur Zeit den besten Wirkungsgrad. Es werden aber auch Leuchtdioden verwendet, die sichtbares, meist rotes Licht abgeben.

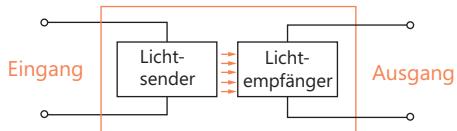


Bild 12.43  
Prinzip eines Opto-Kopplers

Als Lichtempfänger dienen Fotodioden, Fototransistoren, Fotothyristoren und Foto-Darlingtontransistoren. Unter einem Darlingtontransistor versteht man eine Zusammenschaltung von zwei Transistoren zur Erzielung einer besonders großen Verstärkung. Die wichtigsten Opto-Koppler sind in Bild 12.44 dargestellt.

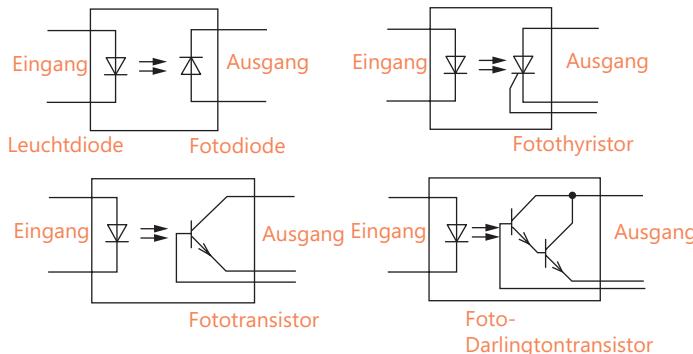


Bild 12.44 Opto-Koppler



### Definition

Opto-Koppler gestatten eine rückwirkungsfreie galvanisch getrennte Koppelung von elektronischen Baugruppen.

Als Gehäuse verwendet man übliche Transistorgehäuse oder sogenannte Dual-Inline-Gehäuse (DIL), wie sie für integrierte Schaltungen üblich sind (Bild 12.45).

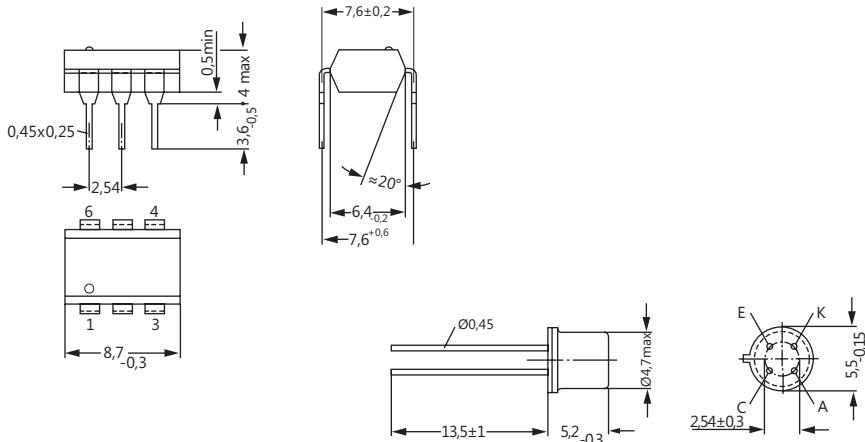


Bild 12.45 Gehäuseformen von Opto-Kopplern (Siemens)

## 12.10.2 Kennwerte und Grenzwerte

Die Kennwerte und Grenzwerte entsprechen den Kennwerten und Grenzwerten, die für Lichtsender und Lichtempfänger gelten.

Wichtige Grenzwerte sind:

*Lichtsender* (Leuchtdiode)

Sperrspannung

$$U_R \approx 3V$$

Durchlassstrom

$$I_F \approx 60\text{ mA}$$

Verlustleistung

$$P_{\text{tot}} \approx 100\text{ mW}$$

*Lichtempfänger* (Fototransistor)

Kollektor-Emitter-Sperrspannung

$$U_{CEO} \approx 70V$$

Emitter-Basis-Sperrspannung

$$U_{EBO} \approx 7V$$

Kollektorstrom

$$I_{C\max} \approx 100\text{ mA}$$

Verlustleistung

$$P_{\text{tot}} \approx 150\text{ mw}$$

Wichtige Kennwerte sind:

*Lichtsender* (Leuchtdiode)

Durchlassspannung

$$U_F \approx 1,5V$$

bei  $I_F = 60\text{ mA}$

Sperrstrom

$$I_R \approx 10\text{ nA}$$

bei  $U_R = 3V$

*Lichtempfänger* (Fototransistor)

Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung

$$U_{CESat} \approx 0,3V$$

Gleichstromverstärkung

$$B \approx 300 \text{ bis } 700$$

Opto-Koppler

$$\frac{I_C}{I_F} \approx 80 \text{ bis } 300$$

Stromübertragungsverhältnis

$$\frac{I_C}{I_F} \approx 80 \text{ bis } 300$$

Isolationsprüfspannung

$$U_{is} \approx 4000V$$

Grenzfrequenz

$$f_g \approx 10\text{ MHz}$$

## 12.10.3 Anwendungen

Opto-Koppler werden überall dort eingesetzt, wo aus Sicherheitsgründen eine galvanische Trennung zwischen elektronischen Baugruppen gefordert wird. Sie werden weiterhin in kritischen Schaltungen verwendet, in denen absolut keine Rückwirkung der angekoppelten Stufe auf die vorhergehende Stufe erfolgen darf.

## 12.11 Lernziel-Test

1. Bei Fotohalbleitern gibt es den inneren fotoelektrischen Effekt. Was versteht man darunter?
2. Eklären Sie den Begriff «spektrale Empfindlichkeit», der bei fotoelektrischen Bauteilen eine Rolle spielt.
3. Was versteht man unter dem Dunkelwiderstand und unter dem Hellwiderstand eines Fotowiderstandes?
4. Wie arbeitet ein Fotoelement? Erklären Sie das Entstehen der Spannung.
5. Beschreiben Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Fotodiode.
6. Wodurch unterscheidet sich ein Fototransistor von einer Fotodiode?
7. Wie arbeiten Fotothyristoren?
8. Erklären Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Leuchtdiode.
9. Was sind Opto-Koppler? Wie sind sie aufgebaut und wo werden sie eingesetzt?
10. Was versteht man unter dem Begriff «stimulierte Emission»?
11. Was ist bei LWL-Spleißungen zu beachten?

# 13 Halbleiterbauelemente mit speziellen Eigenschaften

## 13.1 Hallgeneratoren

### 13.1.1 Halleffekt

Ein magnetisches Feld übt auf strömende Elektronen Kräfte aus. Diese Kräfte entstehen in ähnlicher Weise wie die Kraft auf einen stromdurchflossenen Leiter. Strömende Elektronen stellen ja einen elektrischen Strom dar.

In Bild 13.1 ist eine leitfähige kleine Platte dargestellt, die von einem Strom durchflossen wird. Die Strömungslinien verlaufen in gleichen Abständen. Das Strömungsfeld ist homogen.

Wird diese Platte von einem magnetischen Feld durchsetzt (Bild 13.2), so wird auf jedes einzelne Elektron eine Kraft ausgeübt (Lorentz-Kraft). Die Elektronen werden nach einer Seite gedrängt. Es entsteht eine inhomogene Strömung.

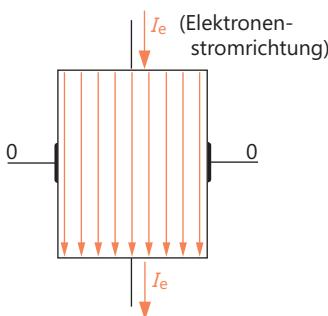


Bild 13.1 Homogene Elektronenströmung durch die leitfähige Platte eines Hallgenerators

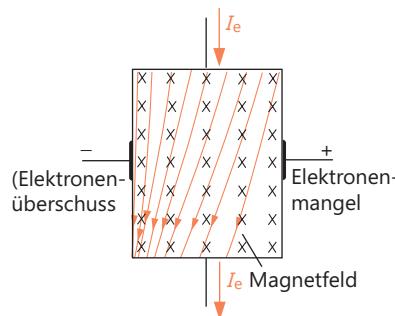


Bild 13.2 Von einem äußeren Magnetfeld verursachte inhomogene Elektronenströmung

In der linken Randzone der in Bild 13.2 dargestellten Platte entsteht ein Elektronenüberschuss, in der rechten Randzone ein Elektronenmangel. Zwischen den beiden Randzonen herrscht also eine elektrische Spannung. Diese Erscheinung wird *Halleffekt* genannt (nach EDWIN HERBERT HALL, amerikanischer Physiker). Der Halleffekt ist seit 1879 bekannt.

#### Definition



Hallgeneratoren erzeugen bei magnetischer Durchflutung eine elektrische Spannung.

### 13.1.2 Hallspannung

Die zwischen den Randzonen entstehende Spannung (Hallspannung) ist umso größer, je dünner das Plättchen ist. Sie ist weiterhin umso größer, je größer Stromstärke und magnetische Flussdichte sind. Sehr stark ist die Größe der entstehenden Spannung vom Werkstoff des Plättchens abhängig (Bild 13.3).

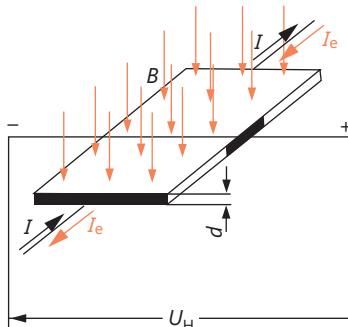


Bild 13.3  
Entstehen einer Hallspannung

Es gilt die Gleichung:

$$U_H = R_H \cdot \frac{I \cdot B}{d}$$

$U_H$  Hallspannung

$R_H$  Hallkonstante

$I$  Strom

$B$  magnetische Flussdichte

$d$  Dicke des Plättchens

Die Hallkonstante  $R_H$  erfasst die Werkstoffeigenschaften, die für das Entstehen der Hallspannung von Bedeutung sind. Zu diesen Werkstoffeigenschaften gehören die Ladungsträgerbeweglichkeit und die Anzahl der freien Ladungsträger pro Volumeneinheit.

Bei Metallen ist  $R_H \approx 10^{-9} \text{ m}^3/\text{As}$ . Die in Metallen entstehenden Hallspannungen sind gering.

Große Hallkonstanten ergeben sich für bestimmte Halbleiterwerkstoffe:

Indiumantimonid (InSb)

$R_H \approx 240 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3/\text{As}$

Indiumarsenid (InAs)

$R_H \approx 120 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3/\text{As}$

Bei Verwendung dieser Werkstoffe können Hallspannungen von einigen Volt erzielt werden. Die Hallkonstanten sind temperaturabhängig.

### 13.1.3 Aufbau

Bei Hallgeneratoren bildet sich die volle nach vorstehender Gleichung zu errechnende Hallspannung nur dann, wenn  $l$  groß gegenüber  $a$  ist (Bild 13.4). Bei  $l = a$  entsteht nur 75% der vollen Hallspannung. Die Plättchen von Hallgeneratoren

haben also meist eine längliche Form. Sie sollen möglichst dünn sein. Das Halbleitermaterial InSb bzw. InAs wird heute meist auf ein Trägermaterial aufgedampft. Man wählt Schichtdicken von einigen  $\mu\text{m}$ .

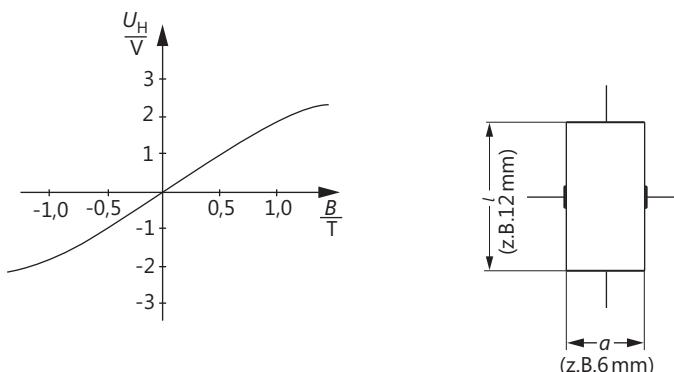


Bild 13.4 Abmessungen eines Hallgeneratorplättchens

Das Trägermaterial wird im Betrieb ebenfalls vom magnetischen Feld durchsetzt. Für viele Anwendungsfälle ist es daher günstig, ein magnetisch leitfähiges Trägermaterial zu verwenden. Weichmagnetische Ferrite sind als Trägermaterial gut geeignet.

Der Hallgenerator hat, wie jede Spannungsquelle, einen Innenwiderstand. Die Größe des Innenwiderstandes ist von den Abmessungen der Halbleiterschicht und von der magnetischen Flussdichte abhängig. Übliche Innenwiderstände liegen bei etwa  $1 \Omega$  bis  $4 \Omega$ .

Bild 13.5 zeigt den Aufbau eines modernen Hallgenerators.

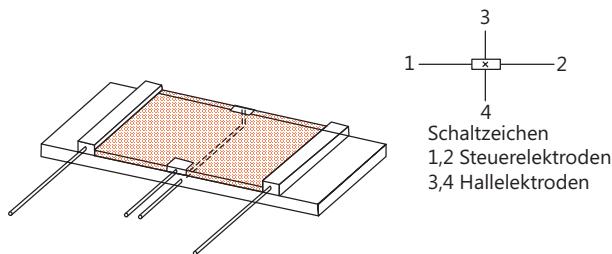


Bild 13.5  
Aufbau und Schaltzeichen  
eines Hallgenerators

### 13.1.4 Kennwerte und Grenzwerte

#### *übliche Werte*

höchstzulässiger Steuerstrom	$I_{\max} \approx 600 \text{ mA}$
höchstzulässige Betriebstemperatur	$T_{\max} \approx 100^\circ\text{C}$
Nennwert des Steuerstromes	$I_n \approx 100 \text{ mA}$
Nennwert des Steuerfeldes	$B_n \approx 1 \text{ T}$
Leerlauf-Hallspannung bei $I_n$ und $B_n$	$U_H \approx 0,4 \text{ V}$

Innenwiderstand zwischen den Steuerelektroden

$$R_{iSt} \approx 3 \Omega$$

Innenwiderstand zwischen den Hallelektronen  
Temperaturbeiwert

$$R_{iH} \approx 1,5 \Omega$$

$$\approx -0,002 \text{ } 1/\text{ }^{\circ}\text{C bei InAs}$$

$$\beta \approx -0,01 \text{ } 1/\text{ }^{\circ}\text{C bei InSb}$$

Der *höchstzulässige Steuerstrom* ist der größte Strom, der fließen darf, ohne dass der Hallgenerator durch zu starke Erwärmung zerstört wird. Die Nennwerte  $I_n$  und  $B_n$  sind so festgelegt, dass nur eine geringfügige Eigenerwärmung auftritt. Im Bereich der Nennwerte besteht ein sehr guter linearer Zusammenhang zwischen  $I$ ,  $B$  und  $U_H$ .

Mit Hilfe des Temperaturbeiwertes  $\beta$  kann die Änderung der Hallspannung bei Temperaturänderung berechnet werden.

$$\Delta U_H = U_{H20} \cdot \beta \cdot \Delta T$$

$\Delta U_H$  Änderung der Hallspannung

$U_{H20}$  Hallspannung bei Zimmertemperatur ( $20^\circ\text{C}$ )

$\beta$  Temperaturbeiwert

$\Delta T$  Temperaturänderung

### 13.1.5 Anwendungen

Es können 5 Anwendungsbereiche unterschieden werden:

1. Messen der magnetischen Flussdichte  $B$ . Bei konstantem Steuerstrom ist  $U_H$  der magnetischen Flussdichte  $B$  proportional. Kleine Hallgeneratoren (etwa  $2 \text{ mm} \cdot 1 \text{ mm}$ ) dienen als Feldsonden. Sie gestatten ein Ausmessen inhomogener Magnetfelder.

Auf dem Umweg über ein Magnetfeld können z.B. große Gleichströme gemessen werden. Bild 13.6 zeigt eine Anordnung zur Gleichstrommessung. Die Summe der beiden Hallspannungen ist der Stromstärke proportional. Die Summenspannung ist unabhängig von der Lage des stromdurchflossenen Leiters im Fenster.

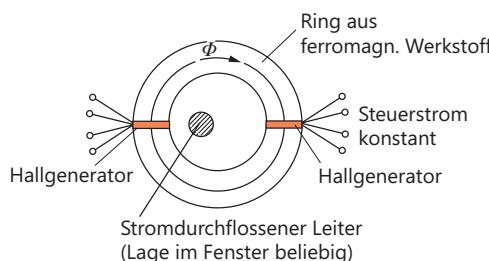


Bild 13.6  
Anordnung zur Gleichstrommessung

2. Messen des Produktes  $I \cdot B$ . Die Hallspannung ist sowohl dem Steuerstrom  $I$  als auch der magnetischen Flussdichte  $B$  proportional. Die Größe der Hallspannung hängt vom Produkt  $I \cdot B$  ab. Der Hallgenerator arbeitet als Multiplikator. Die magnetische Flussdichte kann z.B. einem Strom  $I_M$  proportional sein. In diesem Falle werden von dem Hallgenerator zwei Stromwerte miteinander multipliziert. Derartige Multiplikatoren werden in der Analogrechentechnik und in der Steuer- und Regelungstechnik benötigt.

3. Wird der Hallgenerator in ein magnetisches Wechselfeld gleichbleibender Amplitude gebracht, so entsteht bei Steuergleichstrom eine Hallwechselspannung, die der magnetischen Flussdichte  $B$  proportional ist. Der Hallgenerator arbeitet als Modulator oder als kontaktloser Wechselrichter.
4. Die magnetische Flussdichte  $B$  kann mit kleiner Leistung gesteuert werden. Es ist möglich, dem Hallgenerator eine größere Leistung zu entnehmen. Der Hallgenerator hat dann eine Verstärkereigenschaft.
5. Der Hallgenerator dient als Indikator eines Magnetfeldes. Wird z.B. ein Dauermagnet an dem Hallgenerator vorbeigeführt, so entsteht eine Hallspannung. Eine Drehzahlmessung lässt sich auf diese Weise einfach durchführen (Bild 13.7).

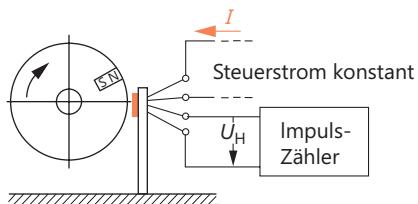
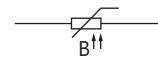


Bild 13.7  
Drehzahlmessung mit Hallgenerator

## 13.2 Feldplatten

Feldplatten sind Halbleiterwiderstände, deren Widerstandswert durch ein Magnetfeld gesteuert werden kann. Das Schaltzeichen ist in Bild 13.8 dargestellt.

Bild 13.8  
Schaltzeichen der Feldplatte



### 13.2.1 Aufbau

Feldplatten werden als *Eisentypen* (E-Typen) und als *Kunststofftypen* (K-Typen) hergestellt. Bei E-Typen verwendet man als Trägermaterial ferromagnetische Werkstoffe mit großer Permeabilität. Das Trägerplättchen aus diesem Werkstoff wird mit einer Isolierschicht versehen.

Bei K-Typen besteht der Träger aus Kunststoff oder aus Keramik.

Auf den Träger, der normalerweise etwa 0,1 mm dick ist, wird eine Schicht aus Indiumantimonid aufgebracht (übliche Schichtdicke etwa 25 µm). Das Indiumantimonid enthält Nadeln aus Nickelantimonid, die eine sehr gute Leitfähigkeit haben (metallische Leitfähigkeit). Diese Nadeln werden, wie in Bild 13.9 dargestellt, ausgerichtet.

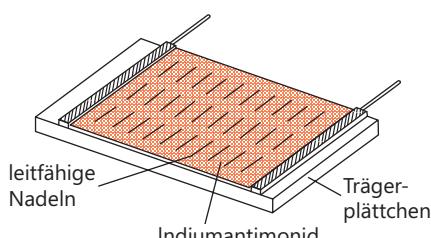


Bild 13.9  
Aufbau einer Feldplatte

Bei vielen Feldplatten hat die Schicht eine Mäanderform (Bild 13.10). Je nach Wahl der Abmessungen können Widerstandswerte ohne Magnetfeld von einigen  $\Omega$  bis zu einigen  $k\Omega$  hergestellt werden.

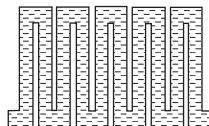


Bild 13.10  
Mäanderförmige Schicht einer Feldplatte

### 13.2.2 Widerstandsänderung

Ist kein magnetisches Feld vorhanden, so verlaufen die Strombahnen geradlinig wie in Bild 13.11 dargestellt.

Unter dem Einfluss eines Magnetfeldes werden die Ladungsträger abgedrängt (siehe Hallgenerator). Sie verlaufen von einer metallisch leitfähigem Nadel zur anderen in schrägen Bahnen (Bild 13.12). Die Nadeln stellen Kurzschlussbrücken dar. Unterschiedliche Ladungsträgerdichten gleichen sich innerhalb der Kurzschlussbrücken sofort aus.

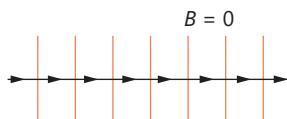


Bild 13.11 Schichtausschnitt mit Strombahn ohne Einwirkung eines Magnetfeldes

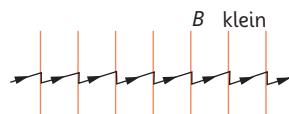


Bild 13.12 Schichtausschnitt mit Strombahn unter Einwirkung einer kleinen magnetischen Flussdichte

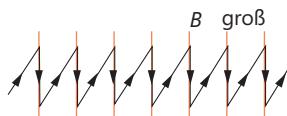


Bild 13.13  
Schichtausschnitt mit Strombahn unter Einwirkung einer großen magnetischen Flussdichte

Die Kraft, die die Elektronen ablenkt, ist umso größer, je größer die magnetische Flussdichte ist. Mit steigender Flussdichte verlaufen die Strombahnen immer schräger. Die Weglängen werden immer größer (Bild 13.13).

Eine Vergrößerung der Weglängen der Strombahnen bedeutet aber eine Erhöhung des Widerstandes der Feldplatte.



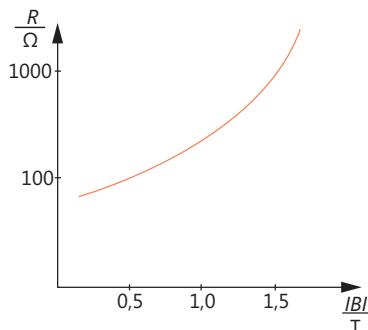
#### Merksatz

Der Widerstandswert von Feldplatten nimmt mit steigender Flussdichte zu.

Bild 13.14 zeigt den Widerstandsverlauf einer Feldplatte in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte  $B$ . Die Richtung des Magnetfeldes hat keinen Einfluss auf die Größe des Widerstandes.

Der Widerstand, der sich für eine bestimmte magnetische Feldstärke ergibt, ist ein ohmscher Widerstand, d.h., zwischen Strom und Spannung besteht eine lineare Abhängigkeit.

Bild 13.14  
Verlauf des Widerstandes einer Feldplatte  
in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte



### 13.2.3 Kennwerte und Grenzwerte

	<i>übliche Werte</i>	
höchstzulässige Belastung	$P_{\text{tot}}$	$\approx 0,5 \text{ W}$
maximale Betriebstemperatur	$T_{\text{max}}$	$\approx 95^\circ\text{C}$
höchstzulässige Spannung zwischen Feldplattenschicht und metallischem Träger	$U_I$	
Grundwiderstandswert (Widerstand ohne Magnetfeld)	$R_0$	je nach Typ zwischen $10\Omega$ und $10\text{k}\Omega$
Toleranz des Grundwiderstandswertes	$R_0\text{-Tol}$	z.B. $\pm 20\%$
Widerstandswert bei einer bestimmten Flussdichte	$R_B$	
relative Widerstandsänderung für eine bestimmte Flussdichte (z.B. 1 Tesla)	$R_B/R_0$	$\approx 10$
Temperaturbeiwert (abhängig von $B$ )	$\alpha$	$\approx -0,004 \text{ } 1/\text{ } ^\circ\text{C}$

### 13.2.4 Anwendungen

Feldplatten werden häufig zur kontaktlosen Signalgabe verwendet. Man kann mit ihnen kontaktlose und damit prellfreie Taster bauen (Bild 13.15).

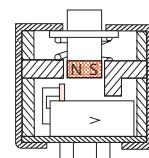


Bild 13.15  
Prellfreier Taster

Als stufenlos steuerbare Widerstände werden sie in der Steuer- und Regelungs-technik und in der allgemeinen Elektronik eingesetzt.

Feldplatten eignen sich als Messsonden zum Ausmessen von Magnetfeldern. Sie können in Eisenkerne, Luftpalte oder Jochen eingebaut werden und gestatten eine dauernde Überwachung des magnetischen Flusses z.B. in elektrischen Maschinen.

Ein Anwendungsschwerpunkt ist die kontaktlose Signalgabe an Transistorschaltungsstufen (Bild 13.16) und Schmitt-Trigger. Kleine Magnetfeldänderungen können bereits ein Ansprechen dieser Schaltungen bewirken.

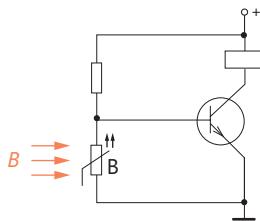


Bild 13.16  
Transistorschaltungsstufe mit kontaktloser Signalgabe

### 13.3 Magnetdioden

Magnetdioden sind Dioden, deren Widerstandswert durch ein äußeres Magnetfeld geändert werden kann (Bild 13.17).

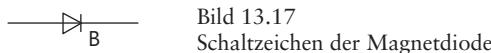


Bild 13.17

Schaltzeichen der Magnetdiode

#### 13.3.1 Aufbau

Magnetdioden sind Germanium-Halbleiter-Bauteile. In das eine Ende eines kleinen Germaniumquaders wird eine p-Zone, in das andere Ende eine n-Zone eindotiert. Zwischen beiden Zonen bleibt eine verhältnismäßig große undotierte Zone. In dieser Zone herrscht nur eine geringe Leitfähigkeit, die sogenannte Eigenleitfähigkeit oder  $i$ -Leitfähigkeit (Bild 13.18).

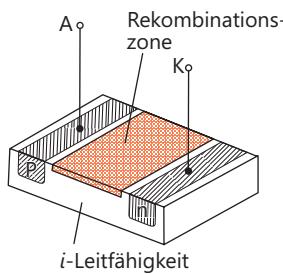


Bild 13.18  
Aufbau einer Magnetdiode

Eine Randseite der  $i$ -leitenden Zone wird so verunreinigt, dass dort eine starke Rekombination von Ladungsträgern erfolgen kann. Diese sogenannte Rekombinationszone (R-Zone) «schluckt» Ladungsträger.

Der Kristallquader wird mit Kontakten versehen und in ein Gehäuse eingebracht. Häufig kommen zwei Diodenkörper in ein Gehäuse, da Magnetdioden oft als Doppeldioden eingesetzt werden.

### 13.3.2 Widerstandsänderung

Unter dem Einfluss eines magnetischen Feldes werden die Elektronen in Richtung zur R-Zone oder in entgegengesetzter Richtung abgelenkt (je nach Polung des Magnetfeldes).

Ladungsträger, die in die R-Zone geraten, rekombinieren, d.h., Elektronen und Löcher fallen zusammen. Die Elektronen und die Löcher sind damit als freie Ladungsträger ausgefallen. Je mehr freie Ladungsträger aber verschwinden, desto größer wird der Widerstand der Magnetdiode.

Durch die magnetische Flussdichte  $B$  wird die Rekombinationshäufigkeit gesteuert. Die Vergrößerung der Rekombinationshäufigkeit führt zu einer Verarmung an Ladungsträgern und zu einer Widerstandserhöhung der Magnetdiode.

Bild 13.19 zeigt den Widerstandsverlauf in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte. Der Widerstandswert von Magnetdioden ist sehr temperaturabhängig. Eine Temperaturzunahme um  $17\text{ }^{\circ}\text{C}$  führt zu einer Halbierung des Widerandes.

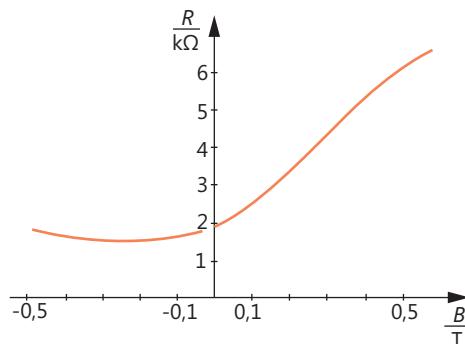


Bild 13.19  
Widerstandsverlauf einer  
Magnetdiode in Abhängigkeit  
von der magnetischen Flussdichte

### 13.3.3 Kennwerte und Grenzwerte

	<i>übliche Werte</i>
maximale Betriebsspannung	$U_{B\max} \approx 20\text{ V}$
maximale Verlustleistung	$P_{v\max} \approx 50\text{ mW}$
maximale Betriebstemperatur	$T_{\max} \approx 60\text{ }^{\circ}\text{C}$
Betriebsspannung	$U_B \approx 4\text{ V}$
Grundwiderstandswert (bei $B = 0$ )	$R_0 \approx 2\text{ k}\Omega$

### 13.3.4 Anwendungen

Magnetdioden werden wegen ihrer starken Temperaturabhängigkeit meist als Doppeldioden eingesetzt.

Die beiden Magnetdioden der Schaltung Bild 13.20 werden *in entgegengesetzter Richtung vom Magnetfeld* durchsetzt. Bei Temperaturänderung ändern beide Dioden ihren Widerstand in gleicher Weise. Die Spannung  $U_2$  bleibt dadurch angenähert konstant.

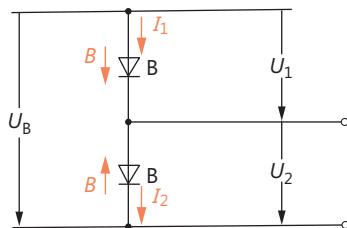


Bild 13.20  
Zusammenschaltung von zwei Magnetdioden

Eine Änderung der magnetischen Flussdichte ändert jedoch den Widerstand der einen Magnetdiode stärker als den der anderen Magnetdiode. Die Spannung  $U_2$  hat den in Bild 13.21 gezeigten Verlauf in Abhängigkeit von der magnetischen Flussdichte.

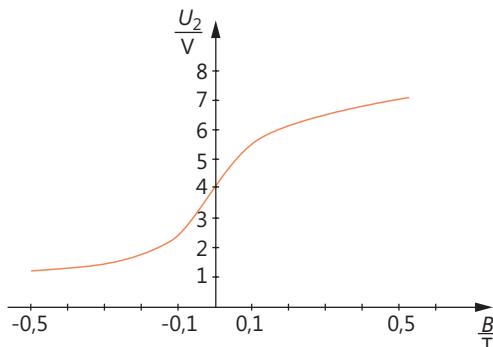


Bild 13.21  
Abhängigkeit der Spannung  $U_2$   
von der magnetischen Flussdichte

Magnetdioden werden vorwiegend zur kontaktlosen Signalgabe verwendet. Mit ihnen können bei Transistorschaltstufen und Schmitt-Triggern Schaltvorgänge ausgelöst werden. Magnetdioden eignen sich gut für die Signalgabe bei Drehzahlmessern (Bild 13.22). Ebenfalls lassen sich mit ihnen prellfreie kontaktlose Taster herstellen.

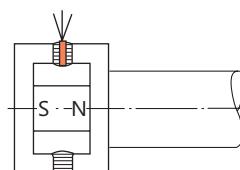


Bild 13.22  
Prinzip eines Drehzahlmessers mit Magnetdiode

## 13.4 Druckabhängige Halbleiterbauelemente

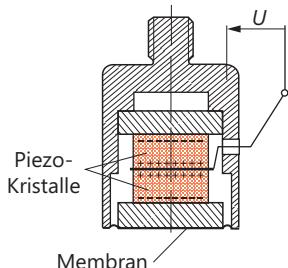
### 13.4.1 Piezoeffekt

In bestimmten Kristallen kommt es bei Druckänderung zu einer Ladungsträgertrennung. Zwischen zwei Kristallflächen entsteht während der Dauer der Druckänderung eine elektrische Spannung. Die Druckänderung im Innern kann auch durch Biegung des Kristalls erfolgen.

Piezokristalle werden in der Elektronik vorwiegend als Messwertaufnehmer bzw. als Messgrößenwandler eingesetzt. In Bild 13.23 ist ein piezoelektrischer Druckänderungsaufnehmer dargestellt.

Bild 13.23

Prinzip eines piezoelektrischen Druckänderungsaufnehmers



### 13.4.2 Piezohalbleiter

In neuerer Zeit wurden Halbleiterkristalle gefunden, die außerordentlich starke piezoelektrische Eigenschaften haben.

Diese *Piezoxide* (Valvo) bestehen aus einem polykristallinen Material auf einer Basis von Blei-Zirkonat-Titanat. Dieses Material wird einem komplizierten Sinterverfahren unterzogen, bei dem eine Polarisation durch ein kräftiges elektrisches Gleichfeld erfolgt.

Die bisher bekannten Piezokristalle (Quarz, Seignettesalz, Bariumtitanat und andere) lassen auch bei kräftigen Druckänderungen nur Spannungen von wenigen Volt entstehen. Mit den Piezoxiden können Spannungen von vielen kV erzeugt werden.

Piezoxide eignen sich sehr gut als Druckänderungsaufnehmer bis zu Druckwechselfrequenzen im Ultraschallbereich. Sie werden für Mikrophone (vorwiegend für Ultraschallmikrophone) für Filterschaltungen und für Tonabnehmer verwendet.

Ein besonderes Anwendungsgebiet ist die Gaszündung. Die hierfür verwendeten Piezoxide geben bei verhältnismäßig kleinen zugeführten mechanischen Energien Spannungen von 15 kV und mehr ab und ermöglichen eine Funkenzündung des Gases.

## 13.5 Flüssigkristall-Bauteile

### 13.5.1 Flüssige Kristalle, Liquid Crystal Device, LCD

Körper, die sich bei Beanspruchungen in allen Richtungen gleich verhalten und in allen Richtungen gleiche Eigenschaften haben, sind *isotrop*.

Sind bestimmte Eigenschaften oder Verhaltensweisen von Körpern von Beanspruchungsrichtungen abhängig, so sind diese Körper *anisotrop*.

Kristalle sind anisotrope Körper. Sie haben bestimmte Vorzugsrichtungen. Flüssigkeiten sind normalerweise stets isotrop. Es gibt aber einige organische Verbindungen, die im festen Zustand Kristallstruktur haben und die nach dem Schmelzen eine anisotrope Phase durchlaufen, das heißt, auch im geschmolzenen Zustand ergeben sich bestimmte Vorzugsrichtungen. Diese Flüssigkeiten verhalten sich zumindest teilweise wie Kristalle. Sie zeigen z.B. eine Doppelbrechung des Lichtes. Wird die Temperatur weiter erhöht, so geht der anisotrope flüssigen Zustand in einen isotropen flüssigen Zustand über.

### 13.5.2 Aufbau von Anzeigebauteilen

(*Feldeffekt-Technik, dielektrische Polarisation*)

Es gibt nun derartige Flüssigkeiten, die im Bereich von etwa  $-5^{\circ}\text{C}$  bis  $65^{\circ}\text{C}$  in der anisotropen Phase sind. Bringt man diese Flüssigkeiten in ein genügend starkes elektrisches Feld, so kommt es zu einer Ausrichtung der Moleküle. Die vorher klare Flüssigkeit wird durch den Einfluss des elektrischen Feldes milchig trübe. Nach Abschalten des elektrischen Feldes stellt sich der klare Zustand wieder ein. Flüssigkeiten dieser Art sind elektrisch nicht leitfähig.

Diese flüssigen Kristalle verwenden man zum Bau von Anzeigebauteilen. Man bringt eine dünne Flüssigkeitsschicht zwischen zwei Glasplatten. Die beiden Glasplatten haben auf ihren Innenseiten durchsichtige leitende Beläge aus Zinnoxid. An diese Beläge wird die Spannung gelegt, die das benötigte elektrische Feld erzeugt (Bild 13.24). Ein Belag hat die Strukturen der anzugezeigenden Zeichen, z.B. 7-Segment-Flächen.

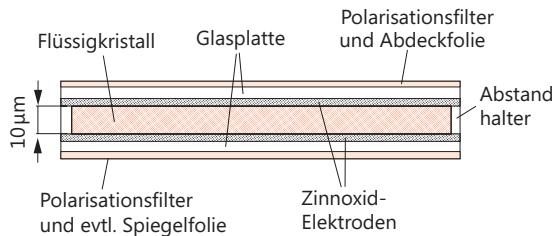


Bild 13.24  
Grundaufbau eines Flüssigkristall-Anzeigeelementes

Der Plattenabstand beträgt etwa 5 bis 10  $\mu\text{m}$ . Um eine Trübung zu erzielen, ist die Feldstärke von etwa  $0,1 \text{ V}/\mu\text{m}$  erforderlich. Vergrößert man die Feldstärke, so wird die Trübung intensiver.

Bei einer Feldstärke von etwa  $3 \text{ V}/\mu\text{m}$  ist die maximale Trübung erreicht.

Zur Erzeugung der Trübung benötigt man nur eine sehr geringe Leistung. Der übliche Leistungsbedarf liegt bei etwa  $0,1 \mu\text{W}$  pro  $\text{cm}^2$  Trübungsfläche.

Die Trübung muss durch eine geeignete Beleuchtung sichtbar gemacht werden. Dies kann durch Anstrahlen oder Durchleuchten geschehen. Die Trübung wird besonders kontrastreich erkennbar, wenn man Polarisationsfilter verwendet. Je nach Polarisationsebene erscheint die trübe Flüssigkeit vor dem Hintergrund hell oder dunkel. Die Polarisationsfolien werden auf die beiden Glasplatten aufgeklebt. Beim Anstrahlen (Reflexionsverfahren) wird hinter einem der Polarisationsfilter eine Spiegelfolie angebracht.

Zur Anzeige von Dezimalziffern verwendet man 7-Segment-Anzeigen (Bild 13.25). Das Bauteil kann aus einem 7-Segment-System bestehen oder aus einer Vielzahl von 7-Segment-Systemen (Bild 13.26).

Durch entsprechende Ausbildung der Trübungszenen können Anzeigebauteile für Buchstaben, Zeichen und beliebige Symbole hergestellt werden. Ein Betrieb mit Gleichspannung ist nicht zulässig. Bei Flüssigkristallen kann eine elektrolytische Zersetzung auftreten.

Bild 13.25

7-Segment-Flüssigkristall-Anzeige-Display (Siemens)

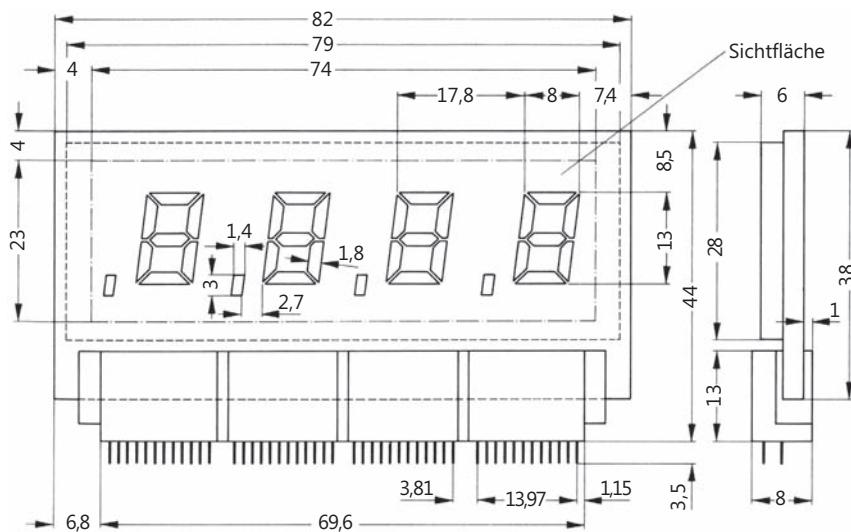
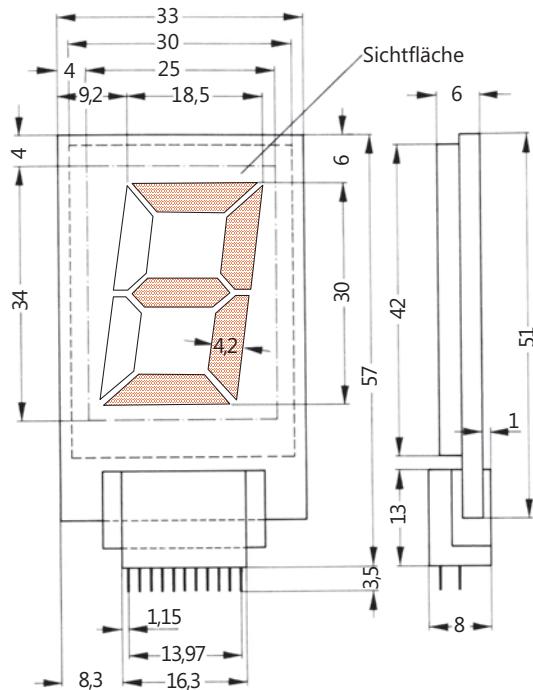


Bild 13.26 Vierstellige 7-Segment-Flüssigkristall-Anzeigeeinheit (Siemens)

#### Kennwerte und Grenzwerte

maximale Betriebsspannung

Betriebsspannung

Frequenz

Temperatur

Strom pro Segment

#### übliche Werte:

$U_{B\max} \approx 8 \text{ V}$

$U_B \approx 1,5 \text{ V bis } 3 \text{ V}$

$f \approx 30 \text{ Hz bis } 100 \text{ Hz}$

$T \approx 25^\circ \text{C}$

$I_S \approx 10 \text{ nA}$

Gesamtstrom	$I_{\text{ges}}$	$\approx 70 \text{ nA}$
Gesamtkapazität	$\approx$	$50 \text{ pF}$
Anstiegsverzögerungszeit	$\approx$	$80 \text{ ms}$
Anstiegszeit	$\approx$	$100 \text{ ms}$
Abfallzeit	$\approx$	$200 \text{ ms}$
Lagertemperaturbereich	-	$20^\circ\text{C}$ bis $80^\circ\text{C}$

Die Zeiten  $t_{\text{an verz.}}$ ,  $t_{\text{an}}$  und  $t_{\text{ab}}$  ergeben sich aus Bild 13.27.

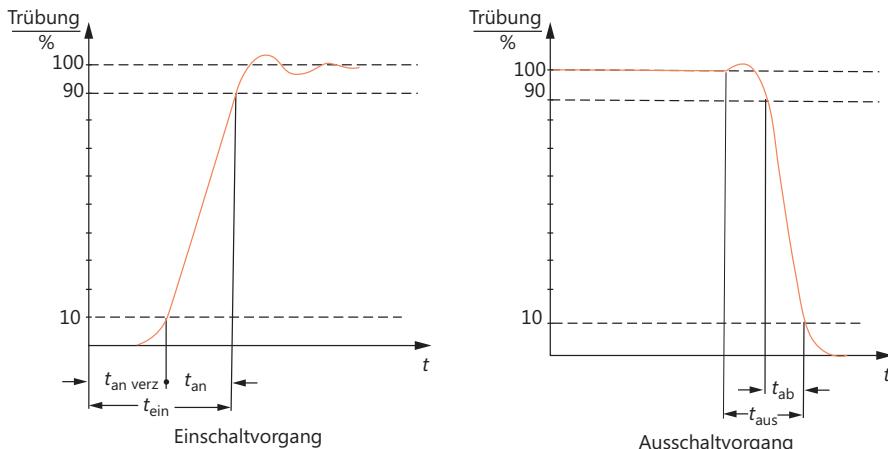


Bild 13.27 Einschalt- und Ausschaltvorgang mit Angabe der festgelegten Zeiten

### Prinzip der dynamischen Streuung

Es gibt auch elektrisch leitfähige Flüssigkristall-Werkstoffe. Werden diese an eine Wechselspannung gelegt, so kommt es im Inneren des Flüssigkristall-Werkstoffes zu einer Teilchenbewegung ähnlich einer turbulenten Strömung. Durch diese Teilchenbewegung wird der Flüssigkristall-Werkstoff getrübt. Die getrübten Bereiche wirken bei durchscheinendem Licht milchig weiß. Nach Abschalten der Spannung beruhigt sich die Teilchenbewegung und der Flüssigkristall-Werkstoff wird wieder durchsichtig. Flüssigkristallanzeigen dieser Art arbeiten mit sog. *dynamischer Streuung*.

Flüssigkristallanzeigen, die nach dem Prinzip der dynamischen Streuung arbeiten, benötigen eine wesentlich größere Leistung als *Feldeffekt-Flüssigkristallanzeigen*. Auch verhalten sie sich beim Schalten träge. Sie eignen sich besonders für Großanzeigen bei netzgespeisten Geräten.

Kennwerte und Grenzwerte	übliche Werte:
maximale Betriebsspannung	$U_{\text{Bmax}} \approx 50 \text{ V}$
Betriebsspannung	$U_{\text{B}} \approx 25 \text{ V}$
Frequenz	$f \approx 20 \text{ Hz}$ bis $150 \text{ Hz}$
Strom pro Segment	$I_s \approx 0,4 \text{ mA}$
Gesamtstrom	$I_{\text{ges}} \approx 2,8 \text{ mA}$
Anstiegszeit	$t_{\text{an}} \approx 400 \text{ ms}$
Abfallzeit	$t_{\text{ab}} \approx 1000 \text{ ms}$

### 13.5.3 Anwendungen

Flüssigkristall-Anzeigebauteile in Feldeffekt-Technik haben den geringsten Leistungsbedarf aller Anzeigebauteile. Sie eignen sich besonders für den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten. Eine direkte Ansteuerung durch MOS-Bauteile ist wegen des geringen Strombedarfs möglich. Flüssigkristall-Anzeigebauteile, die nach dem Prinzip der *dynamischen Streuung* arbeiten, sind vor allem für Großanzeigen geeignet. Zur Zeit werden Flüssigkristall-Großanzeigeeinheiten dieser Art bis zu Zifferngrößen von 19 cm hergestellt.

## 13.6 Thin-Film-Transistor(TFT)-LCD-Bildschirme

Um mit LCD-Elementen Bildschirme (Displays) in sehr hoher Qualität aufzubauen, müssen wie bei einer Farbbildröhre Bildpunkte (Pixel) mit den Grundfarben Rot, Grün und Blau erzeugt werden (RGB; Bild 13.28). Die Addition dieser Farben ergibt die Farbe Weiß.

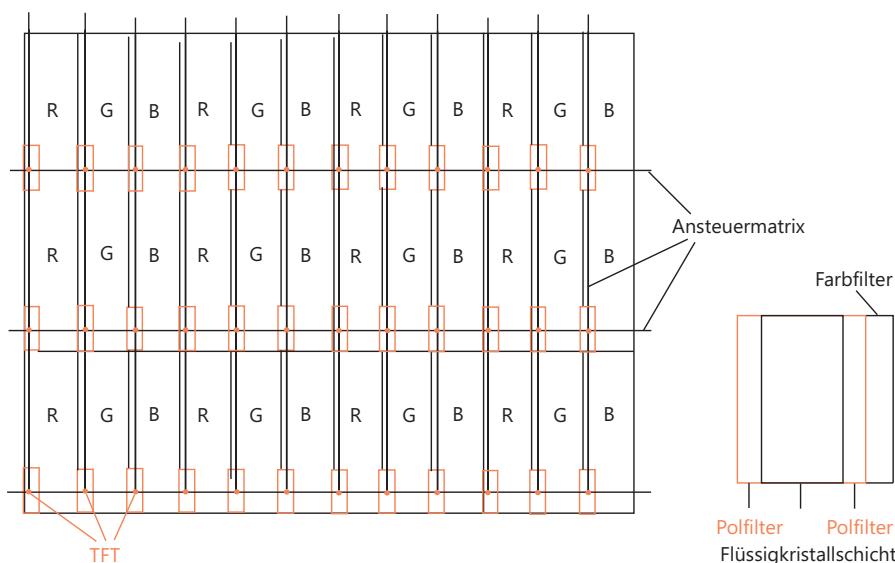


Bild 13.28 RGB-Bildpunkte

### Merksatz



Unterschiedliche Helligkeiten der drei Grundfarben erzeugen fast jede beliebige Farbe.

Bei einem TFT-Display bilden vor einer weißen, gleichmäßigen Hintergrundbeleuchtung (*back light*) drei farbige Unterpunkte (Subpixel) in Form von einzelnen LCD-Elementen (RGB) einen Bildpunkt (Pixel). Ein Bildschirm mit einer Pixelanzahl von  $1024 \times 768$  benötigt daher  $1024 \times 768 \times 3 = 2\,359\,296$  Transistoren. Der Bildpunkt-abstand beträgt etwa 0,3 mm. Die Unterbildpunkte sind somit nur  $\frac{1}{10}$  mm groß!



### Merksatz

Entsprechend ihrer Grundfarbe sind den LCD-Elementen Farbfilter nachgeschaltet.

Um alle Farben darstellen zu können, muss jedes LCD-Element in der Helligkeit regelbar sein.

Das Einschalten und Regeln der Helligkeit geschieht durch Verändern der Lichtdurchlässigkeit der LCD-Elemente. Die Fähigkeit der Flüssigkristalle, polarisiertes Licht zu drehen, wird hierzu ausgenutzt.

Bild 13.29 zeigt den Aufbau eines TFT-Unterpunktes (Subpixel).

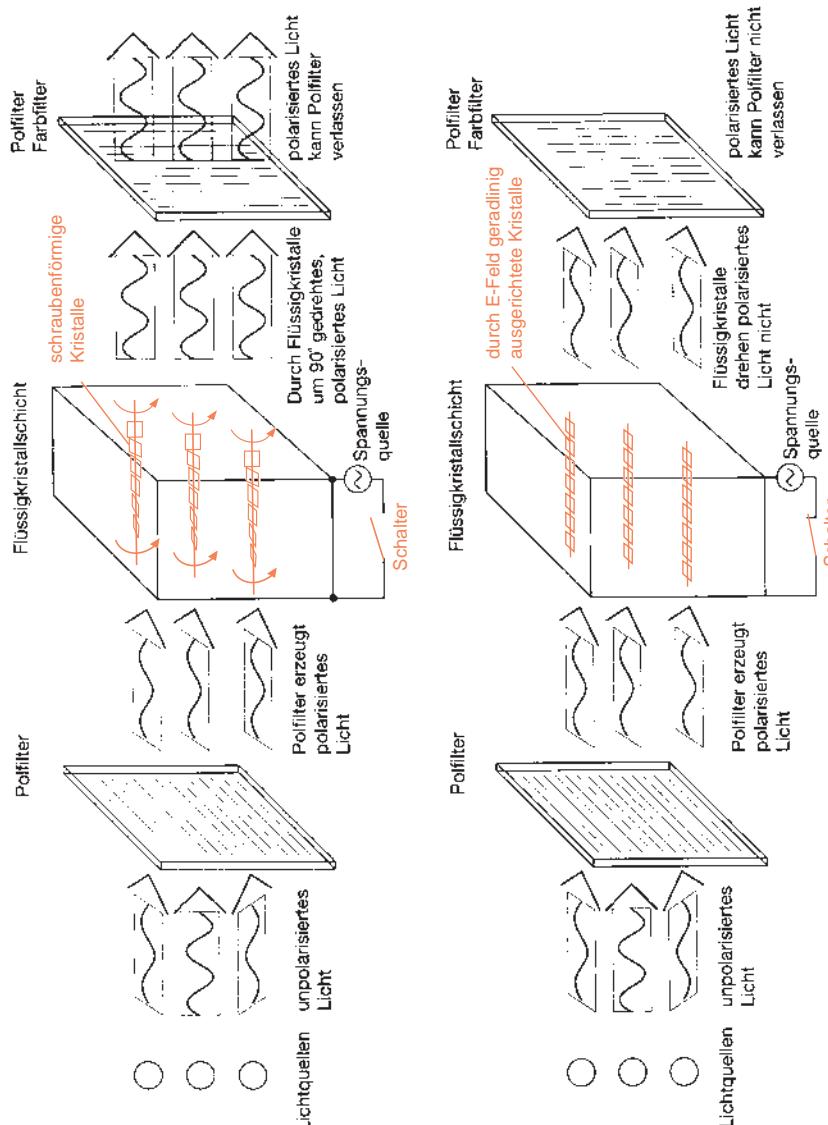


Bild 13.29 Aufbau eines TFT-Subpixels

Das gleichmäßige Licht der Hintergrundbeleuchtung wird durch Leuchtstoffröhren oder Leuchtdioden erzeugt. Ein LED-Bildschirm besitzt anstelle der Leuchtstoffröhren eine weiße LED-Hintergrundbeleuchtung. Es wird durch den ersten Polarisationsfilter linear polarisiert. Das Licht, eine elektromagnetische Welle, schwingt dadurch nur noch in einer Ebene. Die Flüssigkeitskristalle bewirken durch ihre schraubenförmige Kristallstruktur (sog. Twisted-Nematic-Kristalle, engl.: *twisted* = gedreht) und eine genau dimensionierte Schichtdicke eine Drehung des polarisierten Lichtes um weitere 90°. Die Flüssigkristalle «drehen» durch ihre Form das Licht um 90°. Durch diese Drehung kann das Licht den zweiten Polarisationsfilter passieren. Das Licht der Hintergrundbeleuchtung passiert das Farbfilter und bildet einen hell leuchtenden, farbigen Unterpunkt.

Ohne Beeinflussung der Flüssigkristalle würde das Licht ungedreht auf den zweiten Polfilter treffen und könnte diesen nicht passieren, da er senkrecht zur Schwingungsrichtung steht.

Um die Helligkeit einer Grundfarbe zu verringern, wird eine Spannung (elektrisches Feld) an das jeweilige LCD-Element gelegt. Dadurch verändert sich die Ausrichtung der Flüssigkeitskristalle, und das Licht wird weniger stark durch die Kristalle «gedreht». Dadurch kann weniger Licht den zweiten Polfilter passieren. Das LCD-Element wird dunkler, und die Farbe des RGB-Pixels ändert sich. Werden beispielsweise die LCD-Elemente mit den Farben Rot und Grün eines Bildpunktes dunkel geschaltet, erscheint das Pixel in der Farbe Blau.

## Merksatz



Werden alle LCD-Elemente in gleichem Maße dunkler geschaltet, verringert sich die Helligkeit der Pixel, und die Farbe bleibt gleich.

Die Steuerung des elektrischen Feldes übernimmt der TFT (*Thin-Film-Transistor*). Dieser Feldeffekttransistor ist unmittelbar auf dem Subpixel aufgedampft. Die Ansteuerung erfolgt über eine Leiterbahnmatrix (vgl. Bild 13.28).

## Vor- und Nachteile von TFT-Bildschirmen gegenüber Bildröhren (sog. CRT = Cathode Ray Tube)

- ❑ TFT-Displays sind außerordentlich scharf, da jeder Bildpunkt einzeln angesteuert wird. Es gibt keine Konvergenz-, Geometrie- und Linearitätsfehler.
- ❑ Sie flimmern nicht, da das Bild nicht durch einen Elektronenstrahl aufgebaut wird und es keine Dunkelphasen durch den Sprung von rechts unten nach links oben gibt.
- ❑ Durch den fehlenden Elektronenstrahl entsteht keine schädliche Strahlung für den Benutzer, und das Display ist unempfindlich gegen Magnetfelder.
- ❑ Durch den fehlenden Röhrenhals sind TFT-Displays sehr flach und leicht.
- ❑ Die Ansteuerung durch ein elektrisches Feld und die Beleuchtung mit Leuchtstoffröhren benötigt etwa nur ein Drittel der Leistung eines Röhrenmonitors.
- ❑ TFT-Displays benötigen etwas Zeit für das Regeln der Lichtdurchlässigkeit. Dadurch sind sie trüger als Röhrenmonitoren. Handelsübliche Displays haben Reaktionszeiten von 10 ms. Das ist bei sehr schnellen Bildveränderungen (PC-Spiele) in Form von Schlieren sichtbar. Röhrenmonitore haben diesen Nachteil nicht.

- Die LCD-Bildpunkte können durch das Anlegen der Steuerspannung nicht zu 100% dunkel geschaltet werden. Etwas Licht tritt durch, und dadurch ist das Display nicht vollständig schwarz. Man spricht von einem schlechteren Schwarzwert.
- Bei einfachen TFT-Displays ist der Betrachtungswinkel durch Streulicht und das polarisiert austretende Licht kleiner als bei Bildröhren.  
Die Geometrie und der Weg des Lichtes durch ersten Polfilter, LCD-Element, zweiten Polfilter und Farbfilter führen dazu, dass das Licht nahezu senkrecht aus dem Display strahlt. Moderne Technologien können diesen Effekt jedoch weitgehend ausgleichen.
- Das RGB-Signal, das den Monitor ansteuert, ist ein analoges Signal. Preiswerte A/D-Umsetzer, die mit einer Datenwortlänge von 18 Bit arbeiten, können für jeden Farbwert (Rot, Grün und Blau) nur 6 Bit Farbtiefe errechnen, also  $18 \text{ Bit} = 2^{18} = 262\,144$  unterschiedliche Farben erzeugen. Für vollwertige Farbwiedergabe (*true color*) müssen jedoch mindestens 16,7 Millionen Farben darstellbar sein. Hochwertige Displays haben einen Digitaleingang und werden von der Grafikkarte des Computers digital angesteuert.
- Bei der Produktion von Displays treten vereinzelt Pixelfehler (Punkte) auf und stören bei Detailarbeiten am Bildschirm.

TFT-Displays werden heute bis zu einer Größe von 84 Zoll gefertigt. Displays dieser Größe besitzen 8,3 Mio. Pixel. Sie erreichen Kontrastverhältnisse von 10 000 : 1 und Helligkeiten von 300 cd/m<sup>2</sup>. Die schnellste Reaktionszeit liegt bei 5 ms.

### 13.7 Plasma-Displays (PDP, Plasma Display Panel)

Im Unterschied zu den in Abschnitt 13.6 beschriebenen TFT-Bildschirmen wird bei Plasmabildschirmen das Licht in jedem einzelnen Bildpunkt erzeugt.



#### Merksatz

Zwischen zwei Glasebenen befinden sich einzelne Bildpunkte, die wiederum in rot-, grün-, oder blaufarbige Unterbildpunkte aufgeteilt sind.

In den Unterbildpunkten befindet sich ein Edelgasgemisch (Xenon), das durch Anlegen einer hohen Spannung kurzzeitig vom gasförmigen Zustand in den Plasmazustand übergeht. Freie Elektronen werden auf ein höheres Energieniveau gehoben und fallen nach kurzer Zeit wieder in das niedrigere Niveau.

Beim Übergang des Elektrons von einem höheren Energieniveau auf ein niedrigeres Niveau wird UV-Licht emittiert. Das UV-Licht trifft auf eine Phosphorschicht, die rotes, grünes oder blaues Licht (RGB) emittiert. So kann jede der drei Grundfarben erzeugt werden. Die Helligkeit der einzelnen Grundfarben wird durch Takten der Ansteuerung geändert. Das Plasmapixel wird in schneller Folge ein- und ausgeschaltet (Bild 13.30). Das menschliche Auge empfindet dies als verminderte Helligkeit.

Ein wesentlicher Vorteil von PDPs ist – neben der flachen Bauweise – der große Betrachtungswinkel, der sich ergibt, weil das Licht direkt im Pixel erzeugt wird. Dadurch lässt sich das Display auch sehr gut aus großen Blickwinkeln ablesen.

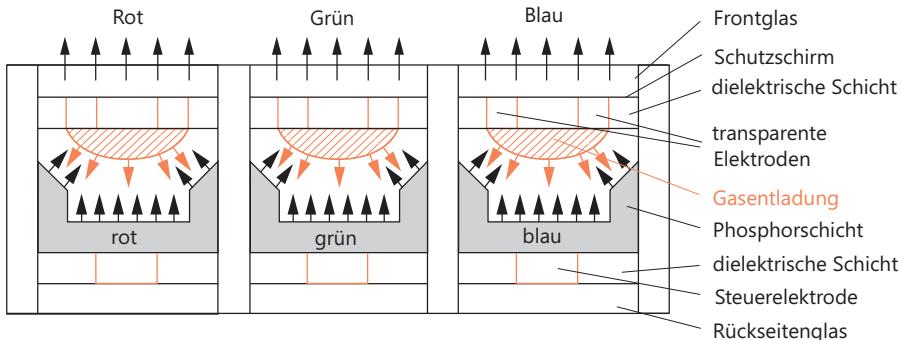


Bild 13.30 Bildpunkt eines Plasmabildschirmes

Plasmadisplays sind wie TFT-Displays unempfindlich gegen elektromagnetische Felder, aber nicht frei von UV-Strahlung. Sie sind robust, aber schwer, und nehmen eine verhältnismäßig hohe Leistung auf.

PDPs eignen sich besonders für Fernseher und Großbildschirme. Für Kleingeräte eignen sie sich nicht, da die Pixelgröße hierfür zu groß ist. Gegen den Einsatz in mobilen Geräten spricht zudem der hohe Energieverbrauch. Nachteilig ist auch, dass zur Abfuhr der hohen Verlustwärme Lüfter eingesetzt werden müssen, deren Laufgeräusche unter Umständen stören können. PDPs sind gegen Einbrennen empfindlich, d.h., dass sich nichtbewegte Bildinhalte (beispielsweise das Senderlogo) als Schatten dauerhaft einprägen und dann stets zu sehen sind. Das gilt besonders für die Streifen, die bei Wiedergabe von Sendungen im Seitenverhältnis 4 : 3 angezeigt werden müssen.

## 13.8 Lernziel-Test

1. Beschreiben Sie den Halleffekt.
2. Wie entsteht bei einem Hallgenerator die Hallspannung?  
Geben Sie eine Erläuterung mit Skizze.
3. Ein Hallgenerator hat eine Hallkonstante  $R_H = 230 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3/\text{As}$  und eine Plättchendicke von 0,2 mm. Das Plättchen wird von einem Strom  $I = 80 \text{ mA}$  durchflossen. Die Flussdichte ist  $B = 0,9 \text{ T}$ . Berechnen Sie die Hallspannung.
4. Geben Sie das Schaltzeichen eines Hallgenerators an.
5. Erklären Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Feldplatte. Wie kommt es zu der Widerstandsänderung beim Auftreten eines Magnetfeldes?
6. Wie funktioniert eine Magnetdiode?
7. Piezohalbleiterbauteile können bei Druckänderungen Spannung von einigen kV erzeugen. Wie ist das möglich?
8. Was ist ein «flüssiges Kristall» – wie verhält es sich im elektrischen Feld?
9. Wie ist eine Flüssigkristall-Anzeigeeinheit im Prinzip aufgebaut?
10. Wie wirkt sich die Temperaturabhängigkeit von Flüssigkristallanzeigen aus?



# 14 Elektronen- und Ionenröhren

## 14.1 Thermoemission

Die Atome und Moleküle fester Stoffe schwingen auf ihren Plätzen. Je höher die Temperatur eines Stoffes ist, desto stärker sind diese Wärmeschwingungen.

Bei bestimmten Stoffen werden durch den Einfluss der Wärmeschwingungen Elektronen ausgestoßen. Diesen Vorgang nennt man *Thermoemission*.

Wird ein Metallstück (Katode) in einem praktisch luftleeren Glaskolben erhitzt, dann treten Elektronen aus dem Metall aus. Das Metallstück wird dadurch positiv geladen. Es zieht die Elektronen an und holt sie wieder zurück (Bild 14.1).

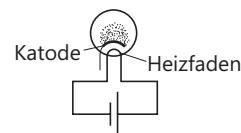


Bild 14.1  
Thermoemission

Da ständig neue Elektronen ausgesendet werden, befindet sich immer eine große Zahl von Elektronen außerhalb des Metalls. Sie bilden eine Wolke um das Metall (Raumladungswolke).

Die Zahl der pro Zeiteinheit ausgestoßenen Elektronen hängt vom Werkstoff, von der Temperatur und von der Größe der Oberfläche des erhitzten Körpers ab. Je höher die Temperatur und je größer die Oberfläche, desto mehr Elektronen werden pro Sekunde ausgestoßen.

Die Elektronen der Raumladungswolke können nun für unterschiedliche Zwecke verwendet werden. Diese vom Stoff gelösten Elektronen waren der «Anfangswerkstoff» der Elektronik.

## 14.2 Röhrendiode (Zweipolröhre, Vakuumdiode)

Der Glaskolben mit der Katode erhält eine zweite Metallelektrode, eine sogenannte Anode (Bild 14.2).

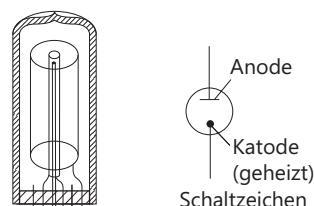


Bild 14.2  
Aufbau und Schaltzeichen einer Vakuumdiode

Der Glaskolben mit den zwei Elektroden wird Zweipolröhre oder Diode genannt. Die für die Heizung notwendigen Pole zählen nicht.

Gibt man der Anode eine positive Spannung gegenüber der Katode, so saugt die positive Anode die negativ geladenen Elektronen an. Es fließt ein Strom durch die Diode (Bild 14.3).

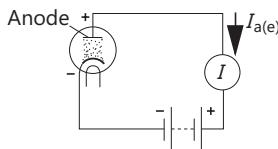


Bild 14.3  
Die positive Anode saugt die negativ geladenen Elektronen an

Wird die Spannung umgepolt, erhält also die Anode eine negative Spannung gegenüber der Kathode, so fließt kein Strom durch die Diode. Die negative Anode stößt die Elektronen ab. Die Diode sperrt.



### Definition

Die Röhrendiode ist ein Stromventil.

Das Verhalten der Diode ist aus ihrer Kennlinie ersichtlich. Eine Schaltung zur Aufnahme der Kennlinie ist in Bild 14.4 gegeben.

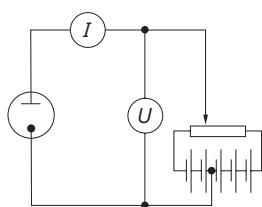


Bild 14.4 Schaltung zur Aufnahme der  $I_a$ - $U_a$ -Kennlinie einer Vakuumdiode

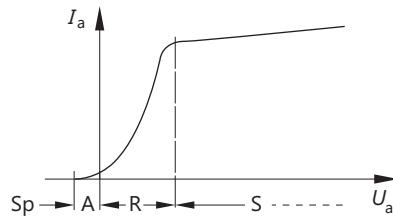


Bild 14.5  $I_a$ - $U_a$ -Kennlinie einer Vakuumdiode

Die Diodenkennlinie (Bild 14.5) wird in folgende Bereiche eingeteilt:

**Sperrbereich (Sp)**

Die Anodenspannung ist stark negativ. Auch schnelle Elektronen erreichen die Anode nicht. Die Diode sperrt vollständig.

**Anlaufstrombereich (A)**

Elektronen, die mit großer Anfangsgeschwindigkeit aus der Kathode austreten, können gegen die bremsende Wirkung einer schwach negativen Anode anlaufen. Es fließt ein kleiner Strom, der sogenannte *Anlaufstrom*.

**Raumladungsbereich (R)**

Es werden umso mehr Elektronen abgesaugt, je größer die Anodenspannung  $U_a$  ist.

**Sättigungsbereich (S)**

Alle emittierten Elektronen werden abgesaugt. Auch bei weiterer Steigerung von  $U_a$  kann  $I_a$  nicht wesentlich ansteigen.

### Anwendungen

Röhrendioden wurden früher als Gleichrichter in Netzteilen eingesetzt. Heute werden sie noch für die Demodulation von Hochfrequenzschwingungen und für Sonderzwecke verwendet.

## 14.3 Triode (Dreipolröhre)

Fügt man zwischen Katode und Anode einer Zweipolröhre ein Drahtgitter ein, so wird aus der Zweipolröhre eine Dreipolröhre oder Triode (Bild 14.6).

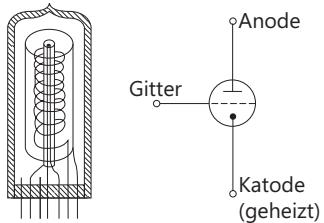


Bild 14.6 Aufbau und Schaltzeichen einer Triode

Das Gitter erhält eine negative Spannung gegenüber der Kathode. Es bremst den zur Anode fließenden Elektronenstrom.

### Merksatz



Je größer die negative Gitterspannung, umso kleiner wird der Anodenstrom. Mit Hilfe der Gitterspannung kann der Anodenstrom leistungslos gesteuert werden.

### 14.3.1 Kennlinien

Bild 14.7 zeigt eine Schaltung zur Aufnahme von Triodenkennlinien.

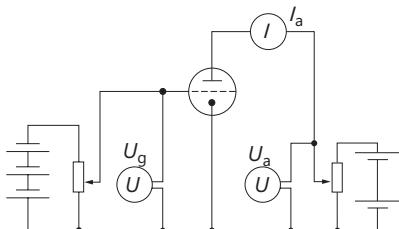


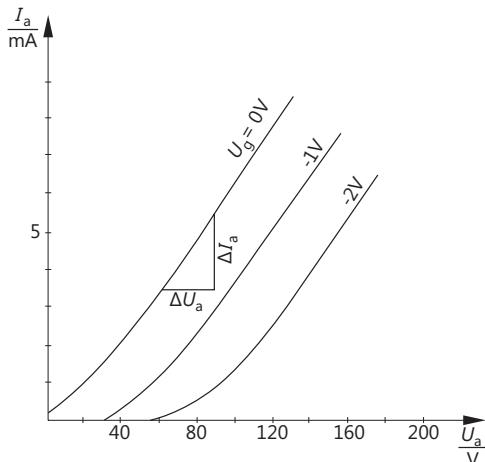
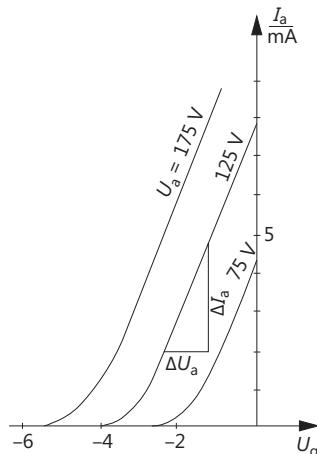
Bild 14.7  
Schaltung zur Aufnahme von Triodenkennlinien

Es sind zwei Kennlinienfelder üblich. Das  $I_a$ - $U_a$ -*Kennlinienfeld* gibt die Abhängigkeit zwischen Anodenstrom  $I_a$  und Anodenspannung  $U_a$  an. Für jeden gewählten Gitterspannungswert  $U_g$  erhält man eine Kennlinie (Bild 14.8).

Das  $I_a$ - $U_g$ -*Kennlinienfeld* zeigt den Zusammenhang zwischen Anodenstrom  $I_a$  und Gitterspannung  $U_g$ . Bei der Kennlinienaufnahme wird für jede Kennlinie ein fester Anodenspannungswert  $U_a$  eingestellt (Bild 14.9).

$I_a$ - $U_a$ -Kennlinien: Für jede Gitterspannung gibt es eine Kennlinie.

$I_a$ - $U_g$ -Kennlinien: Für jede Anodenspannung gibt es eine Kennlinie.

Bild 14.8  $I_a$ - $U_a$ -KennlinienfeldBild 14.9  $I_a$ - $U_g$ -Kennlinienfeld

### 14.3.2 Kennwerte

Innenwiderstand  $R_i$

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$$

(für  $U_g$  konstant)

Der Innenwiderstand  $R_i$  ist aus dem  $I_a$ - $U_a$ -Kennlinienfeld abzulesen.  
 $\Delta U_a$  Anodenspannungsänderung  
 $\Delta I_a$  Anodenstromänderung

Steilheit  $S$

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$$

(für  $U_a$  konstant)

Die Steilheit ist ein Maßstab für die Steuerwirkung des Gitters. Sie kann aus dem  $I_a$ - $U_g$ -Kennlinienfeld abgelesen werden.  
 $\Delta I_a$  Anodenstromänderung  
 $\Delta U_g$  Gitterspannungsänderung



#### Definition

Die Steilheit  $S$  gibt an, um wie viel mA sich der Anodenstrom ändert, wenn die Gitterspannung um 1 Volt geändert wird.

Durchgriff  $D$

Der Durchgriff  $D$  ist ein Maßstab für den Steuereinfluss der Anodenspannung im Verhältnis zum Steuereinfluss der Gitterspannung.

$$D = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}$$

(für  $I_a$  konstant)

Je kleiner der Durchgriff  $D$  ist, desto geringer ist der Steuereinfluss der Anodenspannung.  
 $D = 0,02 = 2\%$  bedeutet, dass die Anodenspannung nur 2% der Steuerwirkung der Gitterspannung hat.

$$D = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \cdot 100\%$$

### Definition



Der Durchgriff  $D$  gibt an, welcher Bruchteil oder wie viel % einer Spannungsänderung an der Anode am Gitter wirksam werden muss, damit die gleiche Steuerwirkung erzielt wird.

Der Kehrwert des Durchgriffes ist der *Leerlaufverstärkungsfaktor*  $\mu$ .

$$\mu = \frac{1}{D}$$

### Definition



Der Leerlaufverstärkungsfaktor gibt die theoretisch höchstmögliche Spannungsverstärkung an. Dieser Wert wird aber in der Praxis nie erreicht.

Die Röhrenkennlinien sind gekrümmmt. Die aus den Kennlinienfeldern entnommenen Werte für  $R_i$ ,  $S$  und  $D$  gelten immer nur für einen Arbeitspunkt.

Die *Barkhausensche Röhrengleichung* gibt den Zusammenhang zwischen den für den gleichen Arbeitspunkt geltenden Werten  $R_i$ ,  $S$  und  $D$  an.

$$R_i \cdot S \cdot D = 1$$

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta I_s} \cdot \frac{\Delta I_s}{\Delta U_g} \cdot \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} = 1$$

Sind zwei Kennwerte bekannt, so kann der dritte errechnet werden.

### 14.3.3 Anodenrückwirkung

Die Anodenrückwirkung ist einer der wesentlichen Nachteile der Triode. Die Zusammenhänge werden an einem Beispiel erläutert (Bild 14.10).

$$R_a = 20 \text{ k}\Omega$$

$$U_B = 200 \text{ V}$$

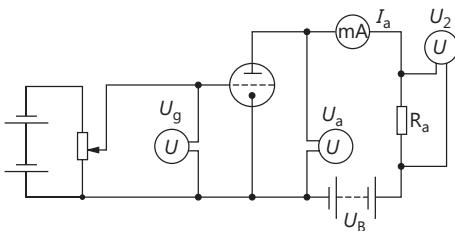


Bild 14.10  
Schaltung zur Erläuterung der Anodenrückwirkung

$U_B$  beträgt 200 V. Bei  $U_{g1} = -6$  V ist die Röhre gesperrt. Es fließt kein Anodenstrom. Jetzt ist  $U_a = 200$  V.

Mit zunehmendem Anodenstrom wird  $U_a$  kleiner. Steuert das Gitter also die Triode auf und fließt ein größerer Anodenstrom, so geht die Anodenspannung herunter. Die Anode saugt die Elektronen jetzt weniger stark an (Tabelle 14.1).

Tabelle 14.1 Erläuterung der Anodenrückwirkung

$U_g$	$U_a$	$U_2$	$I_a$
-6 V	200 V	0 V	0
-4 V	175 V	25 V	1,25 mA
-2 V	134 V	66 V	3,3 mA
0 V	90 V	110 V	5,5 mA

«Die Anode steuert dem Gitter entgegen.» Diesen Vorgang nennt man *Anodenrückwirkung*. Die Anodenrückwirkung hat zur Folge, dass die wirksame Röhrensteilheit geringer wird.

Die wirksame Röhrensteilheit ergibt sich aus der Arbeitskennlinie (Bild 14.11). Sie wird *dynamische Steilheit* genannt (Formelzeichen  $S_D$ ).

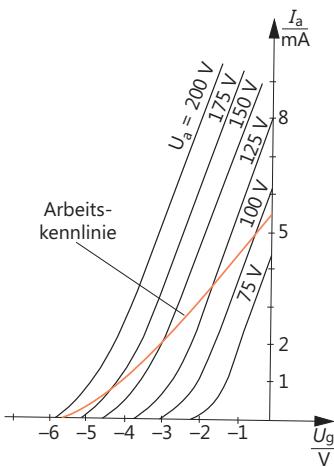


Bild 14.11  
Entstehung der Arbeitskennlinie

$$S_D = S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a}$$

- $S_D$  Dyn. Steilheit  
 $S$  Steilheit  
 $R_i$  Innenwiderstand  
 $R_a$  Außenwiderstand

### 14.3.4 Spannungsverstärkung

Es wird ein Arbeitspunkt A gewählt. Damit sind  $U_{a0}$ ,  $I_{a0}$  und  $U_{g0}$  festgelegt (Bild 14.12).

$U_{a0}$  Anodenspannung  
 $I_{a0}$  Anodenstrom  
 $U_{g0}$  Gitterspannung

} ohne Signalwechselspannung

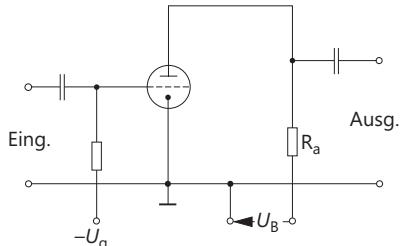


Bild 14.12  
Verstärkerstufe mit Triode

Die Aussteuerung ist im Kennlinienfeld (Bild 14.13) dargestellt. Aus dem Kennlinienfeld können abgelesen werden:

$\hat{u}_g$ ,  $\hat{u}_a$ ,  $i_a$

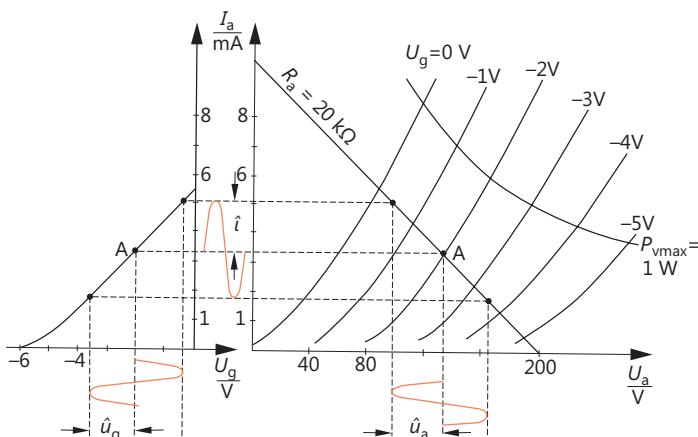


Bild 14.13 Darstellung der Aussteuerung

Man erhält die Spannungsverstärkung  $V$ :

$$V = \frac{\hat{u}_a}{\hat{u}_g}$$

Sind die Kennwerte für den gewünschten Arbeitspunkt und der Außenwiderstand der Triode bekannt, so kann die Spannungsverstärkung errechnet werden.

$$V = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

$$V = S_D \cdot R_a$$

Die Spannungsverstärkung von Trioden liegt üblicherweise zwischen  $V=20$  bis  $V=60$  (Tonfrequenzbereich).

### 14.3.5 Anodenverlustleistung

Die Triode darf thermisch nicht überlastet werden. Der Hersteller gibt eine maximal zulässige Anodenverlustleistung  $P_{vmax}$  an. Mit dieser Angabe kann eine *Verlusthyperbel* ins  $I_a$ - $U_a$ -Kennlinienfeld gezeichnet werden.

$$P_V = I_{a0} \cdot U_{a0}$$

Für  $I_{a0}$  und  $U_{a0}$  gelten die Werte des Arbeitspunktes A (nicht ausgesteuerte Röhre).

## 14.4 Tetrode (Vierpolröhre)

Die Anodenrückwirkung setzt die Verstärkung der Triode herab. Um diesen Nachteil zu beseitigen, wird ein zweites Gitter zwischen Steuergitter und Anode eingebaut (Bild 14.14). Dieses Gitter erhält eine gleichbleibende positive Spannung (z.B. 100 V). Es saugt jetzt anstelle der Anode die Elektronen an. Die Anodenspannung hat nur noch einen ganz geringen Einfluss auf den Anodenstrom.

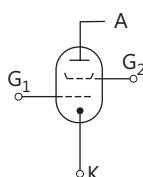


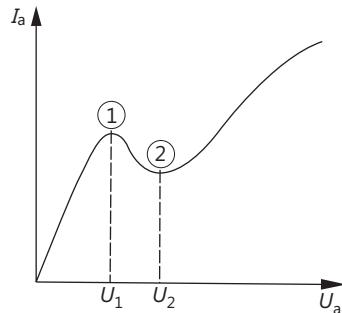
Bild 14.14  
Schaltzeichen einer Tetrode

Das neue Gitter schirmt den Einfluss der Anodenspannung ab. Es heißt darum *Schirmgitter*. Die Anodenrückwirkung ist aufgehoben.

Wenn die Elektronen durch das Schirmgitter fließen, haben sie bereits eine sehr hohe Geschwindigkeit. Sie werden nun von der Anodenspannung zusätzlich beschleunigt.

Ist die Anodenspannung genügend groß (z.B.  $U_1$  in der Kennlinie Bild 14.15), so werden durch den starken Aufprall der Elektronen neue Elektronen aus dem Anodenblech herausgeschlagen. Diese sogenannten *Sekundärelektronen* fliegen zum Schirmgitter. Der Anodenstrom sinkt. Steigt die Anodenspannung auf den Wert  $U_2$ , so hat die Anode genügend Kraft, die Sekundärelektronen wieder zurückzusaugen. Der Anodenstrom steigt wieder an.

Bild 14.15

 $I_a$ - $U_a$ -Kennlinie einer Tetrode $U_{g1}$  konstant $U_{g2}$  konstant

Die Tetrode ist wegen der Kennlinieneinbuchtung als Verstärkerröhre sehr schlecht geeignet. Sie wird als Senderöhre und für Sonderzwecke verwendet.

## 14.5 Pentode (Fünfpolröhre)

Die Pentode ist die Weiterentwicklung der Tetrode. Zwischen Schirmgitter und Anode wird nun ein drittes Gitter eingebaut (Bild 14.16). Dieses wird meist mit der Katode verbunden. Es hat dann Nullpotential. Das zusätzliche Gitter hat die Aufgabe, die Sekundärelektronen abzubremsen. Es wird daher *Bremsgitter* genannt. Die abgebremsten Sekundärelektronen können dann auch von einer «schwachen» Anode wieder eingefangen werden.

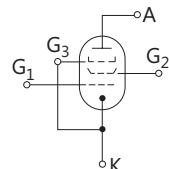


Bild 14.16

Schaltzeichen einer Pentode

### 14.5.1 Kennlinien

Das  $I_a$ - $U_a$ -Kennlinienfeld ist in Bild 14.17 dargestellt. Es gilt für konstante Werte der Schirmgitterspannung  $U_{g2}$  und der Bremsgitterspannung  $U_{g3}$ .

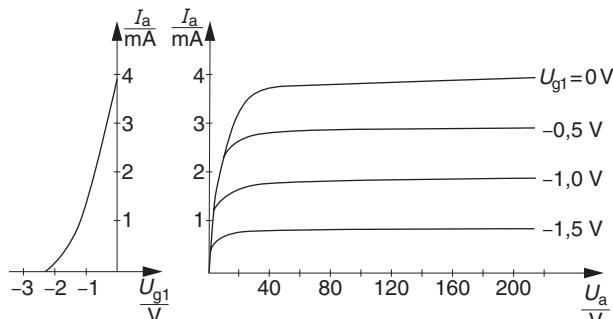


Bild 14.17

 $I_a$ - $U_a$ -Kennlinienfeld

einer Pentode

Die Anodenspannung hat praktisch keinen Steuereinfluss auf den Anodenstrom. Deshalb fallen die für verschiedene Anodenspannungen gemessenen  $I_a$ - $U_g$ -Kennlinien näherungsweise zusammen.



### Definition

Das  $I_a$ - $U_g$ -Kennlinienfeld besteht nur aus einer Kennlinie.

### 14.5.2 Kennwerte

Steilheit  $S$

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$$

(für  $U_a$  konstant)

Die Steilheit  $S$  wird aus der  $I_a$ - $U_g$ -Kennlinie entnommen. Sie hat die gleiche Bedeutung wie bei der Triode (Bild 14.18).

Da die Pentode keine Anodenrückwirkung hat, hat die dynamische Steilheit  $S_D$  den gleichen Wert wie die Steilheit  $S$ .

$$S_D \approx S$$

Die Größe des Innenwiderstandes kann für bestimmte Arbeitspunkte dem  $I_a$ - $U_g$ -Kennlinienfeld entnommen werden.

Je flacher die Kennlinie in dem betrachteten Arbeitspunkt verläuft, desto größer ist der Innenwiderstand (Bild 14.19).

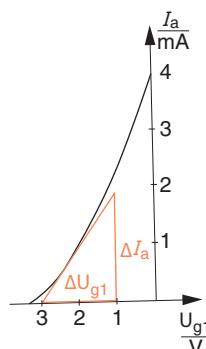


Bild 14.18 Bestimmung der Steilheit  $S$  einer Pentode

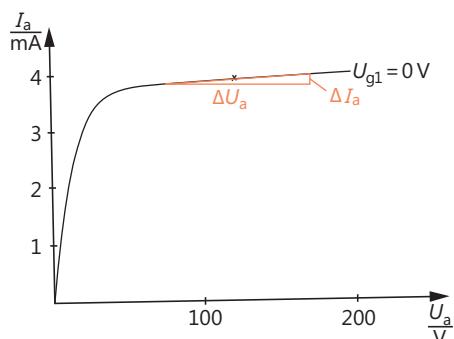


Bild 14.19 Bestimmung des Innenwiderstandes  $R_i$  einer Pentode

Innenwiderstand  $R_i$

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$$

(für  $U_g$  konstant)

**Merksatz**

Pentoden haben einen sehr großen Innenwiderstand.

*Durchgriff D*

Da die Anodenspannung so gut wie keine Steuerwirkung hat, ist der Durchgriff praktisch null.

$$D \approx 0$$

Das bedeutet, dass die Barkhausensche Röhrengleichung keine Gültigkeit haben kann.

**Merksatz**

Die Barkhausensche Röhrengleichung gilt nicht für Pentoden.

### 14.5.3 Spannungsverstärkung

In Bild 14.20 ist eine Spannungsverstärkerstufe mit Pentode dargestellt. Nach Wahl des Arbeitspunktes liegen die Anodenspannung ( $U_{a0}$ ) die Gitterspannung ( $U_{g0}$ ) und der Anodenstrom ( $I_{a0}$ ) im nichtausgesteuerten Zustand fest.

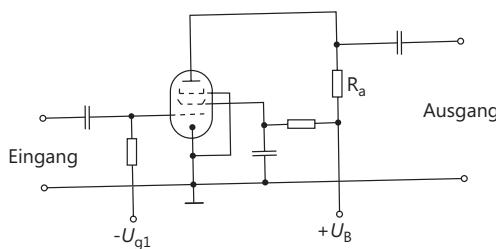
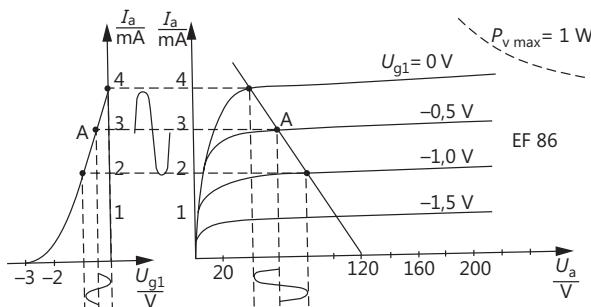


Bild 14.20 Verstärkerstufe mit Pentode und Darstellung der Aussteuerung im Kennlinienfeld

Für eine Steuerwechselspannung  $\hat{u}_g$  kann die Größe der Anodenwechselspannung  $\hat{u}_a$  dem Kennlinienfeld entnommen werden. Für die Verstärkung gilt:

$$V = \frac{\hat{u}_a}{\hat{u}_g}$$

Der Spannungsverstärkungsfaktor  $V$  kann mit folgender Näherungsformel berechnet werden:

$$V = S \cdot R_a$$

Für Pentoden-Spannungsverstärkerstufen gelten folgende übliche Verstärkungsfaktoren:

Tonfrequenzbereich:  $V \approx 100$  bis 150

Hochfrequenzbereich  
(bis rd. 40 MHz):  $V \approx 15$  bis 40

Bei der Bemessung der Pentodenverstärkerstufe darf die zulässige Anodenverlustleistung  $P_{vmax}$ , nicht überschritten werden.

#### 14.5.4 Vor- und Nachteile der Pentode gegenüber der Triode

##### *Vorteile*

- größere mögliche Verstärkungsfaktoren, da keine Anodenrückwirkung vorhanden ist,
- hoher Innenwiderstand, daher fast keine Bedämpfung nachfolgender Schwingkreise,
- kleine Kapazität zwischen Gitter und Anode.

##### *Nachteile*

- stärkeres Rauschen,
- für hohe Frequenzen schlechter geeignet (Gitterkapazitäten).

Bis zum Aufkommen des Transistors waren Elektronenröhren sehr wichtige Bauteile zur Verstärkung kleiner Spannungen. Ohne sie war es nicht möglich, Telefongespräche über große Entfernungen zu führen. Solche Telefongespräche waren besonders für das Militär von strategischer Bedeutung, Röhrenverstärker standen im Ersten Weltkrieg unter Geheimnisschutz.

Der Aufbau von Funkverbindungen wäre ohne Elektronenröhren nicht möglich gewesen. In jedem Radiogerät und in jedem Fernsehempfänger war eine größere Anzahl von Röhren vorhanden. Auch in den ersten Computern wurden Röhren eingesetzt. Sie sind auch für die Verstärkung kleiner Spannungen sehr hoher Frequenz noch von einer gewissen Bedeutung. Sonst wurden sie durch Transistoren und andere Halbleiter-Bauelemente abgelöst.

## 14.6 Elektronenstrahlröhren

Die von der Katode ausgesandten Elektronen werden zu einem Strahl gebündelt. Die Stelle, an der dieser Elektronenstrahl auf einen Leuchtschirm fällt, leuchtet auf. Der Elektronenstrahl wird in senkrechter und waagerechter Richtung abgelenkt. Man kann mit Hilfe des Elektronenstrahls z.B. zeitliche Verläufe von Spannungen und Strömen sichtbar machen. Es ist auch möglich, den Elektronenstrahl so abzulenken und in seiner Intensität (Helligkeit) zu steuern, dass Bilder auf dem Leuchtschirm entstehen (Bild 14.21).

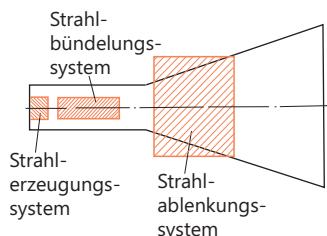


Bild 14.21  
Grundaufbau einer Elektronenstrahlröhre

Jede Elektronenstrahlröhre besteht aus:

- Strahlerzeugungssystem,
- Strahlbündelungssystem,
- Strahlablenkungssystem,
- Glaskolben mit Leuchtschirm.

### 14.6.1 Strahlerzeugungssystem

Das Strahlerzeugungssystem besteht aus einer Katode und aus einem Metallhohlyylinder, der die Katode umschließt. Dieser Zylinder wird *Wehneltzylinder* genannt. Er hat an der dem Leuchtschirm zugewandten Stirnseite eine Lochblende. Hier treten die Elektronen aus (Bild 14.22).

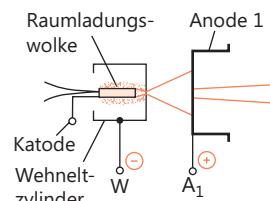


Bild 14.22  
Aufbau des Strahlerzeugungssystems

Der Wehneltzylinder erhält eine negative Spannung gegenüber Katode. Er stößt die Elektronen ab. Die Raumladungswolke wird in der Nähe der Katode konzentriert. *Mit dem Wehneltzylinder kann die Intensität des Elektronenstrahls gesteuert werden.* Je negativer die am Wehneltzylinder anliegende Spannung ist, desto geringer ist die Stromstärke des Elektronenstrahls.

Vor der Lochblende des Wehneltzylinders befindet sich eine kreisringförmige Beschleunigungselektrode, die Anode 1. Sie hat eine gegenüber der Katode konstante Spannung von etwa 300 bis 2000 V. Diese Beschleunigungselektrode saugt die Elektronen aus der Raumladungswolke durch die Lochblende. Es bildet sich ein grober Elektronenstrahl.

### 14.6.2 Strahlbündelungssystem

Die Anode 1 gehört auch zum Strahlbündelungssystem. Die Bündelung wird heute fast nur durch «elektrostatische Linsen», also mit Hilfe elektrischer Felder durchgeführt.



#### Definition

Die Bündelung des Elektronenstrahls mit Hilfe elektrischer Felder wird elektrostatische Fokussierung genannt.

Grundsätzlich ist eine Bündelung des Elektronenstrahls auch mit magnetischen Feldern möglich (magnetische Fokussierung). Die magnetische Fokussierung hat jedoch gegenüber der elektrostatischen Fokussierung einige Nachteile.

Elektrische Felder, die Elektronenstrahlen bündeln sollen, müssen bestimmte Feldlinienverläufe haben. Elektronen erfahren im elektrischen Feld eine Kraft entgegengesetzt zur Feldlinienrichtung.

Bild 14.23 zeigt die Ablenkung der Elektronen zwischen Anode 3 und Anode 4. Die ankommenden Elektronen werden zur Strahlmitte hin getrieben. Ein System aus mehreren elektrostatischen Linsen wird *Elektronenoptik* genannt.

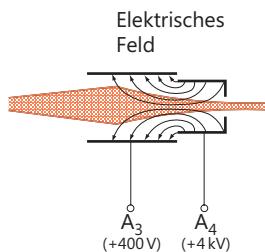


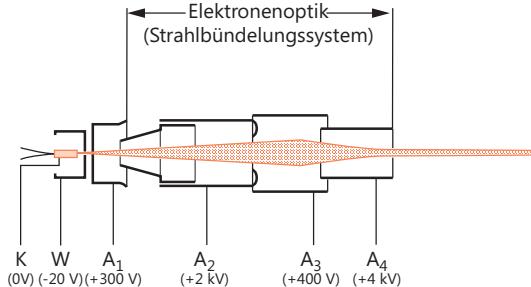
Bild 14.23  
Ablenkung der Elektronen zwischen  
Anode 3 und Anode 4

Die Elektronenoptik einer Elektronenstrahlröhre kann verschieden konstruiert sein. Meist besteht sie aus drei oder vier unterschiedlich geformten Anoden. Bild 14.24 zeigt ein Beispiel für den Aufbau einer Elektronenoptik.

Die einzelnen Anoden haben unterschiedliche Spannungen. Werden diese Spannungsverhältnisse geändert, so ändert sich der Bündelungsgrad. Die Schärfe des Strahles wird schlechter. Je nach Aufbau der Elektronenoptik erhält entweder Anode 2 oder Anode 3 eine einstellbare Spannung. Diese Anode ist die Fokussierelektrode. Durch Änderung ihrer Spannung wird die Schärfe des Elektronenstrahls eingestellt.

Das Strahlerzeugungssystem und das Strahlbündelungssystem bilden zusammen die *Elektronenkanone*.

Bild 14.24 Aufbau einer Elektronenoptik (Strahlbündelungssystem, Spannungsangaben als Beispiel)



Die am häufigsten verwendeten Elektronenstrahlröhren enthalten eine Elektronenkanone. Röhren für Zweistrahlzosilloskope enthalten zwei Elektronenkanonen. Die Bildröhren für Farbfernsehempfänger enthalten drei Elektronenkanonen.

### 14.6.3 Strahlablenksystem

Das Strahlablenksystem kann ein elektrostatisches oder ein magnetisches Ablenk- system sein.

#### Merksatz



Für Oszilloskopröhren verwendet man nur elektrostatische Ablenkung.

Das elektrostatische Ablensystem besteht aus einem vertikal (senkrecht) angeordneten Plattenpaar und aus einem horizontal (waagerecht) angeordneten Plattenpaar (Bild 14.25).

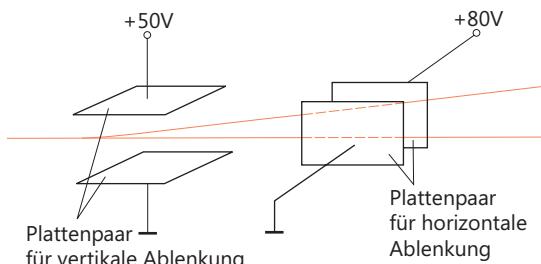


Bild 14.25  
Aufbau eines elektrostatischen Strahlablenksystems

Der Elektronenstrahl wird stets zur positiven Platte hin abgelenkt. Er wird von der positiven Platte angezogen und von der negativen Platte abgestoßen.

Mit Hilfe der beiden Plattenpaare ist es möglich, den Elektronenstrahl auf jeden Punkt des Leuchtschirmes zu lenken. Die Plattenpaare befinden sich im Inneren des Glaskolbens.

Für die elektrostatische Ablenkung ist fast keine Leistung erforderlich. Es können sehr unterschiedliche Ablenkfrequenzen angewendet werden. Es sind jedoch nur kleine Ablenkinkel erreichbar, will man nicht große Ungenauigkeiten in Kauf nehmen. Die Oszilloskopröhren haben eine im Verhältnis zum Schirmdurchmesser große Baulänge.

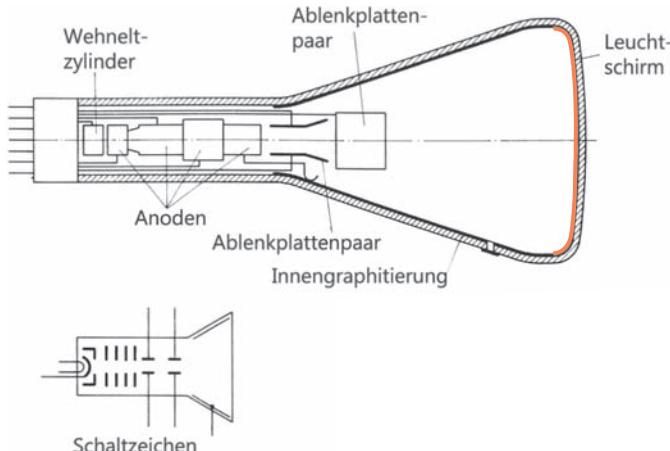


Bild 14.26 Aufbau und Schaltzeichen einer Oszilloskopröhre

Bild 14.26 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Oszilloskopröhre. Der Glaskolben hat einen Innenbelag aus Graphit oder aufgedampftem Metall. Abgetrennte Teile des Innenbelages in Schirmnähe können eine besonders hohe Spannung erhalten. Sie wirken als *Nachbeschleunigungselektrode*. Die Nachbeschleunigungselektrode beschleunigt den bereits ausgelenkten Elektronenstrahl weiter. Dadurch wird die Helligkeit des Leuchtpunktes auf dem Bildschirm erhöht.



### Merksatz

Bei Fernsehbildröhren verwendet man nur magnetische Ablenkung.

Man benötigt zwei Spulenpaare, deren Magnetfelder senkrecht aufeinander stehen. Ein Spulenpaar dient der vertikalen Auslenkung, das andere der horizontalen Auslenkung des Elektronenstrahls. Die Magnetfelder müssen bestimmte Feldverläufe haben. Die Spulenpaare sind deshalb recht kompliziert aufgebaut.

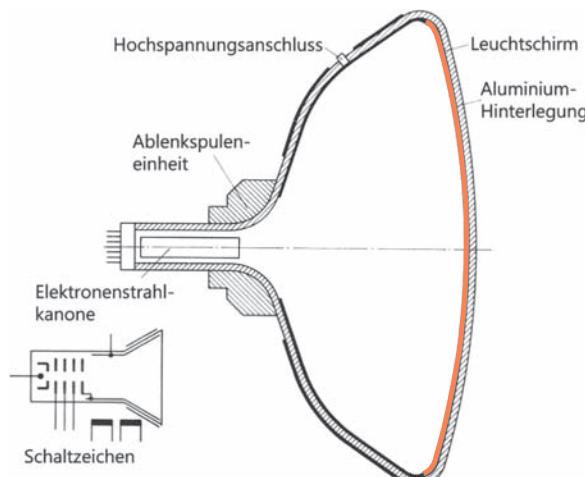


Bild 14.27 Aufbau und Schaltzeichen einer Fernsehbildröhre mit Ablenkspuleinheit

Beide Spulenpaare bilden die Ablenkeinheit. Diese Ablenkeinheit wird auf den Hals der Fernsehbildröhre geschoben (Bild 14.27).

Mit magnetischer Ablenkung erreicht man große Ablenkinkel (z.B.  $110^\circ$ ). Die Baulänge der Röhren kann dadurch kurz sein. Für sehr unterschiedliche Ablenkfrequenzen wie sie bei Oszilloskopen vorkommen, ist die magnetische Ablenkung nicht geeignet. Die Ablenkeinheiten sind verhältnismäßig teuer.

#### 14.6.4 Leuchtschirm

Die Innenseite der Schirmfläche des Glaskolbens ist mit einer Leuchtstoffsschicht überzogen. Diese Leuchtstoffe sind chemische Verbindungen, meist Oxide oder Sulfide von Zink und Cadmium mit Elementen aus der Gruppe der seltenen Erden. Sie enthalten gewisse Zusätze von Kupfer, Mangan und Nickel.

Die einzelnen Leuchtstoffe unterscheiden sich durch die Leuchtfarbe, durch ihre Helligkeit bei bestimmter Strahlstromstärke und durch ihre Nachleuchtdauer.

Für Oszilloskopröhren werden vorwiegend blaugrün strahlende Leuchtstoffe mit unterschiedlicher Nachleuchtdauer verwendet (meist etwa 0,5 s).

Für Schwarzweiß-Bildröhren bemüht man sich um einen rein weißen Leuchtstoff. Die bisher bekannten Leuchtstoffe haben alle einen kleinen Blaustich.

Die Nachleuchtdauer ist etwa 0,1 s.

#### 14.6.5 Stromkreis der Elektronenstrahlröhren

Die meisten von der Kathode ausgehenden Elektronen erreichen im gebündelten Strahl den Leuchtschirm. Sie müssen nun vom Leuchtschirm wieder abfließen. Beim Auftreffen des Elektronenstrahls entstehen Sekundärelektronen. Diese fliegen zum Innenbelag. Röhren mit großen Strahlstromstärken haben eine hauchdünne, leitfähige Hinterlegung des Bildschirms. Über diese fließen Elektronen zum Innenbelag ab (Bild 14.28).

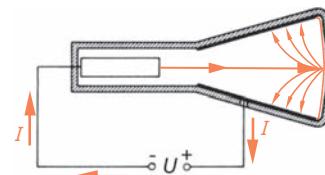


Bild 14.28  
Strahlstromkreis einer Elektronenstrahlröhre  
(die Pfeile geben die Elektronenstromrichtung an)

Moderne Fernsehbildröhren haben alle eine Aluminiumschicht hinter der Leuchtstoffsschicht. Diese Schicht wird von den schnellen Elektronen ohne Schwierigkeiten durchschlagen. Sie wirkt wie ein Spiegel und strahlt das Licht der Leuchtstoffe nach außen. Über diese Aluminiumschicht fließen die Elektronen ab.

## 14.7 Ionenröhren

### 14.7.1 Stoßionisation

Der Glaskolben einer Zweipolröhre nach Bild 14.29 enthält eine geringe Gasmenge. Aus der geheizten Katode treten Elektronen aus. Diese werden von der Anode angesaugt. Sie werden beschleunigt, treffen aber schon nach kurzer Zeit auf Gasmoleküle.

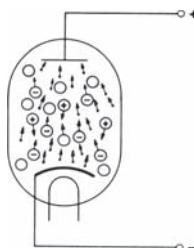


Bild 14.29  
Stoßionisation in einer gasgefüllten Röhre

Haben die Elektronen geringe Geschwindigkeit, so werden sie von den Gasmolekülen geschluckt. Die Gasmoleküle sind nun negativ geladen. Sie sind also Ionen und wandern zur Anode.

Ist die Geschwindigkeit der Elektronen etwas größer, so schlagen sie beim Eintritt in ein Gasmolekül ein anderes Elektron heraus. Dieses fliegt weiter bis zum nächsten Gasmolekül und schlägt wieder ein Elektron heraus – usw.

In den beiden Fällen wird die Zahl der geladenen Teilchen also nicht erhöht. Der durch die Röhre fließende Strom ist gering.

Haben die Elektronen jedoch eine ausreichend große Geschwindigkeit – und dies ist von einer bestimmten Anodenspannung an der Fall –, so schlägt jedes Elektron beim Auftreffen auf ein Gasmolekül 2 oder 3 Elektronen heraus. Jedes dieser herausgeschlagenen Elektronen schlägt seinerseits wieder 2 oder 3 Elektronen heraus usw. Mehr und mehr Gasmoleküle werden ionisiert. Die Ionen werden bei der herrschenden Anodenspannung so beschleunigt, dass auch sie in der Lage sind, neutrale Gasmoleküle zu ionisieren.

Es werden jetzt in der Röhre sehr viele Ladungsträger gebildet. Man spricht von einer *Ionenlawine*.



#### Merksatz

Der Strom, der durch die Röhre fließt, steigt mit Einsetzen der Ionenlawine plötzlich steil an.

Das Einsetzen der Ionenlawine wird *Zündung* genannt.

## 14.7.2 Gasdiode

Eine Zweipolröhre nach Bild 14.30 wird Gasdiode genannt. Sie ist ähnlich aufgebaut wie eine Vakuumdiode, auch Röhrendiode genannt. Nur enthält der Glaskolben eine geringe Gasfüllung. Die Katode wird geheizt.



Bild 14.30  
Schaltzeichen der Gasdiode

Bei einer bestimmten Spannung zündet die Gasdiode. Die Ionenlawine setzt ein. Die Strecke zwischen Anode und Katode wird sehr niederohmig. Es kann ein großer Strom fließen (Bild 14.31). Der Strom muss begrenzt werden.

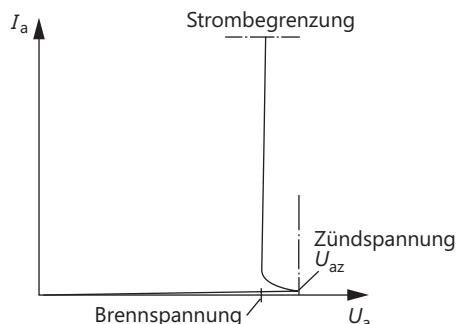


Bild 14.31  
Kennlinie einer Gasdiode

### Merksatz



Jede gasgefüllte Röhre muss mit einem Schutzwiderstand zur Strombegrenzung betrieben werden.

Fehlt dieser Schutzwiderstand, so steigt der Strom unzulässig hoch an. Die Stoßionisation wird immer intensiver. Der Gasdruck im Glaskolben steigt an. Bei einem bestimmten Gasdruck zerplatzt der Glaskolben.

Hat die Röhre gezündet, so kann die Anodenspannung ruhig etwas geringer werden. Der gezündete Zustand bleibt erhalten. Die Spannung, bei der die Röhre noch sicher arbeitet, heißt *Brennspannung*. Wird die Brennspannung unterschritten, «löscht» die Röhre (Löschanwendung).

Löschen = Ionisation setzt schlagartig aus.

### Merksatz



Jede gasgefüllte Röhre arbeitet wie ein Schalter.

Es gibt nur zwei Betriebszustände:

1. ungezündet  
(die Röhre sperrt praktisch, sehr hoher Innenwiderstand),
2. gezündet  
(die Röhre ist stromdurchlässig, sehr geringer Innenwiderstand).

*Daten einer Gasdiode:*

Zündspannung:  $\approx 20\text{ V}$

Brennspannung:  $\approx 16\text{ V}$

Betriebsstrom:  $\approx 400\text{ A}$

*Anwendung der Gasdioden:* Gleichrichterröhren für sehr hohe Stromstärken.

Die Gasdiode wurde weiterentwickelt zur Gatriode, dem sog. Thyratron. Mit diesem Bauelement konnte man große Stöme ein- und ausschalten und so die Energiezufuhr steuern.

Seit es Thyristoren für große Stromstärken gibt, werden Thyratrons kaum noch angewendet. Die Stromsteuerung mit Thyristoren ist wirtschaftlicher.

### 14.7.3 Glimmröhren

#### 14.7.3.1 Aufbau und Arbeitsweise



##### Definition

Glimmröhren sind Ionenröhren mit kalter Katode.

Röhren dieser Art werden auch *Kaltkatodenröhren* genannt.

Da auch eine kalte Katode einige wenige Elektronen aussendet und außerdem jedes Gas einige Ionen enthält, ist das Auslösen einer Ionenlawine möglich. Auch bei kalter Katode kommt es zu einer Zündung. Allerdings ist die erforderliche Zündspannung höher als bei Ionenröhren mit geheizter Katode. In Bild 14.32 ist das Schaltzeichen einer Glimmröhre dargestellt.



Bild 14.32  
Schaltzeichen der Glimmröhre

Die erforderliche *Zündspannung* und die für eine bestimmte Stromstärke erforderliche *Brennspannung* können der Kennlinie (Bild 14.33) entnommen werden.

Wird die Brennspannung unterschritten, so löscht die Röhre. Die Ionenlawine verebbt. Die Stoßionisation hört auf, und die Glimmröhre wird wieder hochohmig.

Wie jede Ionenröhre darf auch die Glimmröhre nur über einen Strombegrenzungswiderstand, auch *Schutzwiderstand* genannt, betrieben werden (Bild 14.34).

Bild 14.33

Kennlinie einer Glimmröhre

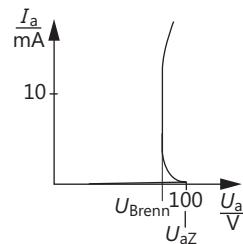
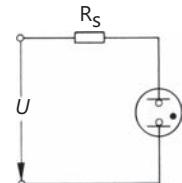


Bild 14.34

Glimmröhre mit Schutzwiderstand



Übliche Spannungs- und Stromwerte:

- Zündspannung rd. 80 V bis 150 V,
- Brennspannung rd. 70 V bis 140 V,
- Katodenstrom rd. 2 mA bis 10 mA,

Die Glimmerscheinung tritt besonders stark an der negativen Elektrode der Glimmröhre auf.

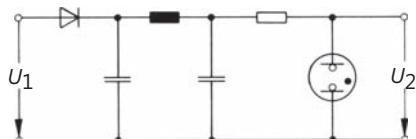
### 14.7.3.2 Anwendungen

Glimmröhren sind verhältnismäßig billig. Sie werden in großer Zahl als Betriebsanzeigelampen, als Anzeigelampen in Spannungs- und Stromprüfern und als Notbeleuchtung verwendet.

Sie eignen sich auch als Stabilisatorröhren, da ihre Brennspannung in einem größeren Laststrombereich annähernd konstant bleibt. In Bild 14.35 ist ein Netzgleichrichter mit Glimmröhren-Stabilisator dargestellt.

Bild 14.35

Netzgleichrichterschaltung mit Glimmröhrenstabilisator



Ein weiteres Anwendungsgebiet sind die Ziffern- und Zeichen-Anzeigeröhren (Nixie-Röhren).

In einem Röhrenkolben sind z.B. 10 Drahtelektroden und eine gemeinsame Gegenelektrode untergebracht. Jede Drahtelektrode hat die Form einer Dezimalziffer (Ziffernelektrode). Alle Elektroden sind aus dem Röhrenkolben herausgeführt (Bild 14.36).

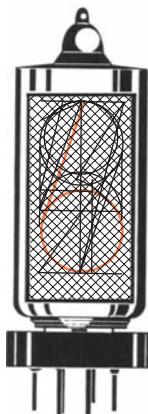


Bild 14.36  
Nixie-Röhre

Die gemeinsame Gegenelektrode wird an positive Spannung gelegt. Gibt man nun einer Ziffernelektrode eine negative Spannung, so tritt die Glimmererscheinung in ihrer unmittelbaren Umgebung auf. Die Ziffer leuchtet auf. Die Dezimalziffern Null bis Neun können dargestellt werden.

Leider liegen die erforderlichen Zündspannungen bei etwa 160 V, die Brennspannungen bei etwa 140 V. Die Stromaufnahme beträgt 1 bis 3 mA. Nixie-Röhren wurden durch die 7-Segment-LED bzw. LCD-Anzeigen ersetzt.

## 14.8 Fotozellen

### 14.8.1 Fotoemission

Lichtteilchen, sogenannte Photonen, enthalten bestimmte Energiemengen. Diese Energiemengen sind umso größer, je höher die Frequenz des Lichtes ist. Ultraviolettes Licht enthält eine größere Energie als infrarotes Licht.

Treffen die Lichtteilchen auf bestimmte Stoffe auf, die sich im Vakuum befinden, so schlagen sie aus diesen Stoffen Elektronen heraus.

Das Herauslösen der Elektronen erfolgt durch Licht. Diesen Vorgang nennt man *Fotoemission* oder äußerer fotoelektrischer Effekt.

Der Stoff, aus dem die Elektronen herausgelöst werden, heißt *Fotokatode*.



#### Definition

Unter *Fotoemission* versteht man das Herauslösen von Elektronen aus einer Fotokatode durch Licht.

Die für Fotokatoden verwendeten Werkstoffe emittieren bereits bei verhältnismäßig geringen Lichtenergien größere Mengen von Elektronen. Solche Werkstoffe sind z.B. *Cäsium*, *Lithium*, *Natrium*, *Kalium*.

Die Anzahl der pro Zeiteinheit ausgesandten Elektronen ist von der Frequenz des Lichtes bzw. von seiner Wellenlänge abhängig. Die Fotokatoden haben also für die verschiedenen Farben des Lichtes unterschiedliche Empfindlichkeit, sie haben eine sogenannte *spektrale Empfindlichkeit*. Auf «unsichtbares Licht», also auf

elektromagnetische Strahlung in der Nähe der Lichtfrequenzen, sprechen sie teilweise auch an. Es gibt Fotokatoden, die vorwiegend im Infrarotbereich empfindlich sind, und solche, die ihr Empfindlichkeitsmaximum im Ultraviolettbereich haben.

Bild 14.37 zeigt die spektrale Empfindlichkeit verschiedener Fotokatodenwerkstoffe in Abhängigkeit von der Wellenlänge der elektromagnetischen Strahlung.

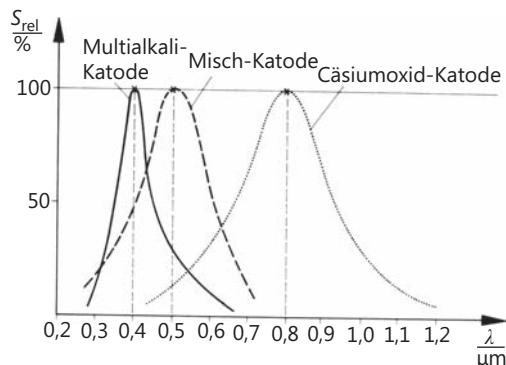


Bild 14.37  
Spektrale Empfindlichkeit  
verschiedener Fotokatodenwerkstoffe

Die besondere Empfindlichkeit für bestimmte Wellenlängen erreicht man durch Mischen der genannten und ähnlicher Werkstoffe, ferner durch Beimengen bestimmter Fremdstoffe wie Silber, Wismut, Antimon und Barium.

Häufig werden auch Fotokatoden aus sehr dünnen Schichten unterschiedlicher Werkstoffe aufgebaut.

## 14.8.2 Aufbau und Arbeitsweise

Fotozellen werden als Hochvakuum-Röhren und als gasgefüllte Röhren hergestellt.

### 14.8.2.1 Vakuumfotozellen

Die Fotokatode besteht meist aus einem etwa halbkreisförmig gebogenen Blech, auf dessen Innenfläche die emittierende Schicht aufgetragen ist. Die Anode ist ein runder Stab (Bild 14.38).

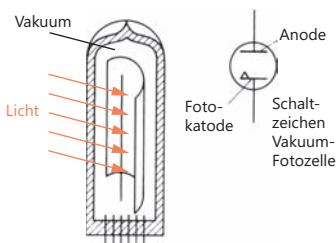


Bild 14.38  
Aufbau und Schaltzeichen einer Vakuumfotozelle

Das auf die Schicht fallende Licht verursacht die Fotoemission. Die ausgestoßenen Elektronen werden von der Anode angezogen.

Bild 14.39 zeigt den Verlauf des Stromes  $I_F$  in Abhängigkeit vom Lichtstrom  $\Phi$ . Der Lichtstrom wird in Lumen gemessen (lm).

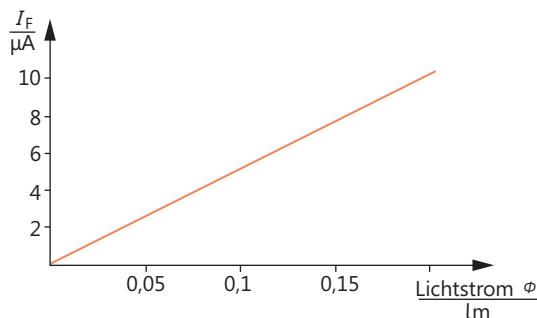


Bild 14.39  
Abhängigkeit des Stromes  $I_F$   
einer Vakuumfotozelle vom  
Lichtstrom



### Merksatz

Bei Vakuumfotozellen besteht ein linearer Zusammenhang zwischen dem Lichtstrom  $\Phi$  und der Stromstärke  $I$ .

Dabei ist vorausgesetzt, dass alle emittierten Elektronen von der Anode auch abgesaugt werden (Sättigungsbetrieb). Die Spannung  $U_1$  muss dazu etwa 80 V bis 100 V sein (Bild 14.40). Der Zusammenhang zwischen Strom  $I_F$  und Spannung  $U_a$  ist für verschiedene Lichtströme in Bild 14.41 dargestellt.

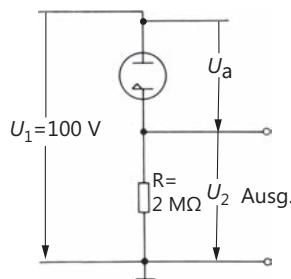


Bild 14.40  
Stromkreis einer Vakuumfotozelle  
(Sättigungsbetrieb)

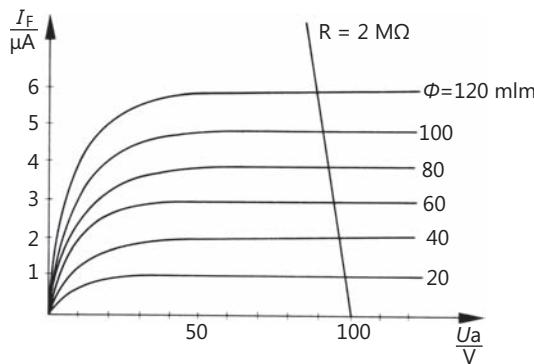


Bild 14.41  
 $I_F$ - $U_a$ -Kennlinienfeld einer  
Vakuumfotozelle

Die Empfindlichkeit beträgt etwa  $30 \text{ } \mu\text{A/lm}$  bis  $50 \text{ } \mu\text{A/lm}$ .

Vakuumfotozellen werden wegen des linearen Zusammenhangs zwischen Lichtstrom  $\Phi$  und Strom  $I_F$  (bei Sättigungsbetrieb) vor allem für Lichttonschaltungen in Tonfilmprojektoren verwendet. In der Industrieelektronik werden sie überall dort verwendet, wo dieser lineare Zusammenhang zwischen  $I_F$  und  $\Phi$  gefordert wird.

### 14.8.2.2 Gasfotozellen

Gasfotozellen sind im Prinzip gleich aufgebaut wie Vakuumfotozellen. Nur enthält der Glaskolben eine geringe Menge Gas. Die Schaltzeichen der Gasfotozelle zeigt Bild 14.42. Die von der Fotokatode zur Anode fliegenden Elektronen stoßen auf ihrem Weg mit Gasteilchen zusammen und ionisieren diese. Dadurch entstehen zusätzliche Ladungsträger. Die Gasfotozelle liefert unter sonst gleichen Bedingungen bei gleichem Lichtstrom  $\Phi$  einen größeren Strom  $I_F$  (Bild 14.43).

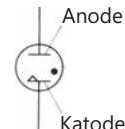


Bild 14.42  
Schaltzeichen der Gasfotozelle

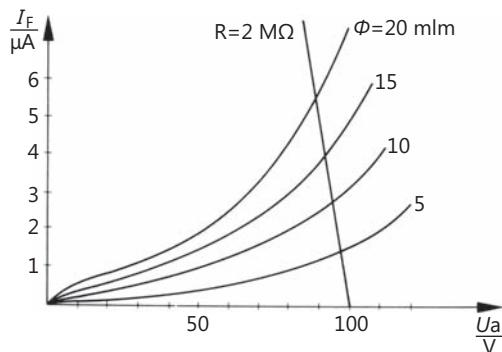


Bild 14.43  
 $I_F$ - $U_a$ -Kennlinienfeld  
einer Gasfotozelle

#### Merkzettel



Die Gasfotozelle ist empfindlicher als die Vakuumfotozelle.

Die Empfindlichkeit beträgt etwa 200  $\mu\text{A/lm}$ .

Der Zusammenhang zwischen Lichtstrom  $\Phi$  und Strom  $I_F$  ist nur näherungsweise linear.

Tritt im Betrieb eine zu hohe Anodenspannung auf, so kann es zu einer «Zündung» kommen. Durch die dann auftretende Ladungsträgerlawine wird die Fotozelle zerstört. Die Gasfotozelle wird überall dort angewendet, wo man die wesentlichen Eigenschaften der Vakuumfotozelle aber eine höhere Empfindlichkeit benötigt.

## 14.9 Lernziel-Test

1. Bei Elektronenröhren werden Elektronen durch Thermoemission freigesetzt.  
Wovon hängt die Anzahl der pro Zeiteinheit ausgestoßenen Elektronen ab?
2. Wie ist eine Röhrendiode aufgebaut und wie arbeitet sie?
3. Skizzieren Sie die  $I_a$ - $U_a$ -Kennlinie einer Röhrendiode.
4. Erklären Sie Aufbau und Arbeitsweise einer Dreipolröhre (Triode).
5. Wie wird bei einer Triode der Anodenstrom gesteuert?
6. Erklären Sie die Begriffe Steilheit, Durchgriff und Innenwiderstand einer Triode.
7. Skizzieren Sie die Schaltung einer einfachen Verstärkerstufe mit Triode.
8. Wie ist eine Pentode aufgebaut?
9. Bei Elektronenstrahlröhren werden die Elektronen zu einem Strahl gebündelt.  
Wie geschieht dies?
10. Was versteht man unter einer Elektronenkanone?
11. Wie funktioniert die elektrostatische Elektronenstrahl-Ablenkung?
12. Wodurch unterscheiden sich Ionenröhren von Elektronenröhren?
13. Was versteht man unter Stoßionisation?
14. Wie arbeitet eine Glimmröhre?
15. Erklären Sie den prinzipiellen Aufbau von Fotozellen.
16. Was versteht man unter dem äußeren fotoelektrischen Effekt?

# 15 Lösungen der Lernziel-Tests

Es werden die Lösungen der Zeichenaufgaben und der Berechnungen angegeben. Die Antworten auf Verständnisfragen können im Allgemeinen leicht dem Buchtext entnommen werden. Sie werden hier nur formuliert, wenn die Entnahme aus dem Buchtext schwierig ist.

## Kapitel 1

1. bis 8. siehe Buchtext

## Kapitel 2

1. bis 7. siehe Buchtext

- |                       |           |
|-----------------------|-----------|
| 8. a) 10 000 $\Omega$ | $\pm$ 5%  |
| b) 820 $\Omega$       | $\pm$ 10% |
| c) 2,2 $\Omega$       | $\pm$ 5%  |
| d) 47 M $\Omega$      | $\pm$ 20% |
| e) 0,15 $\Omega$      | $\pm$ 10% |
| f) 5,36 $\Omega$      | $\pm$ 2%  |
| g) 887 M $\Omega$     | $\pm$ 1%  |
| h) 274 $\Omega$       | $\pm$ 2%  |
| i) 13,8 $\Omega$      | $\pm$ 1%  |
| k) 4,32 k $\Omega$    | $\pm$ 1%  |

- | 9. 1. Ring | 2. Ring | 3. Ring | 4. Ring | 5. Ring |
|------------|---------|---------|---------|---------|
| a) orange  | violett | gelb    | silber  | braun   |
| b) blau    | grau    | braun   | orange  | rot     |
| c) braun   | braun   | gelb    | schwarz | grün    |
| d) rot     | gelb    | blau    | gelb    | grün    |
| e) gelb    | blau    | gelb    | rot     | braun   |
| f) violett | braun   | grün    | braun   | rot     |

10. bis 15. siehe Buchtext

16. siehe Bild 2.20

17. bis 19. siehe Buchtext

20.  $\Delta R = 6,615 \Omega$ ,  $R_w = 496,615 \Omega$

21., 22. siehe Buchtext

23. siehe Bild 2.27

24., 25. siehe Buchtext

26. siehe Bild 2.33

$$27. \text{ a)} \quad I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \left( \frac{20}{120} \right)^{\frac{1}{0,3}} \text{A} = 0,1667^{3,333} \text{A} = 2,551 \text{ mA}$$

$$\underline{\underline{R = \frac{U}{I} = \frac{20 \text{ V}}{7,840 \text{ mA}} = 7,840 \text{ k}\Omega}}$$

$$\text{b)} \quad I = \left( \frac{U}{C} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \left( \frac{100}{120} \right)^{\frac{1}{0,3}} = 0,8333^{3,333} = 544,5 \text{ mA}$$

$$\underline{\underline{R = \frac{U}{I} = \frac{100 \text{ V}}{544,5 \text{ mA}} = 183,65}}$$

28. Der Ohmwert des VDR-Widerstandes ändert sich mit der angelegten Spannung.  
Die Form des entstehenden Stromes kann daher nicht der Form der Spannung entsprechen.

29. siehe Buchtext

## Kapitel 3

1. bis 4. siehe Buchtext

$$5. \quad \Delta C = C_{20} \cdot \text{c} \cdot \Delta \vartheta$$

$$\Delta C = 2,2 \text{ nF} \cdot (-2,5 \cdot 10^{-3}) \frac{1}{\text{K}} \cdot 70 \text{ K}$$

$$\Delta C = -385 \text{ pF}$$

$$C_{95} = C_{25} + \Delta C = 2200 \text{ pF} - 385 \text{ pF}$$

$$\underline{\underline{C_{95} = 1815 \text{ pF}}}$$

6. bis 16. siehe Buchtext

$$17. \quad W = \frac{1}{2} C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 2200 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cdot (450 \text{ V})^2$$

$$W = 1100 \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}} \cdot 202\,500 \text{ V}^2$$

$$\underline{\underline{W = 222,75 \text{ Ws}}}$$

$$18. \quad = R \cdot C = 10 \cdot 10^6 \Omega \cdot 6800 \cdot 10^{-6} \frac{\text{As}}{\text{V}}$$

$$= 68\,000 \text{ s}$$

$$\text{Entladzeit: } 5\tau = 340\,000 \text{ s} = 94,44 \text{ h}$$

Der Kondensator ist nach 94,44 Stunden, also nach etwa 4 Tagen, entladen.

$$19. \tan = \frac{R}{X_C} \quad X_C = \frac{1}{C}$$

$$X_C = \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \frac{1}{\text{s}} \cdot 47 \cdot 10^{-9} \frac{\text{As}}{\text{V}}}$$

$$X_C = \frac{100\,000}{6,28 \cdot 47} \Omega$$

$$X_C = 338,8 \Omega$$

$$R = X_C \cdot \tan \delta = 338,8 \Omega \cdot 0,02$$

$$\underline{\underline{R = 6,776 \Omega}} \quad \underline{\underline{Q = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{1}{0,02} = 50}}$$

$$20. \frac{1}{C_g} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

$$\frac{1}{C_g} = \left( \frac{1}{100} + \frac{1}{22} + \frac{1}{47} \right) \frac{1}{\text{nF}} = 0,07673 \frac{1}{\text{nF}}$$

$$\underline{\underline{C_g = 13,03 \text{nF}}}$$

$$21. \frac{1}{C_g} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_g} - \frac{1}{C_1} = \left( \frac{1}{359} - \frac{1}{1000} \right) \frac{1}{\text{nF}}$$

$$\underline{\underline{C_2 = 560 \text{nF}}}$$

22. bis 26. siehe Buchtext

$$27. \frac{1}{L_g} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}$$

$$\frac{1}{L_g} = \left( \frac{1}{20} + \frac{1}{100} + \frac{1}{1000} \right) \frac{1}{\text{mH}}$$

$$\underline{\underline{L_g = 16,39 \text{ mH}}}$$

$$28. C_{45} = \frac{C_4 \cdot C_5}{C_4 + C_5} = \frac{4 \cdot 6}{4+6} \mu\text{F} = 2,4 \mu\text{F}$$

$$C_{345} = C_3 + C_{45} = 2 \mu\text{F} + 2,4 \mu\text{F} = 4,4 \mu\text{F}$$

$$C_{2345} = C_{345} + C_2 = 4,4 \mu\text{F} + 100 \text{nF} = 4,5 \mu\text{F}$$

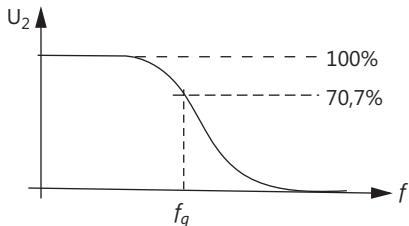
$$C_g = \frac{C_2 \cdot C_{2345}}{C_2 + C_{2345}} = \frac{2 \cdot 4,5}{2+4,5} \mu\text{F}$$

$$\underline{\underline{C_g = 1,385 \mu\text{F}}}$$

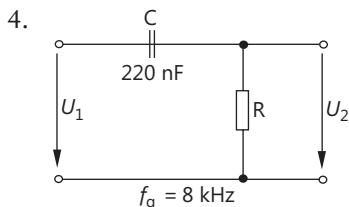
## Kapitel 4

1. siehe Buchtext

$$2. f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \Omega \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \frac{\text{As}}{\text{V}}} \\ f_g = \frac{10^9}{6,28 \cdot 100 \cdot 4,7} \text{Hz} = \frac{1\,000\,000}{6,28 \cdot 100 \cdot 4,7} \text{kHz} \\ f_g = \underline{\underline{338,8 \text{ kHz}}}$$



3. siehe Buchtext



$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \\ R = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot f_g} \\ R = \frac{1}{6,28 \cdot 220 \cdot 10^{-9} \frac{\text{As}}{\text{V}} \cdot 8 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{s}}} \\ R = \underline{\underline{90,47 \Omega}}$$

$$5. f_g = \frac{R}{2\pi \cdot L} \\ L = \frac{R}{2\pi \cdot f_g} = \frac{8 \Omega}{6,28 \cdot 300 \frac{1}{\text{s}}} = \frac{8000 \text{ mH}}{6,28 \cdot 300} \\ L = \underline{\underline{4,246 \text{ mH}}}$$

6., 7. siehe Buchtext

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

8.  $C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} = \frac{1}{\left(6,28 \cdot 19000 \frac{1}{\text{s}}\right)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \Omega \text{s}}$

$$C = \frac{1}{39,44 \cdot 361 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} \quad F = 0,03512 \mu\text{F}$$

$C = 35,12 \text{ nF}$

9. bis 14. siehe Buchtext

15. Berechnung des gleichwertigen Parallelwiderstandes  $R$ :

$$R = \frac{L}{C \cdot (R_{r1} + R_{r2})} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \Omega \text{s}}{47 \cdot 10^{-12} \text{Ss} \cdot (10 \Omega + 22 \Omega)}$$

$R = 6,649 \text{ k}\Omega$

Berechnung der Resonanzfrequenz  $f_r$ :

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{10 \cdot 10^{-6} \Omega \text{s} \cdot 47 \cdot 10^{-12} \text{Ss}}}$$

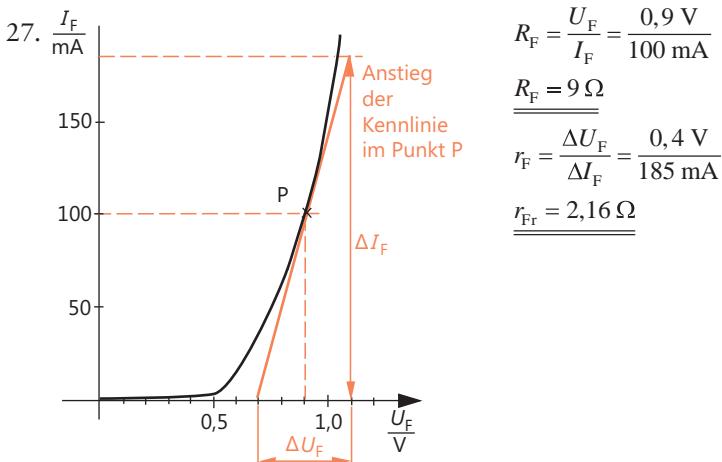
$$f_r = \frac{1}{6,28 \cdot \sqrt{470 \cdot 10^{-9}}} \quad H = \frac{1000 \text{ MHz}}{6,28 \cdot 21,68}$$

$f_r = 7,345 \text{ MHz}$

16. bis 19. siehe Buchtext

## Kapitel 5

1. bis 26. siehe Buchtext



28. bis 30. siehe Buchtext

31. siehe Buchtext und Bild 5.40

32. siehe Buchtext und Bild 5.47

33. bis 35. siehe Buchtext

## Kapitel 6

1. bis 6. siehe Buchtext

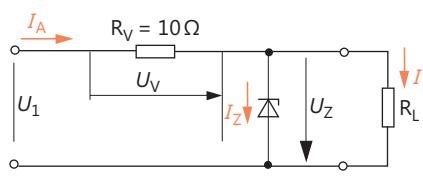
7. siehe Buchtext und Bilder 6.1, 6.3

8. bis 13. siehe Buchtext

14. a) Z-Diode darf nicht überlastet werden:

$$U_1 = 20 \text{ V} + 2 \text{ V} = 22 \text{ V}$$

$$U_V = U_1 - U_Z = 22 \text{ V} - 8 \text{ V} = 14 \text{ V}$$



$$I_{Z\max} = \frac{P_{\text{tot}}}{U_Z} = \frac{8 \text{ W}}{8 \text{ V}} = 1 \text{ A}$$

$$I_{Z\min} = 5 \text{ mA}$$

$$I_A = \frac{U_V}{R_V} = \frac{14 \text{ V}}{10 \Omega} = \frac{14 \text{ V}}{10 \Omega} = 1,4 \text{ A}$$

$$I_L = I_A - I_{Z\max} = 1,4 \text{ A} - 1 \text{ A}$$

$$I_L = 0,4 \text{ A}$$

$$R_{L\max} = \frac{U_Z}{I_L} = \frac{8 \text{ V}}{0,4 \text{ A}} = 20 \Omega$$

b) Die Schaltung muss noch stabilisieren:

$$U_1 = 20 \text{ V} - 2 \text{ V} = 18 \text{ V}$$

$$U_V = U_1 - U_Z = 18 \text{ V} - 8 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

$$I_A = \frac{U_V}{R_V} = \frac{10 \text{ V}}{10 \Omega} = 1 \text{ A}$$

$$I_L = I_A - I_{Z\min} = 1 \text{ A} - 0,005 \text{ A}$$

$$I_L = 0,995 \text{ A}$$

$$R_{L\min} = \frac{U_Z}{I_L} = \frac{8 \text{ V}}{0,995 \text{ A}} = 8,04 \Omega$$

Der Lastwiderstand muss im Bereich  $8,04 \Omega$  bis  $20 \Omega$  liegen.

15. bis 25. siehe Buchtext

## Kapitel 7

1. bis 11. siehe Buchtext

12. siehe Bild 7.23

13., 14. siehe Buchtext

## 15. Berechnung der Verstärkerschaltung Bild 7.60:

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{6 \text{ mA}}{20} = 300 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_C + I_B = 6,3 \text{ mA}$$

$$I_q = 6 \cdot I_B = 1,8 \text{ mA}$$

$$I_{RC} = I_C + I_B + I_q = 8,1 \text{ mA}$$

$$U_E = I_E \cdot R_E = 6,3 \text{ mA} \cdot 220 \Omega$$

$$U_E = 1,386 \text{ V}$$

$$U_{RC} = I_{RC} \cdot R_C = 8,1 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega$$

$$U_{RC} = 8,1 \text{ V}$$

$U_2$ : Spannung an  $R_2$

$$U_2 = U_{BE} + U_{RE} = 0,72 \text{ V} + 1,386 \text{ V}$$

$$U_2 = 2,106 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{U_2}{I_q} = \frac{2,105 \text{ V}}{1,8 \text{ mA}}$$

$$\underline{\underline{R_2 = 1,17 \text{ k}\Omega}}$$

$U_1$ : Spannung an  $R_1$

$$U_1 = U_B - U_{RC} - U_2 = 18 \text{ V} - 8,1 \text{ V} - 2,106 \text{ V}$$

$$U_1 = 7,794 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{U_1}{I_B + I_q} = \frac{7,794 \text{ V}}{2,1 \text{ mA}}$$

$$\underline{\underline{R_1 = 3,711 \Omega}}$$

## 16. Berechnung der Verstärkerschaltung Bild 7.61:

$$U_B = U_{RC} + U_{CE} + U_E$$

$$I_C \cdot R_C + I_E \cdot R_E = 6,5 \text{ V}$$

$$U_B - U_{CE} = U_{RC} + U_E$$

$$60 \cdot I_B \cdot R_C + 61 \cdot I_B \cdot R_E = 6,5 \text{ V}$$

$$U_{RC} + U_E = 12 \text{ V} - 5,5 \text{ V}$$

$$I_B = (60 \cdot R_C + 61 \cdot R_E) = 6,5 \text{ V}$$

$$U_{RC} + U_E = 6,5 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{6,5 \text{ V}}{60 \cdot R_C + 61 \cdot R_E}$$

$$I_B = \frac{6,5 \text{ V}}{60 \cdot R_C + 61 \cdot R_E} = \frac{6,5 \text{ V}}{60 \cdot 1000 \Omega + 61 \cdot 220 \Omega} = \frac{6,5 \text{ V}}{73,42 \text{ k}\Omega} = 88,53 \mu\text{A}$$

Da  $B = 60$  gilt :

$$I_C = 60 \cdot I_B; \quad I_E = 61 \cdot I_B$$

$$I_C = 60 \cdot I_B = 60 \cdot 88,53 \mu\text{A} = 5,312 \text{ mA}$$

$$I_E = I_C + I_B = 5,312 \text{ mA} + 88,53 \mu\text{A} = 5,4 \text{ mA}$$

$$U_{RC} = I_C \cdot R_C = 5,312 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 5,312 \text{ V}$$

$$U_E = I_E \cdot R_E = 5,4 \text{ mA} \cdot 200 \Omega = 1,08 \text{ V}$$

$U_2$ : Spannung an  $R_2$

$$U_2 = U_E + U_{BE} = 1,08 \text{ V} + 0,75 \text{ V} = 1,83 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{U_2}{I_q} = \frac{U_2}{3 \cdot I_B} = \frac{1,83 \text{ V}}{3 \cdot 88,53 \mu\text{A}} = \frac{1,83 \text{ V}}{0,2656 \text{ mA}}$$

$$\underline{\underline{R_2 = 6,89 \text{ k}\Omega}}$$

$U_1$ : Spannung an  $R_1$

$$U_1 = U_B - U_2 = 12 \text{ V} - 1,83 \text{ V}$$

$$U_1 = 10,17 \text{ V}$$

$$R_l = \frac{U_1}{I_B + I_q} = \frac{10,17 \text{ V}}{88,53 \mu\text{A} + 265,6 \mu\text{A}} = \frac{10,17 \text{ V}}{0,3541 \text{ mA}}$$

$R_l = 28,72 \text{ k}\Omega$

$$U_{CE} = U_B - U_{RC} - U_E = 12 \text{ V} - 5,312 \text{ V} - 1,08 \text{ V}$$

$U_{CE} = 5,608 \text{ V}$

17. bis 19. siehe Buchtext

$$20. P_{\text{tot}} = \frac{T_j - T_x}{R_{\text{thU}}} = \frac{170 \text{ }^{\circ}\text{C} - 50 \text{ }^{\circ}\text{C}}{80 \frac{\text{ }^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} = \frac{120}{80} \text{ W}$$

$P_{\text{tot}} = 1,5 \text{ W}$

21. bis 23. siehe Buchtext

24. Die Schaltung stellt eine Verstärkerstufe in Basisschaltung dar.

Die Schaltung Bild 7.58 wurde nur in anderer Form dargestellt.

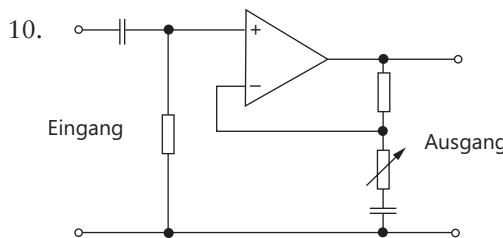
25. siehe Bild 7.48 und Buchtext

## Kapitel 8

1. bis 5. siehe Buchtext
6. Die Schaltung stellt eine Verstärkerstufe mit n-Kanal-Sperrschiicht-FET in Sourceschaltung dar (Bild 8.19).
7. bis 12. siehe Buchtext
13. Die Schaltung zeigt eine Verstärkerstufe in Sourceschaltung mit selbstleitendem p-Kanal-MOS-FET (ähnlich Bild 8.39).
14. bis 20. siehe Buchtext

## Kapitel 9

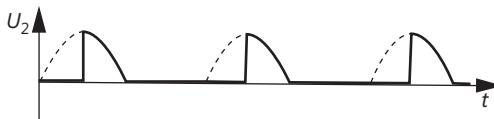
1. bis 9. siehe Buchtext



## Kapitel 10

1. bis 11. siehe Buchtext

12.



13. siehe Buchtext

14. Die Schaltung stellt eine Motorsteuerung dar (siehe Bilder 10.28, 10.29).

15. bis 17. siehe Buchtext

18. Die Schaltung ist eine gesteuerte Gleichrichterschaltung in Brückenschaltung. Die beiden Halbwellen werden mit Hilfe der beiden Thyristoren angeschnitten (Phasenanschnittssteuerung). Der Impulsgeber erzeugt die Steuerimpulse für die Thyristoren und bestimmt den Zündverzögerungswinkel.

## Kapitel 11

1. bis 7. siehe Buchtext

8. Die Schaltung ist eine Motorsteuerung mit Triac. Die induzierte Ankerspannung  $U_A$  ist der Drehzahl proportional. Sinkt die Drehzahl ab, so sinkt auch die Ankerspannung  $U_A$ . Die Zündspannung  $U_z$  ist die Differenz zwischen der Potentiometerspannung ( $U_p$ ) und der Ankerspannung  $U_A$  ( $U_z = U_p - U_A$ ). Wird die Drehzahl geringer, so wird die Ankerspannung kleiner und damit die Zündspannung größer. Der Diac zündet früher. Der Motor erhält mehr Leistung und dreht wieder schneller. Die Nenndrehzahl ist mit Hilfe des Potentiometerabgriffs einstellbar.

## Kapitel 12

1. bis 11. siehe Buchtext

## Kapitel 13

1., 2. siehe Buchtext

3. Lösung: 
$$U_H = R_H \cdot \frac{I \cdot B}{d}$$

$$U_H = \frac{230 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3 \cdot 80 \text{ mA} \cdot 0,9 \text{ Vs}}{\text{As} \cdot 0,2 \text{ mm} \cdot \text{m}^2}$$

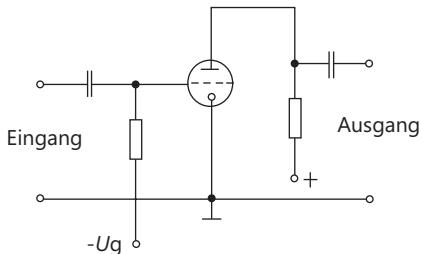
$$\underline{\underline{U_H = 82,8 \text{ mV}}}$$

4. bis 10. siehe Buchtext

## Kapitel 14

1. bis 6. siehe Buchtext

7.



8. bis 16. siehe Buchtext.

## Anhang

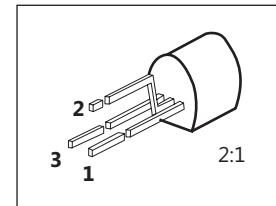
Datenblätter der Transistoren BC 516 und BC 517  
aus Unterlagen der Firma Siemens

# SIEMENS

## PNP Silicon Darlington Transistor

BC 516

- High current gain
- High collector current
- Complementary type: BC 517 (NPN)



Type	Marking	Ordering Code	Pin Configuration			Package <sup>1)</sup>
			1	2	3	
BC 516	-	Q62702-C944	C	B	E	TO-92

### Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CEO}$	30	V
Collector-base voltage	$V_{CBO}$	40	
Emitter-base voltage	$V_{EBO}$	10	
Collector current	$I_C$	500	mA
Peak collector current	$I_{CM}$	800	
Base current	$I_B$	100	
Peak base current	$I_{BM}$	200	
Total power dissipation, $T_C = 66^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	625	mW
Junction temperature	$T_j$	150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range	$T_{stg}$	-65 ... +150	

### Thermal Resistance

Junction-ambient	$R_{thJA}$	$\leq 200$	K/W
Junction-case <sup>2)</sup>	$R_{thJC}$	$\leq 135$	

<sup>1)</sup> For detailed information see chapter Package Outlines.

<sup>2)</sup> Mounted on Al heat sink 15 mm × 25 mm × 0.5 mm.

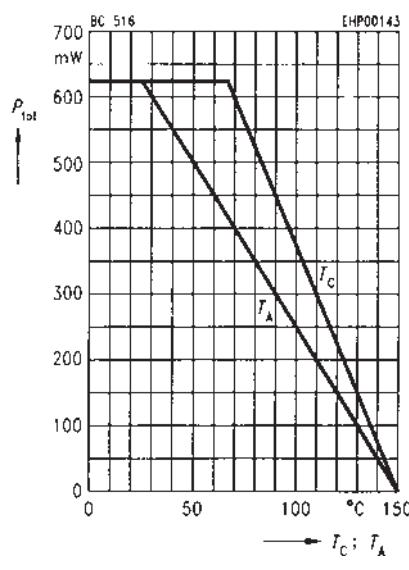
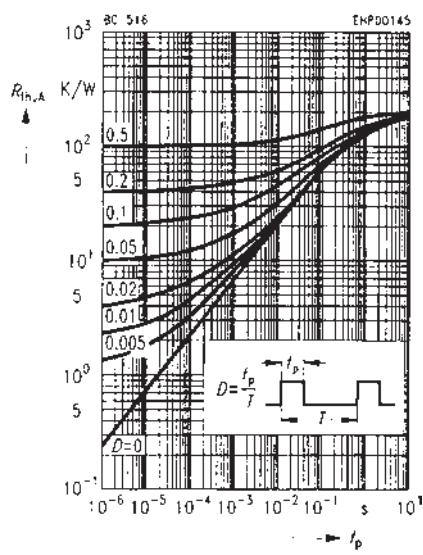
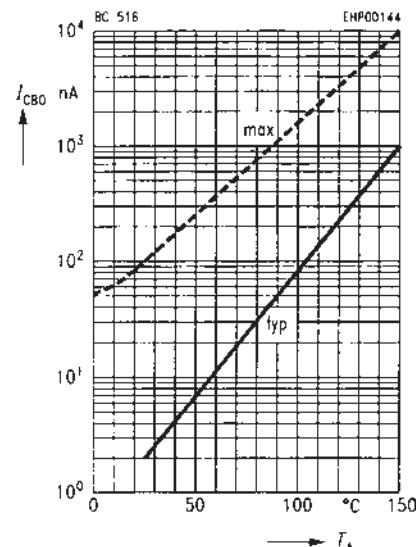
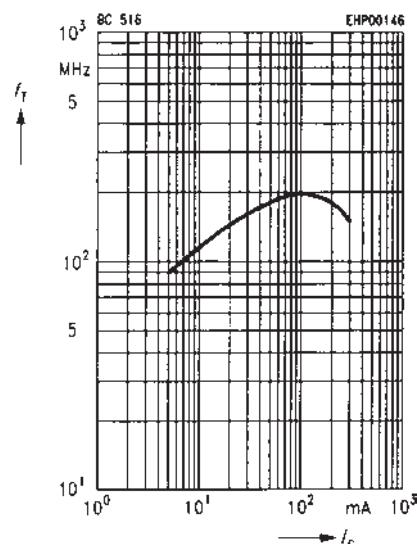
Electrical Characteristics  
at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
<b>DC characteristics</b>					
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 10 \text{ mA}$	$V_{(\text{BR})\text{CEO}}$	30	–	–	V
Collector-base breakdown voltage $I_C = 100 \mu\text{A}$	$V_{(\text{BR})\text{CBO}}$	40	–	–	
Emitter-base breakdown voltage $I_E = 10 \mu\text{A}$	$V_{(\text{BR})\text{CEO}}$	10	–	–	
Collector cutoff current $V_{\text{CB}} = 30 \text{ V}$ $V_{\text{CB}} = 30 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$	$I_{\text{CBO}}$	–	–	100	nA
–		–	–	10	$\mu\text{A}$
Emitter cutoff current $V_{\text{EB}} = 4 \text{ V}$	$I_{\text{EBO}}$	–	–	100	nA
DC current gain $I_C = 20 \text{ mA}; V_{\text{CE}} = 2 \text{ V}$	$b_{\text{FE}}$	30 000	–	–	–
Collector-emitter saturation voltage <sup>1)</sup> $I_C = 100 \text{ mA}; I_S = 0.1 \text{ mA}$	$V_{\text{CESat}}$	–	–	1	V
Base-emitter voltage <sup>1)</sup> $I_C = 10 \text{ mA}; V_{\text{CE}} = 5 \text{ V}$	$V_{\text{BE}}$	–	–	1.4	

### AC characteristics

Transition frequency $I_C = 50 \text{ mA}; V_{\text{CE}} = 5 \text{ V}, f = 20 \text{ MHz}$	$f_T$	–	200	–	MHz
Output capacitance $V_{\text{CB}} = 10 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	$C_{\text{obo}}$	–	3.5	–	pF

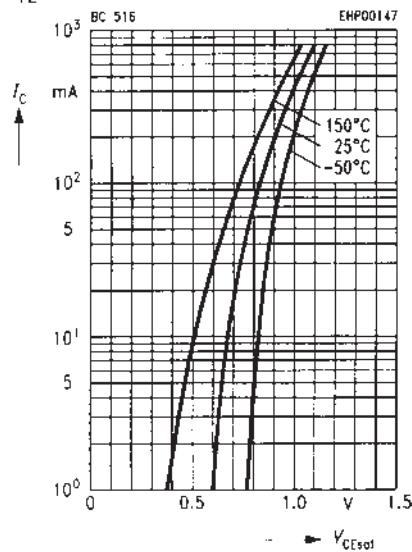
<sup>1)</sup> Pulse test;  $t \leq 300 \mu\text{s}$ ,  $D \leq 2\%$ .

**Total power dissipation**  $P_{\text{tot}} = f(T_A; T_C)$ **Permissible pulse load**  $R_{\text{thJA}} = f(t_p)$ **Collector cutoff current**  $I_{\text{CBO}} = f(T_A)$  $V_{\text{CB}} = 30 \text{ V}$ **Transition frequency**  $f_T = f(I_C)$  $V_{\text{CE}} = 5 \text{ V}$ 

**Collector-emitter saturation voltage**

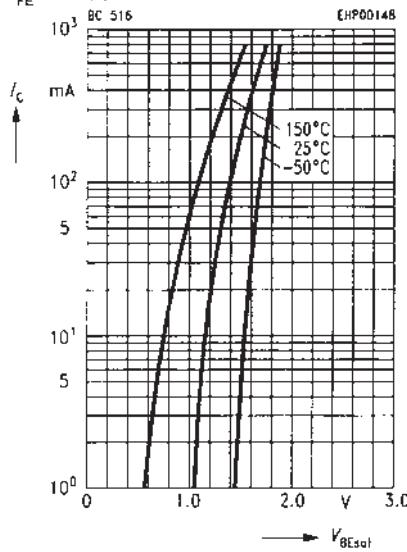
$$I_C = f(V_{CEsat})$$

$$h_{FE} = 1000$$

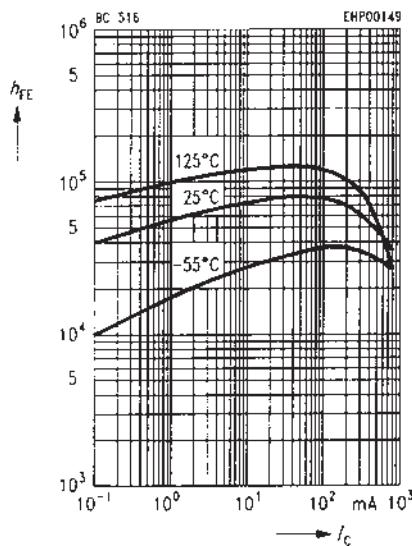
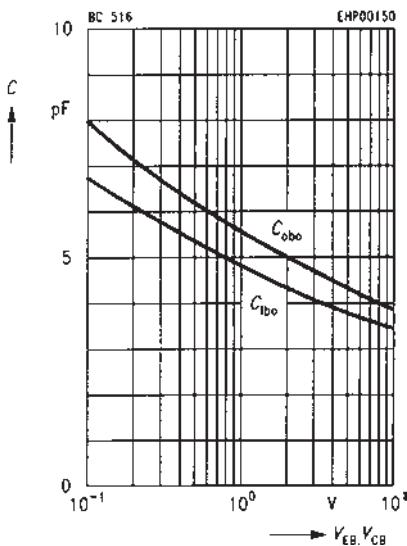
**Base-emitter saturation voltage**

$$I_C = f(V_{BESat})$$

$$h_{FE} = 1000$$

**DC current gain  $h_{FE} = f(I_C)$** 

$$V_{CE} = 2 \text{ V}$$

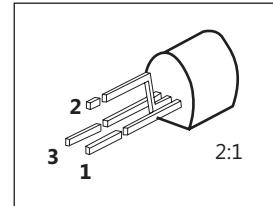
**Capacitance  $C = f(V_{EB}, V_{CB})$** 

# SIEMENS

## NPN Silicon Darlington Transistor

BC 517

- High current gain
- High collector current
- Complementary type: BC 516 (PNP)



Type	Marking	Ordering Code	Pin Configuration	1	2	3	Package <sup>1)</sup>
BC 517	-	Q62702-C825	C	B	E		TO-92

### Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CEO}$	30	V
Collector-base voltage	$V_{CBO}$	40	
Emitter-base voltage	$V_{EBO}$	10	
Collector current	$I_C$	500	mA
Peak collector current	$I_{CM}$	800	
Base current	$I_B$	100	
Peak base current	$I_{BM}$	200	
Total power dissipation, $T_C = 66^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	625	mW
Junction temperature	$T_j$	150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range	$T_{stg}$	-65 ... +150	

### Thermal Resistance

Junction-ambient	$R_{thJA}$	$\leq 200$	K/W
Junction-case <sup>2)</sup>	$R_{thJC}$	$\leq 135$	

<sup>1)</sup> For detailed information see chapter Package Outlines.

<sup>2)</sup> Mounted on Al heat sink 15 mm × 25 mm × 0.5 mm.

Electrical Characteristics  
at  $T_A=25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	

### DC characteristics

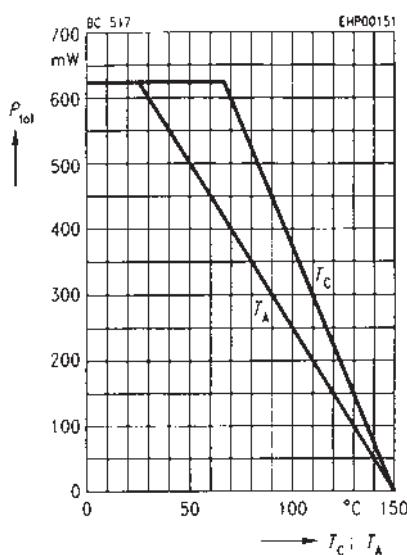
Collector-emitter breakdown voltage $I_C=10\text{ mA}$	$V_{(\text{BR})\text{CEO}}$	30	-	-	V
Collector-base breakdown voltage $I_C=100\text{ }\mu\text{A}$	$V_{(\text{BR})\text{CBO}}$	40	-	-	
Emitter-base breakdown voltage $I_E=10\text{ }\mu\text{A}$	$V_{(\text{BR})\text{EBO}}$	10	-	-	
Collector cutoff current $V_{\text{CB}}=30\text{ V}$ $V_{\text{CB}}=30\text{ V}, T_A=150^\circ\text{C}$	$I_{\text{CBO}}$	-	-	100 10	nA $\mu\text{A}$
Emitter cutoff current $V_{\text{EB}}=4\text{ V}$	$I_{\text{EBO}}$	-	-	100	nA
DC current gain $I_C=20\text{ mA}; V_{\text{CE}}=2\text{ V}^1)$	$b_{\text{FE}}$	30 000	-	-	-
Collector-emitter saturation voltage <sup>1)</sup> $I_C=100\text{ mA}; I_B=0.1\text{ mA}$	$V_{\text{CEsat}}$	-	-	1	V
Base-emitter voltage <sup>1)</sup> $I_C=10\text{ mA}; V_{\text{CE}}=5\text{ V}$	$V_{\text{BE}}$	-	-	1.4	

### AC characteristics

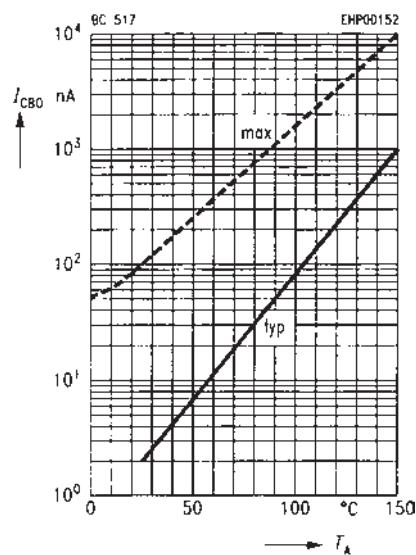
Transition frequency $I_C=50\text{ mA}; V_{\text{CE}}=5\text{ V}, f=20\text{ MHz}$	$f_T$	-	150	-	MHz
Output capacitance $V_{\text{CB}}=10\text{ V}, f=1\text{ MHz}$	$C_{\text{obo}}$	-	3.5	-	pF

<sup>1)</sup> Pulse test;  $t \leq 300\text{ }\mu\text{s}, D \leq 2\%$ .

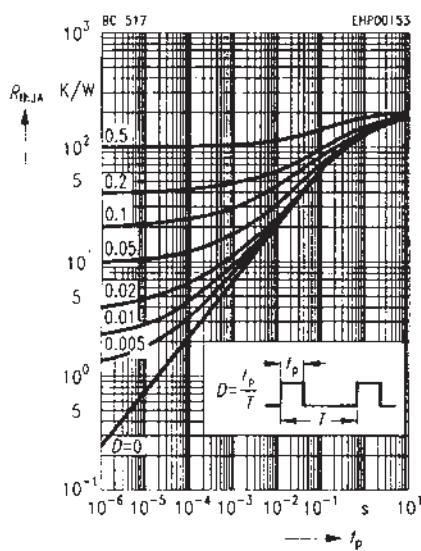
**Total power dissipation**  $P_{\text{tot}} = f(T_A; T_C)$



**Collector cutoff current**  $I_{\text{CBO}} = f(T_A)$

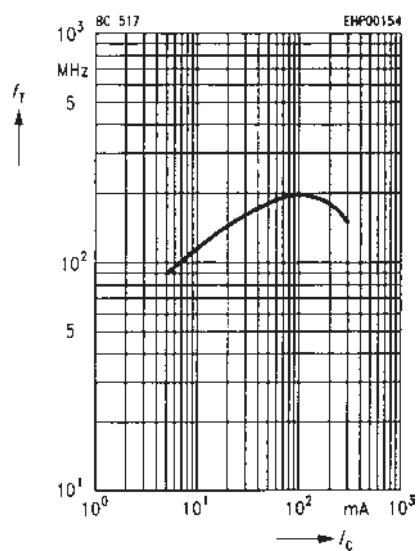


**Permissible pulse load**  $R_{\text{thJA}} = f(t_p)$



**Transition frequency**  $f_T = f(I_C)$

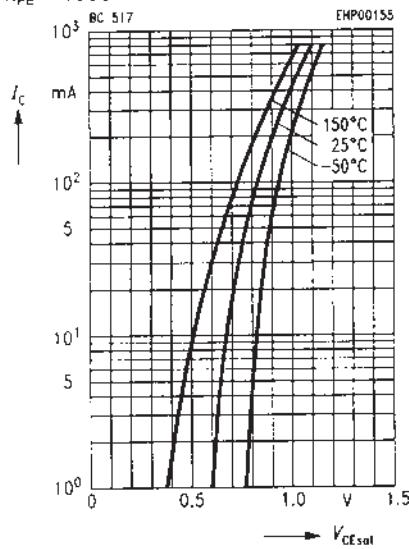
$V_{\text{CE}} = 5 \text{ V}, f = 20 \text{ MHz}$



**Collector-emitter saturation voltage**

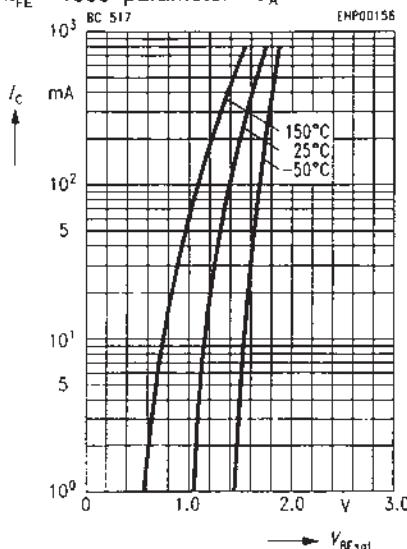
$$I_C = f(V_{CEsat})$$

$$h_{FE} = 1000$$

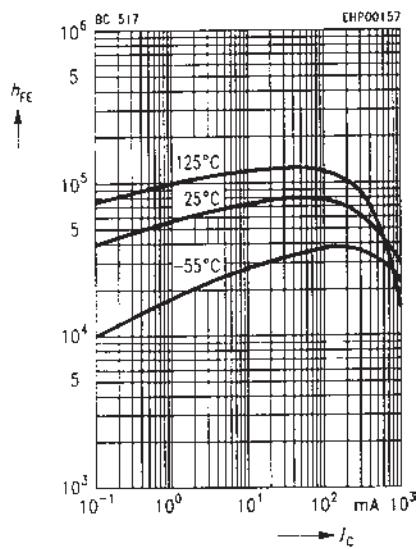
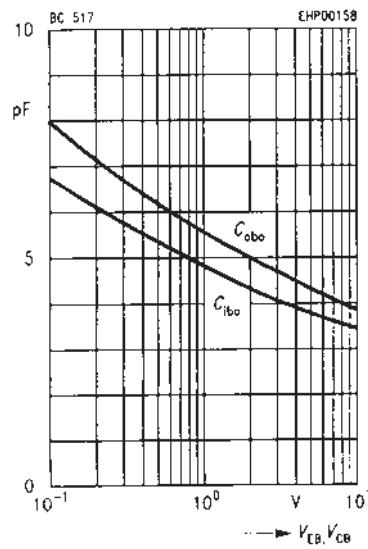
**Base-emitter saturation voltage**

$$I_C = f(V_{BEsat})$$

$$h_{FE} = 1000 \text{ parameter } = T_A$$

**DC current gain  $h_{FE} = f(I_C)$** 

$$V_{CE} = 2 \text{ V, parameter } = T_A$$

**Capacitance  $C = f(V_{EB}, V_{CB})$** 

## Glossar

Base current	Basisstrom
Breakdown voltage	Durchbruchspannung
Collector current	Kollektorstrom
Collector-base voltage	Kollektor-Basis-Spannung
Collector-emitter voltage	Kollektor-Emitter-Spannung
Complementary type	Komplementärtyp
current gain	Stromverstärkung
Cutoff current	Reststrom
Electrical characteristics	elektrische Eigenschaften
Emitter-base voltage	Emitter-Basis-Spannung
Junction-ambient	Sperrsicht-Umgebung
Junction-case	Sperrsicht-Gehäuse
Junction temperature	Sperrsichttemperatur
Mounted on AL heat sink	montiert auf Alu-Kühlkörper
Output capacitance	Ausgangskapazität
Package	Gehäuse
Peak base current	Basisspitzenstrom
Peak collector current	Kollektorspitzenstrom
Permissible pulse load	zulässige Impulslast
Pin configuration	Anschlussbelegung
Saturation voltage	Sättigungsspannung
Storage temperature range	Lagertemperaturbereich
Thermal resistance	Wärmeübergangswiderstand
Total power dissipation	Gesamtverlustleistung
Transition frequency	Übertragungsfrequenz

# Stichwortverzeichnis

- 7-Segment-Anzeige 360  
 7-Segment-Flüssigkristall-Anzeige-Display 387
- A**  
 Abfallzeit 304  
 Ablenkspuleinheit 410  
 Abschalt-Steuerstrom 313  
 Abschaltverstärkung 314  
 Abschnürgrenze 245  
 Abschnürung 254  
 Abschnürungslinie 254  
 Absorptionsverlust 338  
 Active-Matrix-OLED 364  
 Akzeptor 130  
 Aluminium-Elektrolyt-Kondensator 65  
 AMOLED 364  
 amorphe Solarzelle 340  
 amorphe Struktur 125  
 anisotrop 385  
 Anlaufstrombereich 396  
 Anode 296  
 Anodenrückwirkung 399  
 Anreicherungstyp 251, 254  
 Anschmittssteuerung 309  
 Ansprechzeit 335  
 Antiparallelschaltung 323  
 Arbeitspunktstabilisierung 220  
 Arbeitsspannung 167  
 Atomrumpf 126  
 Ausgangskennlinienfeld 254  
 Ausgangswiderstand 200  
 Ausschaltzeit 145  
 Aussiebung 117
- B**  
 Backwarddiode 178  
 Bandbreite 110 f.  
 Barkhausensche Röhrengleichung 399  
 Basis 188  
 Basisschaltung 197, 260  
 Basisvorspannungseinstellung 206  
 Bestrahlungsstärke 338  
 bifilare Wicklung 36  
 bipolarer Transistor 187  
 Bipolar-Technik 277  
 Blockierbereich 292  
 Boltzmann-Konstante 222  
 Bonding 271  
 Bremsgitter 403
- Brücken-Zweiweg-Gleichrichterschaltung 150
- C**  
 CR-Glied 101
- D**  
 Dämpfung 110  
 Datenblätter 229  
 Diac 319  
 Dickschichttechnik 35, 276  
 Dielektrikum 59  
 differentieller Ausgangswiderstand 246  
 differentieller Durchlasswiderstand 294  
 differentieller Eingangswiderstand 199, 246  
 differentieller Innenwiderstand 167  
 differentieller Widerstand 28, 141  
 Differenzierglied 120, 122  
 Diffusionsspannung 134  
 digitale IC 277  
 DIL 275, 372  
 Dimmer 329  
 Diode 395  
 Diode Transistor Logic 278  
 Diodenkapazität 177  
 Dispersion 370  
 Donator 129  
 Doppelschichtkapazität 70  
 Doppelschichtkondensator 69  
 Dotieren 129  
 Drahtwiderstand 35  
 Drain 242  
 –schaltung 260, 262  
 –spannung 243  
 –spannungsänderung 246  
 –stromänderung 246  
 Drehkondensatoren 68  
 Dreipolröhre 397  
 druckabhängiges Halbleiterbauelement 384  
 DTL 278  
 Dual-Gate-MOS-FET 264  
 Dual-Inline-Gehäuse 275, 372  
 Dunkelwiderstand 335  
 Dünnfilmtechnik 35, 275  
 Dünnenschichttechnologie 339  
 Durchbruchsbereich 163  
 Durchbruchskennlinie 165  
 Durchbruchsspannung 214, 226, 320

Durchbruchverhalten 162  
 Durchgriff 398  
 Durchlassbereich 292  
 Durchlassspannung 158  
 Durchlassstrom 157  
 Durchschaltzeit 302  
 Durchschlagsfestigkeit 59  
 dynamische Streuung 388

**E**

ECL 278  
 Eigenerwärmung 48  
 Eigenleitfähigkeit 128, 333  
 Eigensynchronisation 23  
 Einbrennen 393  
 Einkristall-Halbleiterdiode 138  
 Einkristallstruktur 125  
 Einpuls-Mittelpunktschaltung M 1 147  
 Einschaltträgeheit 145  
 Einschaltzeit 145  
 einstellbarer Widerstand 37  
 einstufiger Verstärker 231  
 Einweg-Gleichrichterschaltung 147  
 Eisentypen 379  
 elektrisches Feld 57, 133  
 Elektrolumineszenz 353  
 Elektrolytkondensator 65  
 Elektronenkanone 408  
 Elektronenleitung 130  
 Elektronenoptik 408  
 Elektronenröhre 395  
 Elektronenstrahlröhre 407  
 elektronischer Potentiometer 41  
 elektrostatische Ablenkung 409  
 Elementarladung 57  
 ELSI 280  
 Emissionstheorie 352  
 Emitter 188  
 Emitter Coupled Logic 278  
 Emittergrundschaltung 197  
 Emitterschaltung 197, 260  
 Epitaxialschicht 272  
 Esakidiode 175  
 Extra Large Scale Integration 280

**F**

Farad 58  
 Feldeffekttransistor 239  
 Feldlinie 57  
 Feldplatte 379  
 Fernsehbildröhre 410  
 Festlegung des Transistorarbeitspunktes  
 204

Festwiderstand 29  
 Flächendiode 153  
 Folienkondensator 62  
 Fotodiode 345  
 fotoelektrischer Effekt 333  
 Fotoelement 336  
 Fotoemission 416  
 Fotoempfindlichkeit 344  
 Fotothyristor 349  
 -tetrode 349  
 Fototransistor 347  
 Fotowiderstand 334  
 Fotozelle 416  
 Freiwerdezeit 301, 303 f.  
 Fremderwärmung 48  
 Fremdsynchronisation 23  
 Füllfaktor 339  
 Fünfpolröhre 403

**G**

Galliumarsenid 125  
 galvanische Trennung 373  
 Gasdiode 413  
 Gasfotozelle 419  
 Gate 242  
 -leckstrom 257  
 -schaltung 260, 264  
 -spannung 243  
 -spannungsänderung 246  
 -spannungsteiler 263  
 Germanium 125  
 -diode 141  
 -transistor 187  
 Gesamtleitwert 113  
 Giant Large Scale Integration 280  
 Gipfelpunkt 175  
 Gipfelspannung 177  
 Gipfelstrom 177  
 Gleichrichter 147  
 Gleichspannungskondensator 59  
 Gleichspannungsverstärker 234  
 Gleichstromverhältnis 226  
 Gleichstromverstärkung 191, 201  
 Gleichstromwiderstand 141  
 Glimmröhre 414  
 GLSI 280  
 Grenzfrequenz 101, 103 f., 106, 227,  
 346  
 Grenzlastintegral 307  
 Grenzwerte 157  
 GTO-Thyristor 313  
 Güte 115

- H**
- Halbleiterdiode 125
  - Halbleiterkristall 126
  - Halbleiterlaser 367
  - Halbleiterwerkstoff 125
  - Halbwellensteuerung 309 f.
  - Halleffekt 375
  - Hallgenerator 375
  - Hallkonstante 376
  - Haltespannung 292, 320
  - Haltestrom 292, 300
  - Heißleiterwiderstand 44
  - Hellwiderstand 335
  - Helmholtz-Doppelschicht 69
  - Hilfsthyristorstrecke 324
  - Hochpass 102 f.
  - höchste Sperrschichttemperatur 247
  - höchstzulässiger Arbeitsstrom 167
  - höchstzulässige Sperrspannung 228
  - höchstzulässiger Strom 228
  - höchstzulässige Temperatur 229
  - höchstzulässige Verlustleistung 167, 229
  - Hot-Carrier-Diode 182
  - Hybridtechnik 275, 277
- I**
- IC 271
  - $I_C$ - $I_B$ -Betriebskennlinie 205
  - $I_D$ - $U_{DS}$ -Kennlinienfeld 254
  - $I_D$ - $U_{GS}$ -Kennlinienfeld 254
  - IEC-Widerstands-Normreihe 30
  - IG-FET 249
  - III<sup>-</sup>-Steuerung 325
  - III<sup>+</sup>-Steuerung 326
  - III/V-Halbleiter 355
  - Indiumantimonid 125
  - Indiumphosphid 125
  - induktiver Blindleitwert 112
  - Injektionselektrolumineszenz 353
  - Integrated Circuit 271
  - Integrationsvorgang 119
  - Integrierglied 118
  - integrierte Schaltung 271
  - Ionenröhre 395, 412
  - isotrop 385
  - $I^-$ -Steuerung 326
  - $I^+$ -Steuerung 325
  - $I$ - $U$ -Kennlinie 27
- J**
- JFET 239
- K**
- Kaltleiterwiderstand 46
  - Kanal 241
    - abschnürung 252
    - widerstand 241
  - Kapazität 57, 137
  - Kapazitätsdiode 170
  - kapazitiver Blindleitwert 113
  - Katode 296
  - Keramikkondensator 65
  - Knickbereich 163
  - Kollektor 188
    - schaltung 197, 260
  - Kollektorstrom-Basisstrom-Verhältnis 201
  - Kondensator 59
  - Kristallstruktur 125
  - kritische Spannungssteilheit 303
  - Kühlblech 219
  - Kühlkörper 219
  - Kühlung von Transistoren 218
  - Kunststoffkondensator 62
  - Kunststofftyp 379
  - Kupferoxyduldiode 144
  - Kurzschlussring 257
- L**
- Ladung 57
  - Ladungsträgerdiffusion 133, 189
  - Ladungsträgerfalle 190
  - Ladungsträgerinjektion 190
  - Lagerungstemperaturbereich 157, 167
  - Large Scale Integration 279
  - LASER 367
  - Lastwiderstandsgerade 205
  - Lawineneffekt 161 f.
  - LCD 385
  - LED 352
    - Farben 359
  - Leerlaufverstärkungsfaktor 399
  - Leistungsdiode 153, 155
  - Leistungsverstärkung 209
  - Lernziel-Tests, Lösungen 421
  - Leuchtdiode 352
  - Leuchtschirm 411
  - Lichtwellenleiter 368
  - lineare und nichtlineare Widerstände 27
  - Löcherleitung 132
  - Lorentz-Kraft 375
  - LR-Glied 105
  - LSI 279
  - LWL-Übertragungsstrecke 369

**M**

Mäanderschliff 33  
 Magnetdiode 382  
 magnetische Ablenkung 410  
 maximale Drainspannung gegen Source 247  
 maximale Gate-Source-Spannung 247  
 maximale Leerlaufspannung 344  
 maximaler Kurzschlussstrom 344  
 maximaler Drainstrom 247  
 maximale Sperrsichttemperatur 167  
 maximale Verlustleistung 247  
 Maximum-Power-Point 339  
 Medium Scale Integration 279  
 mehrstufiger Verstärker 233  
 Metall-Halbleiter-Diode 182  
 Metall-Kunststoff-Kondensator 64  
 Metall-Papier-Kondensator 63  
 Mikromodultechnik 35  
 Minoritätsträger 136 f.  
 --Mechanismus 191  
 Mittelpunkts-Zweiweg-Gleichrichterschaltung 150  
 MKC-Kondensator 64  
 MK-Kondensator 64  
 MKS-Kondensator 65  
 MKT-Kondensator 64  
 MKU-Kondensator 64  
 monochromatisches Licht 354  
 monokristalline Solarzelle 340  
 Monokristallstruktur 125  
 Monolithtechnik 272  
 MOS-Feldeffektransistor 249  
 MOS-Technik 277  
 MP-Kondensator 63  
 MPP 339  
 MSI 279

**N**

Nanotechnik 281  
 Nixie-Röhre 415  
 n-Kanal-Anreicherungstyp 250  
 n-Kanal-Verarmungstyp 252  
 Normreihe 30  
 n-Silizium 128  
 NTC-Widerstand 44  
 Nullkippspannung 298

**O**

ohmscher Widerstand 28  
 OLED 362  
 Operationsverstärker 282  
 Opto-Koppler 371

organische Leuchtdiode 362  
 Oszilloskopmesstechnik 17  
 Oszilloskop 17  
 -röhre 410  
 Oxidschicht 69

**P**

Papierkondensator 62  
 Parallelschaltung 112  
 Parallelschwingkreis 114  
 Partikelcharakter 352  
 Passive-Matrix-OLED 364  
 PDP 392  
 Pentode 403  
 Periodendauer 22  
 periodischer Spitzenstrom 157  
 Phasenwinkel 308  
 Photon 352  
 Piezoeffekt 384  
 Piezohalbleiter 385  
 PIN-Diode 179  
 Plancksches Wirkungsquantum 352  
 Plasma-Display 392  
 Plastic Leaded Chip Carrier 276  
 Plattenkondensator 59  
 PLCC 276  
 PMOLED 364  
 pnp-Transistor 187  
 pn-Übergang 132  
 polarisiertes Licht 390  
 polykristalline Solarzelle 340  
 Potentiometer 39  
 Powercap 69  
 prellfreier Taster 381  
 p-Silizium 130  
 PTC-Widerstand 46

**R**

Raumladung 133  
 Raumladungsbereich 396  
 Raumladungszone 133, 136  
 Rauschausgangsleistung 223  
 Rauschen 221  
 Rauschmaß 223, 228  
 Rauschzahl 223  
 RC-Glied 99  
 Rechendiagramm 108, 112  
 Reihenschaltung 97, 106  
 Reihenschwingkreis 108  
 Reinheitsgrad 125  
 Rekombination 192  
 Resonanzfrequenz 107, 114  
 Resonanzkurve 110, 116

- Resonanzüberhöhung 109  
Reststrom 211, 226  
Restwelligkeit 149  
Richtstrom 157  
RL-Glied 103  
Röhrendiode 395  
Rückwärtserholzeit 145  
Rückwirkungsgrade 205  
Rückwirkungskennlinienfeld 202
- S**
- Sägezahnspannung 22  
Sättigungsbereich 396  
Sättigungsspannungen 214  
Sättigungswiderstand 216  
Schaltdiode 145  
Scheinleitwert 113  
Schichtwiderstand 33  
Schirmgitter 402  
Schonzeit 304  
Schottky-Diode 182  
Schutzdiode 257  
Schwingkreis 106  
–abstimmung 174  
Schwingungsschreiber 17  
SCS 350  
Selbstentladezeitkonstante 61  
selbstleitender Typ 254  
selbstsperrender Typ 254  
Selen 125  
–dioden 143  
–Fotoelemente 342  
Separator 70  
Siebkette 148  
Silicon Controlled Switch 350  
Silizium 125  
–diode 141  
–Fotoelement 336 f.  
–scheibe 271  
–transistor 187  
SLI 280  
SMD-Technik 34  
Solarzelle 336  
Source 242  
–schaltung 248, 260  
spannungsabhängiger Widerstand 49  
Spannungsresonanz 109  
Spannungsstabilisierung 168  
Spannungssteuerung 210 f.  
Spannungsverstärkung 209, 401  
Speicherzeit 304  
spektrale Empfindlichkeit 334, 343  
Sperrbereich 292, 396  
Sperrsicht 136, 170, 240  
–aufbau 252  
–Feldeffekttransistor 239  
–kapazität 158, 227, 346  
–temperatur 157  
Sperrspannung 214  
Sperrstrom 158  
Sperrträgeit 145  
Sperrverzögerung 158  
Sperrverzug 145  
Sperrverzugszeit 303 f.  
Spitzendiode 154  
Spitzenperrspannung 157  
Spleißen 371  
spontane Emission 353  
Steilheit 246  
Steueranschluss 296  
steuerbare Kapazität 172  
Steuerkennlinienfeld 254  
stimulierte Emission 355  
Stoßionisation 412  
Stoßstrom 157  
Strahlablenksystem 409  
Strahlablenkungssystem 407  
Strahlbündelungssystem 407 f.  
strahlende Rekombination 353  
Strahlerzeugungssystem 407  
Strombegrenzung 357  
Stromresonanz 115  
Stromsteuerung 207, 210  
Stromsteuerungskennlinienfeld 200  
Stromverstärkung 209  
Stromverstärkfaktor 202  
Supercap 69  
Superkondensator 69  
Super Large Scale Integration 280  
Synchronisationsstufe 23
- T**
- Talpunkt 175  
Talspannung 177  
Talstrom 177  
Tantal-Elektrolyt-Kondensator 67  
Temperaturabhängigkeit von Widerständen 43  
Temperaturkoeffizient 167  
Temperaturkompensation 169  
Temperaturverhalten von Halbleiterdioden 146  
Tetrode 402  
TFT 389  
–Display 389  
–Subpixel 390

Thermoemission 395  
Thin-Film-Transistor 389  
Thomsonsche Schwingungsformel 108  
Thyristor 291, 296  
–tetrode 311  
Tiefpass 100, 105  
Toleranzfeld 30  
Trägerstaueffekt 303  
Transistor Transistor Logic 278  
Transistorreststrom 226  
Transistorschalterstufe 230  
Transistorschaltstufe 215  
Transistor-Schaltzeit 228  
Transistorverlustleistung 216  
Transistorverstärker 231  
Triac 322  
–steuerung 329  
Triggerdiode 291  
Trimmerkondensator 68  
Triode 397  
Triodenkennlinie 397  
TTL 278  
Tunneldiode 175  
Tunnelstrom 176

**U**

$U_{BE}$ - $I_B$ -Betriebskennlinie 205  
Übergangsbereich 292  
Überkopf-Zündung 303  
Übersteuerungszustand 214  
UJT 265  
ULSI 280  
Ultra Large Scale Integration 280  
Unijunktiontransistor 239, 265  
unipolarer Transistor 187, 239

**V**

Vakuumdiode 395  
Vakuumfotozelle 417  
Valenzelektron 126, 333  
VDR-Widerstand 49  
Verarmungstyp 251, 254  
Verlusthyperbel 216  
Verlustleistung 157, 216  
Verstärker-Grundschaltung 235  
Very Large Scale Integration 279  
Vielkristall-Halbleiterdiode 143  
Vierpol 97  
–parameter 199 f., 202 f.  
–röhre 402  
–theorie 199  
Vierquadrantenkennlinienfeld 203

Vierschichtdiode 291  
Vierschichtkristall 299  
VLSI 279  
Vorwärtserholzeit 145  
Vorwiderstand 358

**W**

Wahrheitstabelle 153  
Wärmedurchbruch 140  
Wärmewiderstand 29, 158, 167, 227  
– Gehäuse–Kühlkörper 218  
– Kühlkörper–umgebende Luft 218  
– Sperrschiert–Gehäuse 218  
Wechselspannungskondensator 59  
Wechselspannungsverstärker 234  
Wehneltzylinder 407  
Wellenlänge 335  
Wellentheorie 352  
Wendelschliff 33  
Widerstand 27  
Widerstandskaskade 40  
Widerstandskurve 38  
Widerstandsnetzwerk 34  
Widerstandsrauschen 222  
Wirkleitwert 112

**X**

X-Verstärker 19

**Y**

Y-Verstärker 19

**Z**

Z-Diode 161  
Zeigerdiagramm 98, 106, 112  
Zeitkonstante 101  
Zenerdurchbruch 140  
Zenereffekt 161  
Zenerkennspannung 164  
Zenerspannung 161  
Zündausbreitungszeit 302  
Zündbeleuchtungsstärke 351  
Zündverzögerungswinkel 308  
Zündverzugszeit 302  
Zweipol 97  
Zweipolröhre 395, 397  
Zweipuls-Brückenschaltung B 2 150  
Zweipuls-Mittelpunktschaltung M 2 150  
Zweirichtungsdiode 319  
Zweirichtungs-Thyristordiode 321  
Zweistrahloszilloskop 19