

Stefan Goßner

Grundlagen der Elektronik

Halbleiter, Bauelemente und Schaltungen

7. ergänzte Auflage

Shaker Verlag

Stefan Goßner

Grundlagen der Elektronik

Halbleiter, Bauelemente und Schaltungen

Ein Lernbuch

7. ergänzte Auflage

Shaker Verlag
Aachen 2008

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

Copyright Shaker Verlag 2008

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung vorbehalten.

Printed in Germany

ISBN 978-3-8265-8825-9
ISSN 1436-3801

Shaker Verlag GmbH • Postfach 101818 • 52018 Aachen
Telefon: 02407 / 95 96 – 0 • Telefax: 02407 / 95 96 – 9
Internet: www.shaker.de • E-Mail: info@shaker.de

Vorwort zur ersten Auflage

Dieses Buch entstand als begleitende Unterlage zu meiner Vorlesung *Grundlagen der Elektronik* für Studentinnen und Studenten der Fachrichtungen Elektrotechnik/Elektronik sowie Technische Informatik im zweiten und dritten Semester an der Technischen Fachhochschule (TFH) Berlin. Es kann aber auch Studenten an Universitäten den Einstieg in das komplexe Gebiet der Elektronik eröffnen.

Die Themen *Halbleiterphysik*, *pn-Übergang* und *Metall-Halbleiter-Übergänge* nehmen einen relativ breiten Raum ein. Mit einfachen modellhaften Vorstellungen wird versucht, die physikalischen Grundlagen und Vorgänge in Halbleiterbauelementen zu erläutern. Dies erscheint notwendig, da das Verständnis zahlreicher Eigenschaften von Halbleiterbauelementen nur auf der Basis eines ausreichenden Wissens über die physikalischen Zusammenhänge möglich ist (z.B. Temperaturabhängigkeit, dynamische Eigenschaften, Kennlinienverläufe, sich gegenseitig ausschließende Eigenschaften).

Breiter Raum wird den Teilen eingeräumt, in denen anwendungsbezogenes Wissen über die Funktionsweise und den Einsatz von Dioden, Transistoren und Operationsverstärkern behandelt wird.

Zahlreiche Abbildungen sollen die oftmals komplexe Materie anschaulicher machen.

Entwurf und Analyse elektronischer Schaltungen erfolgen heute grundsätzlich unter Einsatz rechnergestützter Hilfsmittel, z.B. mit Netzwerkanalyseprogrammen wie PSpice. Dies sind wertvolle Werkzeuge in der Hand des Fachmannes, sie ersetzen jedoch dessen Wissen über die Bauelemente und ihre Einsatzmöglichkeiten, über Schaltungen und ihre Eigenschaften, über Entwurfs- und Analysemethoden in keiner Weise. Nur wenn der Ingenieur in der Lage ist, eine Schaltung auch ohne Rechnerunterstützung zu entwerfen, zu verstehen und zu analysieren, wird er die rechnergestützten Werkzeuge effektiv nutzen können.

Aus diesem Grunde wird in diesem Buch dem mit traditionellen Mitteln durchgeführten Entwurf, der Dimensionierung sowie der rechnerischen und grafischen Analyse elektronischer Grundsaltungen großes Gewicht beigemessen. Bei der Berechnung von Schaltungen werden nicht nur die Gleichungen angegeben, mit denen die wesentlichen Schaltungseigenschaften bestimmt werden können. Vielmehr wird jeweils versucht, die Herleitung dieser Gleichungen aufzuzeigen. Auf diese Weise sollen die Studenten in die Lage versetzt werden, in ähnlichen Fällen selbständig die entsprechenden Berechnungen vornehmen zu können. Da das in der Vorlesung „Grundlagen der Elektrotechnik“ erworbene Wissen über die Methoden der Schaltungsanalyse meist noch nicht ausreichend in anwendbare Fertigkeiten umgesetzt ist, werden die für diese Berechnungen notwendigen Analyseformen in einem Anhang dargestellt.

Das Buch ist entstanden, damit die Studenten während meiner Vorlesung keinen Rekord im Schnellschreiben und Schnellzeichnen aufstellen müssen, sondern ausreichend Zeit zum Mitdenken und Verstehen erhalten. Vielleicht wird es dem einen oder anderen aber nicht nur während des Studiums, sondern auch noch während seiner späteren beruflichen Tätigkeiten hilfreich sein.

Während der Erstellung dieser Unterlage habe ich immer wieder Fehler entdeckt und ausgemerzt. Trotzdem ist das Buch ganz sicher auch jetzt noch nicht fehlerfrei. Für entsprechende Hinweise bin ich sehr dankbar.

Berlin, im April 2001

Prof. Stefan Goßner

Vorwort zur siebten Auflage

Seit der ersten Auflage konnten zahlreiche Korrekturen und Verbesserungen durchgeführt werden.

In der dritten Auflage wurden insbesondere Auszüge aus Datenblättern für repräsentative Typen der meisten in dem Buch beschriebenen elektronischen Bauelemente aufgenommen. Damit lassen sich viele der qualitativ beschriebenen Eigenschaften quantitativ einordnen. Weiterhin wurde ein Abschnitt über Stabilitätsprobleme bei Operationsverstärkern und dazu gehörende Maßnahmen der Frequenzgang-Korrektur ergänzt. Der Text wurde auf die neue deutsche Rechtschreibung umgestellt.

In den folgenden Auflagen wurden einige weitere Halbleiterbauelemente (z.B. Thyristoren, Leistungs-FET, IGBT) und Schaltungen (Stromspiegel etc.) hinzugefügt.

Weiterhin wurden Übungsaufgaben zu allen Kapiteln des Buches aufgenommen. Die Lösungen zu den Übungsaufgaben wurden als Anhang zur Verfügung gestellt. Damit lassen sich die erworbenen Kenntnisse vertiefen und kontrollieren.

In der vorliegenden 7. Auflage wurde schließlich ein umfangreiches Stichwortverzeichnis ergänzt. Spezielle Inhalte lassen sich damit wesentlich einfacher auffinden.

Dank zahlreicher Hinweise konnten in den ersten Auflagen enthaltene Fehler und Inkonsistenzen beseitigt werden. Sollten zusätzliche Fehler bekannt werden, so werde ich sie unter <http://www.prof-gossner.de> veröffentlichen. Weitere Hinweise und Verbesserungsvorschläge können unter dieser Adresse ebenfalls eingebracht werden.

Ich hoffe, dass auch die jetzt vorliegende siebte Auflage möglichst vielen Lesern hilfreich sein kann.

München, im Juli 2008

Prof. Stefan Goßner

1	EINFÜHRUNG IN DIE PHYSIK DER HALBLEITER	1
1.1	Einordnung der Halbleiter zwischen Leitern und Isolatoren	1
1.2	Aufbau von Leitern und Halbleitern	1
1.2.1	Aufbau der Atome	1
1.2.2	Kristallaufbau	3
1.3	Leitungsmechanismen in Halbleitern	5
1.3.1	Eigenleitung (Leitungsmechanismen im reinen Halbleiter)	5
1.3.2	Störstellenleitung	7
1.3.3	Ladungsträgerkonzentrationen im dotierten Halbleiter	10
1.3.4	Massenwirkungsgesetz	12
1.3.5	Leitfähigkeit des Halbleiters	12
1.3.6	Erklärung der Leitungsmechanismen im Halbleiter mit Energie-Modellen	13
1.3.7	Energie-Verteilung der freien Elektronen und der Löcher	15
1.4	Übungsaufgaben zur Physik der Halbleiter	19
2	DER PN-ÜBERGANG	20
2.1	Der pn-Übergang ohne äußere Spannung	20
2.1.1	Der ideale abrupte pn-Übergang	20
2.1.2	Ladungsträgerdiffusion - Bildung einer Raumladungszone	20
2.1.3	Ladungsträgerdichte	21
2.1.4	Raumladungsdichte	21
2.1.5	Diffusionsspannung	22
2.1.6	Sperrschichtweite	23
2.1.7	Sperrschichtkapazität	23
2.1.8	Energiebänder-Modell des pn-Überganges	23
2.2	Der pn-Übergang mit äußerer Spannung	24
2.2.1	Sperrpolung	24
2.2.2	Flusspolung	26
2.2.3	Durchbruch bei hoher Feldstärke in Sperrpolung	28
2.2.4	Gesamtkennlinie des pn-Überganges	30
2.2.5	Temperaturabhängigkeit der Kennlinie	31
2.2.6	Schaltverhalten des pn-Übergangs	31
2.3	Übungsaufgaben zum pn-Übergang	34
3	METALL-HALBLEITER-ÜBERGÄNGE	36
3.1	Schottky-Kontakt (Sperrschicht-Kontakt)	37
3.1.1	Übergang von n-Halbleiter zu Metall mit größerer Austrittsarbeit ($W_M > W_H$)	37
3.1.2	Übergang von p-Halbleiter zu Metall mit geringerer Austrittsarbeit ($W_M < W_H$)	39
3.1.3	Eigenschaften des Schottky-Kontakts	41
3.2	Ohmscher Kontakt	42
3.2.1	Übergang von n-Halbleiter zu Metall mit kleinerer Austrittsarbeit ($W_M < W_H$)	42
3.2.2	Übergang von p-Halbleiter zu Metall mit größerer Austrittsarbeit ($W_M > W_H$)	43
3.2.3	Ohmscher Kontakt durch hochdotierte Halbleiterzwischenschicht	45
3.3	Übungsaufgaben zu Metall-Halbleiter-Übergängen	46

4	DIE DIODE	47
4.1	Allgemeines	47
4.2	Universal- und Richtdiode	50
4.3	Hochsperrende Leistungsdioden	51
4.4	Schaltdioden	52
4.5	Die Z-Diode	52
4.6	Kapazitätsdiode	53
4.7	Tunneldiode	54
4.8	Backward-Diode	55
4.9	Schottky-Diode	56
4.10	Weitere Diodenformen	56
4.11	Übungsaufgaben zu Dioden	57
5	STABILISIERUNGSSCHALTUNG MIT Z-DIODE	59
5.1	Grundschialtung	59
5.1.1	Graphische Schaltungsanalyse	59
5.1.2	Rechnerische Schaltungsanalyse (Betrieb mit Gleichspannung)	62
5.2	Berechnung von Grenzwerten	64
5.2.1	Zulässiger Arbeitsbereich der Z-Diode	64
5.2.2	Grenzwerte für die Einzelbauelemente	65
5.3	Überlagerung von Gleich- und Wechselspannung	69
5.3.1	Wechselanteil der stabilisierten Gleichspannung	69
5.3.2	Verlustleistung der Z-Diode	70
5.3.3	Genauere Betrachtung des differentiellen Widerstandes	70
5.4	Übungsaufgaben zur Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode	72
6	NETZGLEICHRICHTER	73
6.1	Gleichrichterschaltungen ohne Glättung (mit ohmscher Last)	73
6.1.1	Einweggleichrichter	73
6.1.2	Zweiweggleichrichter - Mittelpunktsschaltung	75
6.1.3	Zweiweggleichrichter - Brückengleichrichter (Graetz-Gleichrichter)	77
6.1.4	Genauere Berechnung der Zweiweggleichrichter	78
6.2	Gleichrichterschaltungen mit Glättung	80
6.2.1	Glättungsarten	81
6.2.2	Berechnung des Zweiweggleichrichters mit Glättungskondensator	82
6.3	Gleichrichter mit Pufferbatterie	90
6.4	Übungsaufgaben zu Netzgleichrichtern	91

7	DREHSTROMGLEICHRICHTER	94
7.1	Mittelpunkt-Schaltung (Halbbrücke) (3-pulsiger Gleichrichter)	94
7.2	Drehstrom-Brückengleichrichter (6-pulsiger Gleichrichter)	96
7.3	Übungsaufgaben zu Drehstromgleichrichtern	99
8	SPANNUNGSVERVIELFACHUNG	100
8.1	Spannungsverdoppelung mit der Delonschaltung	100
8.2	Spannungsverdoppelung mit Villardschaltung	101
8.3	Spannungsvervielfachung durch Kaskadierung der Villardschaltung	103
8.4	Übungsaufgaben zur Spannungsvervielfachung	104
9	DER BIPOLARE TRANSISTOR	105
9.1	Aufbau und Herstellungsverfahren	105
9.2	Funktionsweise	107
9.2.1	Der Transistoreffekt	107
9.2.2	Strömungsmechanismen im Transistor	110
9.2.3	Einfluss der Kollektor-Basis-Spannung auf den Kollektorstrom	111
9.3	Schaltzeichen - Richtungspfeile für Ströme und Spannungen	112
9.4	Transistor-Grundsaltungen	112
9.4.1	Basisschaltung	112
9.4.2	Emitterschaltung	114
9.4.3	Kollektorschaltung	117
9.4.4	Umrechnung der Stromverstärkungen	118
9.5	Darlington- oder Super-Beta-Schaltung	118
9.6	Daten von Transistoren	119
9.7	Übungsaufgaben zu Aufbau und Funktionsweise des bipolaren Transistors	120
10	ARBEITSPUNKT DES BIPOLAREN TRANSISTORS / GLEICHSTROMBETRIEB	121
10.1	Einstellung des Arbeitspunktes	121
10.1.1	Einprägung des Basisstromes	122
10.1.2	Einprägung der Basis-Emitter-Spannung	122
10.1.3	Einstellung der Kollektor-Emitter-Spannung	123
10.2	Stabilisierung des Arbeitspunktes	123
10.2.1	Anforderungen an die Stabilität des Arbeitspunktes	123
10.2.2	Ursachen für Arbeitspunkt-Verschiebungen	123
10.2.3	Gegenkopplungsmaßnahmen zur Arbeitspunkt-Stabilisierung	124
10.2.4	Verfahren zur Berechnung von Abweichungen des Arbeitspunktes	126
10.2.5	Berechnung von Abweichungen des Arbeitspunktes einer gegebenen Schaltung	127
10.2.6	Stabilisierung des Arbeitspunktes bei der Schaltungsdimensionierung	129
10.3	Dimensionierung einer Transistorschaltung und grafische Analyse des Arbeitspunktes	131
10.3.1	Dimensionierung der Schaltung	131
10.3.2	Grafische Analyse des Arbeitspunktes	133

Inhaltsverzeichnis

10.4	Beispielschaltungen	136
10.4.1	Konstantspannungsquelle	136
10.4.2	Einfache Konstantstromquelle	136
10.4.3	Einfacher Stromspiegel (Konstantstromquelle)	137
10.4.4	Wilson-Stromspiegel	139
10.5	Übungsaufgaben zum Gleichstrombetrieb des Transistors	140
11	DER BIPOLARE TRANSISTOR IM WECHSELSpannungsVERSTÄRKER	142
11.1	Grundschaltung eines Wechselspannungsverstärkers in Emitterschaltung	142
11.1.1	Prinzipieller Aufbau und Funktion	142
11.1.2	Analyse des Arbeitspunktes	143
11.1.3	Wechselstromanalyse	143
11.1.4	Verzerrungen und Begrenzungen des Ausgangssignals (Aussteuerungsgrenzen)	144
11.1.5	Technische Realisierung	146
11.2	RC-gekoppelter Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung	147
11.2.1	Grafische Analyse des Wechselstrom-Verhaltens	147
11.2.2	Berechnung der Wechselstromgrößen	151
11.2.3	Wechselspannungsverstärkung bei Stromgegenkopplung	153
11.2.4	Berechnung der Kondensatoren	156
11.2.5	Gesamt-Grenzfrequenzen	159
11.3	RC-gekoppelter Wechselspannungsverstärker in Basisschaltung	162
11.3.1	Die Schaltung	162
11.3.2	Berechnung der Wechselstrom-Kenngrößen	162
11.3.3	Obere Grenzfrequenz der Basisschaltung	163
11.4	RC-gekoppelter Wechselspannungsverstärker in Kollektorschaltung	164
11.4.1	Stromlaufplan und Daten	164
11.4.2	Wechselstrom-Berechnungen	165
11.4.3	Bootstrapschaltung	168
11.5	Vergleich der Transistor-Grundschaltungen	170
11.6	Lage des Arbeitspunktes im Kennlinienfeld	171
11.6.1	Klein- und Mittelsignalverstärker	172
11.6.2	Leistungsverstärker - Transistorendstufen	172
11.7	Übungsaufgaben zum Wechselspannungsverstärker mit bipolarem Transistor	174
12	DER BIPOLARE TRANSISTOR ALS SCHALTER	176
12.1	Der ideale Schalter (zum Vergleich)	176
12.2	Die Betriebszustände des Transistor-Schalters	178
12.2.1	Ausgewählte Details aus der Halbleiter- und Transistorphysik	178
12.2.2	Prinzipielle Ansteuerungsvarianten	179
12.2.3	Der gesperrte Transistor	180
12.2.4	Der leitende Transistor (ungesättigt, $U_{CB} > 0$)	181
12.2.5	Der leitende Transistor (gesättigt)	184
12.2.6	Kennlinien-Arbeitsbereiche des Transistors als Schalter	186

Inhaltsverzeichnis

12.3	Das dynamische Verhalten	187
12.3.1	Einschaltvorgang	187
12.3.2	Der Ausschaltvorgang	190
12.4	Maßnahmen zur Verbesserung des Schaltverhaltens	195
12.5	Schaltverlustleistung	197
12.6	Transistorschalter bei ohmscher, kapazitiver und induktiver Last	199
12.6.1	Ohmsche Last	199
12.6.2	Ohmisch-induktive Last	199
12.6.3	Ohmisch-kapazitive Last	201
12.7	Transistor in digitalen Grundsaltungen	202
12.8	Übungsaufgaben zum Transistor als Schalter	205
13	DER FELDEFFEKTTRANSISTOR (FET)	207
13.1	Allgemeines / Grundprinzip	207
13.2	Sperrschicht-FET	207
13.2.1	Aufbau und Wirkungsprinzip	207
13.2.2	Einfluss der Kanalspannung auf die Kennlinie	208
13.2.3	Steuerung über das Gate	210
13.2.4	Die Kennlinien des Sperrschicht-FET	211
13.3	IG-FET (isolated gate)	212
13.3.1	Anreicherungstyp	212
13.3.2	Verarmungstyp	216
13.3.3	Vorteile der IG-FET	216
13.4	Übersicht über alle FET-Typen	217
13.5	Daten von Feldeffekt-Transistoren	218
13.6	FET als Analogschalter	219
13.6.1	Ein- und Ausschaltbedingungen	219
13.6.2	Grundsaltung eines FET-Analogschalters	219
13.6.3	Verbesserter FET-Analogschalter	221
13.6.4	Gegentakt-FET-Analogschalter	222
13.7	Arbeitspunkt-Einstellung - Konstantstromquelle (J-FET)	223
13.8	J-FET-Wechselspannungsverstärker in Source-Schaltung	225
13.8.1	Schaltung des J-FET-WS-Verstärkers	225
13.8.2	Wechselstrom-Ersatzschaltbild des J-FET in Source-Schaltung	225
13.8.3	Berechnung des Wechselspannungsverstärkers	226
13.9	CMOS-Technik	227
13.9.1	CMOS-Inverter	227
13.9.2	CMOS-NOR-Gatter	227
13.9.3	CMOS-NAND-Gatter	228
13.9.4	CMOS-Übertragungsgatter	229
13.10	Übungsaufgaben zum Feldeffekttransistor	229

14	AUFBAU UND FUNKTIONSWEISE EINES OPERATIONSVERSTÄRKERS	233
14.1	Allgemeines	233
14.2	Interner Aufbau	233
14.2.1	Eingangsstufe	234
14.2.2	Koppelstufe	238
14.2.3	Ausgangsstufe	238
14.2.4	Gesamtschaltung des OP 741	241
14.3	Eigenschaften und Daten von Operationsverstärkern	242
14.4	Moderne Operationsverstärker-Typen	245
14.5	Übungsaufgaben zu Aufbau und Funktionsweise des Operationsverstärkers (VV-OP)	245
15	OPERATIONSVERSTÄRKER - GRUNDSCHALTUNGEN	246
15.1	Anwendungsbeispiele ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung	246
15.1.1	Komparator	246
15.1.2	Schmitt-Trigger	247
15.1.3	Astabiler Multivibrator	248
15.2	Niederfrequente Anwendungsbeispiele mit Gegenkopplung	250
15.2.1	Invertierender Verstärker	251
15.2.2	Nicht-invertierender Verstärker	252
15.2.3	Addition (mit Inversion)	253
15.2.4	Subtraktion (Differenzverstärker)	254
15.2.5	Integration	255
15.2.6	Differentiation	256
15.2.7	Tiefpass oder Verzögerungsglied 1. Ordnung	257
15.2.8	Hochpass	259
15.2.9	Bandpass	260
15.2.10	PI-Regler (Proportional-Integral-Regler)	261
15.3	Fehler-Rechnung	262
15.3.1	Fehler durch Eingangs-Offset-Spannung	262
15.3.2	Fehler durch Eingangsströme (Bias-Ströme)	263
15.3.3	Fehler durch Ungleichheit der Eingangsströme (Eingangs-Offsetstrom)	264
15.4	Stabilitätsprobleme – Frequenzgangkorrektur	265
15.4.1	Schwingneigung durch ungewollte Mitkopplung	265
15.4.2	Die Schleifenverstärkung	266
15.4.3	Frequenzgangkorrektur	267
15.4.4	Stabilität bei kapazitiver Last und beim Differenzierer	270
15.5	Übungsaufgaben zu Operationsverstärker-Grundsaltungen	271

16	SPEZIELLE SCHALTUNGSBEISPIELE MIT OPERATIONSVERSTÄRKERN	273
16.1	Instrumentenverstärker	273
16.2	Präzisionsgleichrichter	274
16.3	Logarithmieren	274
16.4	Delogarithmieren	275
16.5	Multiplizierer	276
16.6	Abtast-Halte-Glieder (Sample & Hold – Verstärker)	277
16.7	Fensterkomparatoren	280
16.8	Multivibratoren mit dem Timer 555	280
16.9	Frequenz-Spannungs- und Spannungs-Frequenz-Wandler	283
16.10	Digital-Analog- und Analog-Digital-Umsetzer	285
16.10.1	Digital-Analog-Umsetzer	285
16.10.2	Analog-Digital-Wandler	288
16.11	Übungsaufgaben Spezielle Operationsverstärker-Schaltungen	293
17	MEHRSCHICHT- UND LEISTUNGS-HALBLEITER-BAUELEMENTE	297
17.1	Thyristor	297
17.1.1	Aufbau und Funktionsweise	297
17.1.2	Haupteinsatzgebiete	301
17.2	TRIAC	302
17.3	DIAC	303
17.4	Leistungs-MOS-FET (Kurzkanalstrukturen)	304
17.4.1	VMOS-FET	304
17.4.2	DMOS-FET	304
17.5	IGBT	305
17.6	Übungsaufgaben zu Leistungs-Halbleiterbauelementen	306
18	OPTOELEKTRONISCHE BAUELEMENTE	307
18.1	Fotowiderstand (LDR)	307
18.2	Fotodiode	308
18.2.1	PN-Übergang unter Lichteinwirkung	308
18.2.2	Diodenbetrieb der Fotodiode	309
18.2.3	Foto-PIN-Diode	310
18.2.4	Schottky-Fotodiode	310
18.2.5	Foto-Lawinen-Diode (Avalanche-Fotodiode)	310
18.2.6	Elementbetrieb der Fotodiode	311
18.2.7	Solarzelle	312
18.3	Fototransistor	313
18.4	Lumineszenz-Dioden	314
18.5	Displays	315
18.5.1	LED-Displays	315
18.5.2	Flüssigkristall-Displays	316

Inhaltsverzeichnis

18.6	Optoelektronische Koppler	317
18.6.1	Optokoppler (geschlossen)	317
18.6.2	Optokoppler-Lichtschraken	318
18.7	Laser-Dioden	319
18.8	Lichtwellenleiter	322
18.9	Übungsaufgaben zu optoelektronischen Bauelementen	325
19	HALBLEITERBAUELEMENTE OHNE PN-ÜBERGANG (HOMOGENE HALBLEITERBAUELEMENTE)	326
19.1	Heißleiter (NTC-Widerstände)	326
19.2	Kaltleiter (PTC-Widerstände)	328
19.3	Varistoren (VDR)	329
19.4	Fotowiderstand (LDR)	329
19.5	Feldplatte (MDR)	330
19.6	Hallgenerator	330
19.7	Dehnungsmessstreifen	331
19.8	Übungsaufgaben zu homogenen Halbleitern	332
20	GLEICHSPANNUNGSWANDLER	333
20.1	Drossel-Aufwärtswandler	333
20.2	Drossel-Abwärtswandler	335
20.3	Drossel-Inverswandler	337
20.4	Einschwingvorgänge	338
20.5	Anwendungsbeschränkungen	338
20.6	Übungsaufgaben zu Schaltwandlern	339
21	THERMISCHE PROBLEME / WÄRMEABLEITUNG	341
21.1	Temperaturerhöhung von Bauelementen durch Wärmefreisetzung	341
21.1.1	Verlustwärme - Verlustleistung	341
21.1.2	Wärmekapazität	341
21.2	Wärmeableitung	342
21.2.1	Der Wärmewiderstand	342
21.2.2	Wärmewiderstand bei Wärmeleitung	342
21.2.3	Wärmewiderstand bei Konvektion	343
21.2.4	Wärmestrahlung	343
21.2.5	Kühlflächenberechnung	343
21.3	Der Wärmestromkreis	344
21.4	Berechnung des Wärmestromkreises	346
21.4.1	Analogie thermischer und elektrischer Größen	346
21.4.2	Berechnung von Temperaturen im stationären Betrieb	347
21.4.3	Reduzierung der zulässigen Verlustleistung bei hoher Umgebungstemperatur	347
21.4.4	Thermische Ausgleichsvorgänge	348
21.5	Übungsaufgaben zu thermischen Problemen	351

Inhaltsverzeichnis

Anhang A - Schaltungsanalyse.....	353
A.1 Grundlagen der Zweipoltheorie.....	353
A.2 Einfache Zweipole	354
A.2.1 Passive Zweipole	354
A.2.2 Aktive Zweipole	354
A.3 Ersatzwiderstand passiver Bauelemente	356
A.3.1 Berechnung eines Ersatzwiderstandes bei linearen Elementen	356
A.3.2 Graphisches Verfahren bei nichtlinearen Elementen	356
A.3.3 Linearisierung von Kennlinien	357
A.4 Ersatzschaltungen aktiver Zweipole.....	359
A.4.1 Aktive Zweipole mit einer Quelle	359
A.4.2 Aktiver Zweipol mit mehreren Quellen	360
A.5 Zusammenschaltung aktiver und passiver Zweipole	361
A.5.1 Der lineare Grundstromkreis	361
A.5.2 Der nichtlineare Grundstromkreis - Graphisches Schnittpunktverfahren	361
A.5.3 Stromkreise mit bipolarem Transistor	367
Anhang B - Vierpoltheorie	370
B.1 Vierpolgleichungen - Vierpolparameter.....	370
B.1.1 Die Z-Parameter	372
B.1.2 Die Y-Parameter	372
B.1.3 Die H-Parameter (= Hybrid-Parameter)	373
B.2 Transistor als linearer Vierpol	374
B.2.1 Die h-Parameter des Transistors	374
B.2.2 Ermittlung der h-Parameter aus den Kennlinien des Transistors	376
B.2.3 h-Parameter in Datenblättern von NF-Transistoren	377
B.2.4 Umrechnung der h-Parameter der Emitterschaltung auf die Basisschaltung	378
B.2.5 Theoretisch ermittelte Näherungswerte der Vierpolparameter des Transistors	379
Anhang C - Lösungen der Übungsaufgaben.....	381
C.1 Halbleiterphysik (zu Abschnitt 1).....	381
C.2 Physik des pn-Übergangs (zu Abschnitt 2).....	382
C.3 Metall-Halbleiter-Übergängen (zu Abschnitt 3)	384
C.4 Dioden (zu Abschnitt 4)	385
C.5 Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode (zu Abschnitt 5).....	387
C.6 Netzgleichrichter (zu Abschnitt 6)	389
C.7 Drehstromgleichrichter (zu Abschnitt 7)	390
C.8 Spannungsvervielfachung (zu Abschnitt 8).....	390
C.9 Aufbau und Funktionsweise des bipolaren Transistors (zu Abschnitt 9).....	391
C.10 Gleichstrombetrieb des Transistors (zu Abschnitt 10).....	392
C.11 Wechselspannungsverstärker mit bipolarem Transistor (zu Abschnitt 11).....	395
C.12 Transistor als Schalter (zu Abschnitt 12)	397
C.13 Feldeffekttransistor (zu Abschnitt 13).....	399
C.14 Aufbau und Funktionsweise des Operationsverstärkers (zu Abschnitt 14)	402
C.15 Operationsverstärker-Grundsaltungen (zu Abschnitt 15).....	403
C.16 Operationsverstärker-Schaltungen (zu Abschnitt 16).....	406
C.17 Leistungs-Halbleiterbauelementen (zu Abschnitt 17)	408
C.18 Optoelektrische Bauelemente (zu Abschnitt 18)	409
C.19 Homogene Bauelemente (zu Abschnitt 19).....	410
C.20 Gleichspannungswandler (zu Abschnitt 20).....	411
C.21 Thermische Probleme (zu Abschnitt 21)	412
Anhang D - Verwendete Größensymbole	413
Literaturhinweise	419
Stichwortverzeichnis	420

Inhaltsverzeichnis

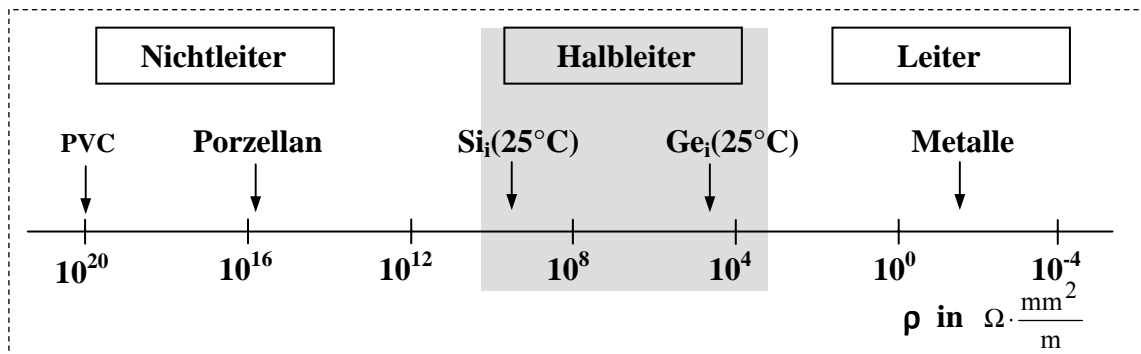
1 Einführung in die Physik der Halbleiter

1.1 Einordnung der Halbleiter zwischen Leitern und Isolatoren

Unter elektrischem Strom verstehen wir: Gerichteter Transport elektrischer Ladung durch bewegliche Ladungsträger in einem Medium

Ein Medium setzt dem Stromfluss einen bestimmten Widerstand entgegen. Dieser lässt sich durch den spezifischen Widerstand ρ des jeweiligen Mediums ausdrücken.

Wertebereich des spezifischen Widerstandes von Medien



Halbleiter liegen mit ihrem spezifischen Widerstand zwischen den Leitern und den Nichtleitern (Isolatoren).

So zeigen z.B. Stäbe (Drähte) von je 1m Länge und 1 mm² Querschnitt aus Kupfer (metallischer Leiter), reinem Silizium (Halbleiter) und PVC (Isoliermaterial) folgende Widerstände:

Cu:	$17,5 \cdot 10^{-3} \Omega$	(17,5 mΩ)
Si-i (20°C):	$2,1 \cdot 10^9 \Omega$	(2,1 GΩ)
PVC:	$10^{20} \Omega$	(10^{11} GΩ)

1.2 Aufbau von Leitern und Halbleitern

1.2.1 Aufbau der Atome

1.2.1.1 Elementarteilchen

Alle Atome bestehen aus den Elementarteilchen:

- Elektronen
- Protonen (Anzahl entscheidet über Art des Elements)
- Neutronen (außer bei Wasserstoff immer vorhanden)

Elektronen und Protonen tragen eine elektrische Ladung (Elementarladung):

- Elektron: $e_- = -1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$ (negative Ladung)
- Proton: $e_+ = +1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$ (positive Ladung)
- Neutron: elektrisch neutral (keine Ladung)

Für jedes Atom gilt: Anzahl der Elektronen = Anzahl der Protonen
⇒ die positiven und negativen Ladungen kompensieren sich in ihren Auswirkungen
⇒ das Atom ist elektrisch neutral

1.2.1.2 Bohrsches Atommodell

Der Aufbau der Atome lässt sich nur in Form von Modellen beschreiben. Eines der bekanntesten ist das Bohrsche Atommodell. Es geht von folgender Vorstellung aus:

Die Protonen und Neutronen sind im sog. **Atomkern** konzentriert.

Die Elektronen umkreisen den Atomkern.

Die Energie der Elektronen bestimmt den Durchmesser der Elektronenbahnen.

Die Elektronen können nach den Gesetzen der Quantenmechanik nicht beliebige sondern nur bestimmte Energien annehmen. Aus diesem Grunde sind nur bestimmte Bahnradien möglich.

Das Atommodell geht daher von diskreten

⇒ **Elektronenschalen**

mit unterschiedlichen Durchmessern aus.

Die maximale Zahl von Elektronen pro Elektronenschale beträgt

$$N_{\max} = 2 \cdot n^2$$

(mit n = Nummer der Schale von innen aus gezählt),

jedoch nicht mehr als 8 Elektronen auf der äußersten Schale

(8 Elektronen auf der äußersten Schale = Edelgaskonfiguration).

Die Elektronenschalen werden mit den Buchstaben K, L, M, . . . bis Q bezeichnet

Tabelle 1-1 Maximale Elektronenzahl auf den Elektronenschalen

Schale	K	L	M	N	O	P	Q	
n	1	2	3	4	5	6	7	
N_{\max}	2	8	18	32	(50)	(72)	(98)	auf den inneren Schalen ⁽¹⁾
N_{\max}	2	8	8	8	8	8	8	auf der äußersten Schale ⁽²⁾ (Edelgaskonfiguration)

Für die Energie der Elektronen gilt:

kernnahe Schalen ⇔ niedrige Energie

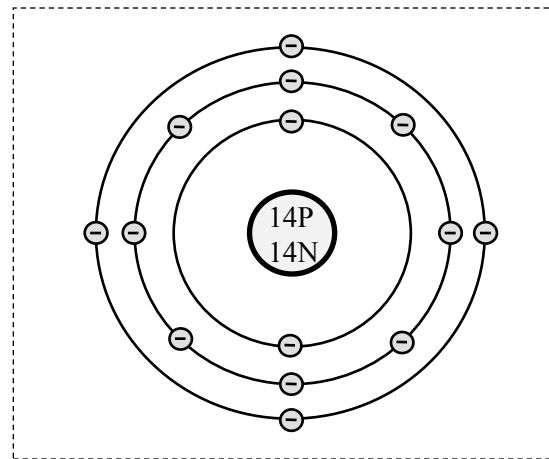
kernferne Schalen ⇔ hohe Energie

Die Atome sind immer bestrebt, den energieärmsten Zustand einzunehmen. Aus diesem Grunde werden die inneren Schalen zuerst besetzt; je schwerer ein Element ist, umso mehr Schalen kommen hinzu.

Die Elektronen der äußersten Schale werden **Valenzelektronen** genannt.

Die folgende Tabelle 1-2 zeigt den Aufbau der Elektronenschalen ausgewählter Elemente.

Abbildung 1-1 Atommodell für Silizium (zweidimensional)



⁽¹⁾ Elektronenzahlen von 50 und mehr auf einer Schale werden in der Realität auch bei den schwersten Elementen nicht erreicht.

⁽²⁾ Bei 8 Elektronen auf der äußersten Schale (2 bei K-Schale) liegt ein Edelgas vor. Edelgase gehen keinerlei chemische Verbindungen ein.

Tabelle 1-2 Belegung der Elektronenschalen bei verschiedenen Elementen

Kernladung	Element	K	L	M	N	O	P	Metall	Halbleiter	Edelgas
2	He	2								X
5	B	2	3							
6	C	2	4							
10	Ne	2	8							X
13	Al	2	8	3				X		
14	Si	2	8	4					X	
15	P	2	8	5						
18	Ar	2	8	8						X
29	Cu	2	8	18	1			X		
31	Ga	2	8	18	3			X		
32	Ge	2	8	18	4				X	
33	As	2	8	18	5					
36	Kr	2	8	18	8					X
47	Ag	2	8	18	18	1		X		
49	In	2	8	18	18	3		X		
51	Sb	2	8	18	18	5				
54	Xe	2	8	18	18	8				X
79	Au	2	8	18	32	18	1	X		

Die Tabelle zeigt, dass Metalle durch eine geringe Zahl von Valenzelektronen (1 bis 3) gekennzeichnet sind.

Für die Herstellung von Halbleitern werden vorzugsweise 4-wertige Elemente verwendet. Auf Verbindungs Halbleiter - z.B. aus 3- und 5-wertigen Elementen (wie GaAs, GaP etc.)- wird in diesem Buch nur im Abschnitt 18, Optoelektronische Bauelemente eingegangen.

1.2.2 Kristallaufbau

Beim Kristallaufbau in Festkörpern muss zwischen metallischen und nicht-metallischen Atombindungen unterschieden werden.

1.2.2.1 Metalle

Metalle bilden Kristalle, ohne dass die Valenzelektronen an der Bindung der Atome im Kristallgitter beteiligt sind.

Einzelne Valenzelektronen können sich daher leicht von den Gitteratomen lösen und sind dann zwischen den Atomen frei beweglich.

In Festkörpern gilt: $\text{Atomdichte} \approx 5 \cdot 10^{22} \text{ Atome/cm}^3$

Bei etwa einem freien (beweglichen) Elektron pro 1 bis 10 Gitteratomen beträgt die Konzentration beweglicher Elektronen in Metallen somit $5 \cdot 10^{21} \text{ cm}^{-3} < n_n < 5 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$

Metalle sind daher sehr gute Leiter.

Anders stellen sich die Verhältnisse in nicht-metallischen Materialien dar.

1.2.2.2 Elektronenpaarbindung

Bei Atomen mit weniger als 8 Valenzelektronen besteht Neigung zur Reaktion (Verbindung) mit anderen Atomen.

Eine wichtige Bindungsart ist die Elektronenpaarbindung (kovalente Bindung)

Eine Elektronenpaarbindung kann man sich modellhaft folgendermaßen vorstellen:

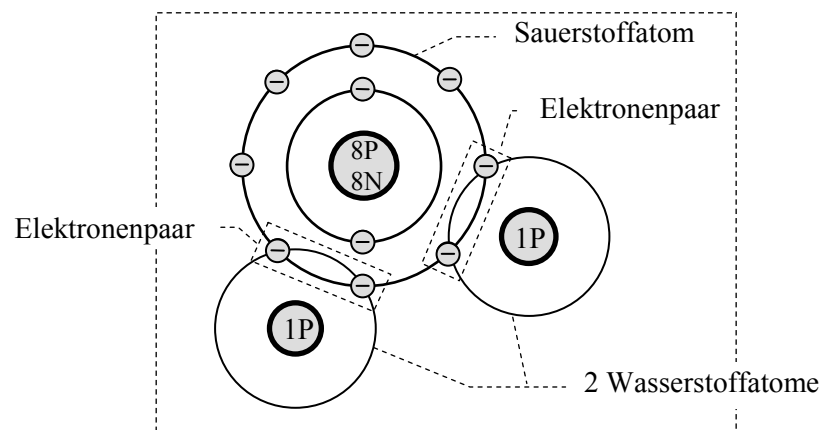
Zwei Atome (desselben oder auch unterschiedlicher Elemente) ordnen sich so an, dass ein Elektronenpaar (bestehend aus je einem Elektron beider Atome) wechselseitig das eine bzw. das andere Atom umkreist. Das Elektronenpaar scheint also beiden Atomen zu gehören; jedes Atom hat scheinbar ein Elektron mehr.

Durch eine geeignete Anzahl von Elektronenpaarbindungen erreicht dabei jedes Atom die Edelgaskonfiguration auf der Valenzschale. Anschließend besteht kein weiteres Reaktionsbestreben.

Durch Elektronenpaarbindung werden die beteiligten Atome stark aneinander gebunden; aber auch die Elektronen lassen sich nur schwer aus den Paarbindungen heraus lösen.

Abbildung 1-2 zeigt die Bildung eines Wassermoleküls aus einem Sauerstoffatom und zwei Wasserstoffatomen durch zwei Elektronenpaarbindungen.

Abbildung 1-2 Elektronenpaarbindungen im Wassermolekül



Das Wassermolekül ist bekanntlich sehr stabil. Reines Wasser ist nicht elektrisch leitend.

1.2.2.3 Halbleiter

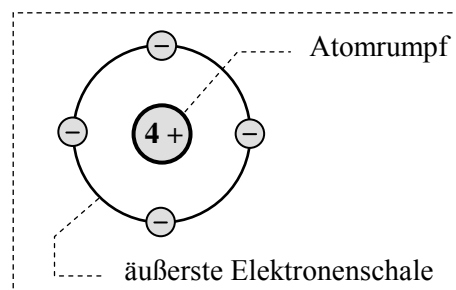
Die Atome der Elemente Silizium und Germanium besitzen jeweils 4 Valenzelektronen.

Abbildung 1-3 zeigt eine vereinfachte Darstellung eines Halbleiteratoms für die Darstellung des Kristallgitters. Die Darstellung passt gleichermaßen für Silizium- und Germanium-Atome.

Abbildung 1-3

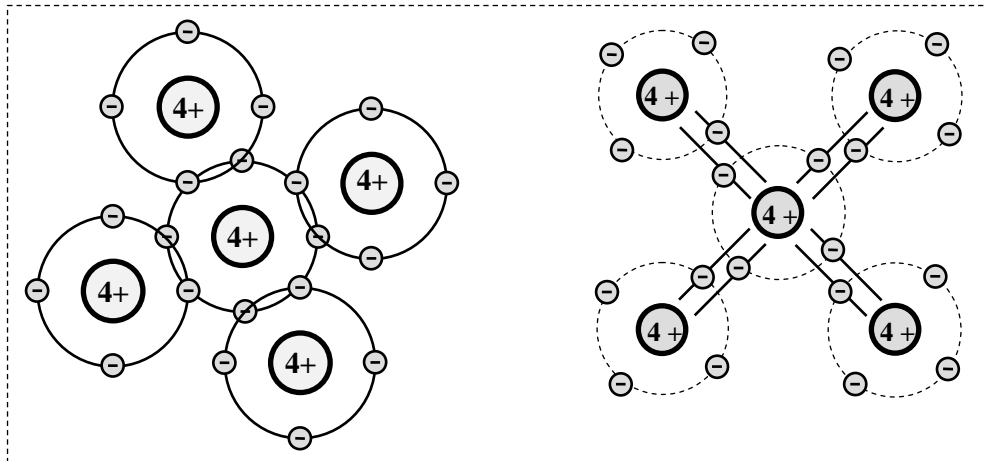
Vereinfachte Darstellung eines Halbleiteratoms

(Nur die Elektronen der äußersten Schale werden dargestellt; die inneren Schalen mit dem Kern zum Atomrumpf zusammengefasst)



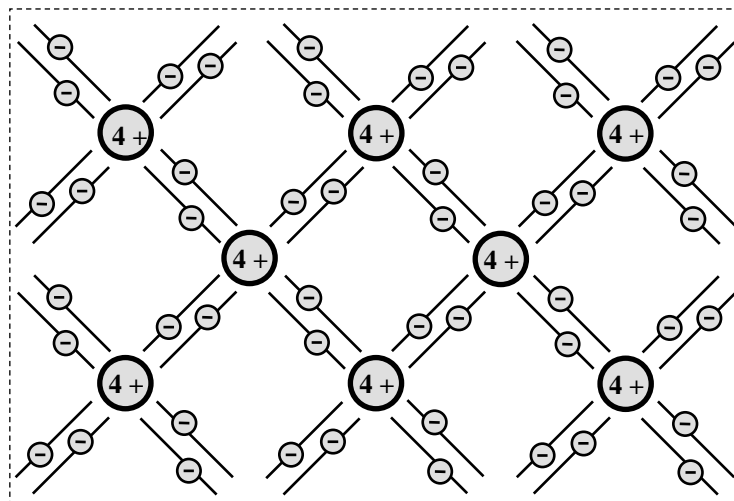
Durch 4 Elektronenpaarbindungen mit 4 Nachbaratomen kann ein Halbleiteratom die Edelgaskonfiguration der Valenzschale erreichen.

Abbildung 1-4 Vier Elektronenpaarbindungen eines Halbleiteratoms (zwei verschiedene Darstellungsarten)



Jedes der Nachbaratome kann seinerseits Elektronenpaarbindungen mit weiteren Atomen eingehen, um ebenfalls die Edelgaskonfiguration der Valenzschale zu erreichen, usw.. Auf diese Weise baut sich ein Kristall auf.

Abbildung 1-5 Zweidimensionale Darstellung der Atome in einem Halbleiterkristall



1.3 Leitungsmechanismen in Halbleitern

Im Halbleiter lassen sich zwei unterschiedliche Leitungsmechanismen unterscheiden: die Eigenleitung und die Störstellenleitung.

1.3.1 Eigenleitung (Leitungsmechanismen im reinen Halbleiter)

$T = 0 \text{ K}$

Bei 0 K sind alle Valenzelektronen im Halbleiterkristall in Elektronenpaarbindungen fixiert

- ⇒ keine beweglichen Ladungsträger
- ⇒ keine elektrische Leitfähigkeit
- ⇒ Halbleiter ist Isolator

1.3.1.1 Paarbildung (Generation)

$T > 0 \text{ K}$

Temperaturerhöhung bedeutet Energiezufuhr:

- ⇒ Energiezufuhr zu den Atomen
- ⇒ Energiezufuhr zu den Elektronen
(statistische Verteilung der Energie)

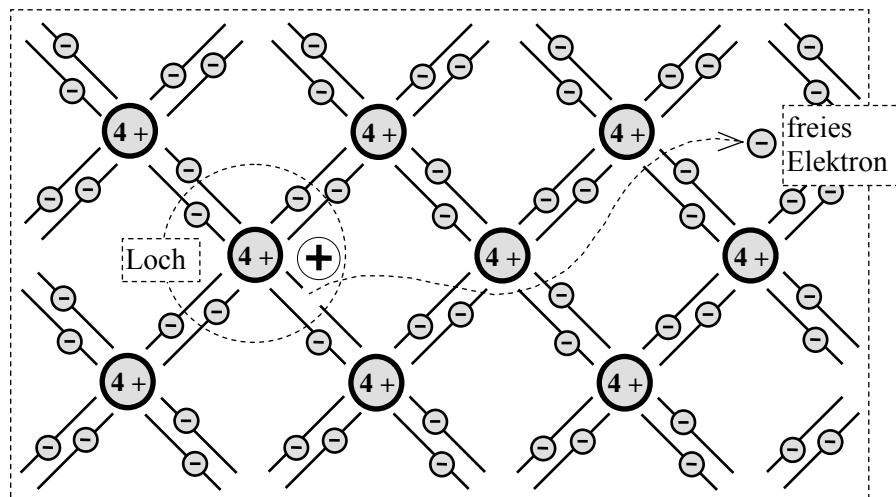
Die energiereichsten Elektronen sind in der Lage, aus den Elektronenpaarbindungen auszubrechen
(erforderliche Energie: 0,7 eV bei Ge; 1,1 eV bei Si)

⇒ sie verlassen ihren Platz im Kristallgitter
⇒ sie werden frei beweglich

Jedes aus einer Elektronenpaarbindung frei gewordene Elektron hinterlässt an seinem Ursprungsort eine Lücke
⇒ „Fehlelektron“, „Defektelektron“ oder „Loch“

An der Stelle des Lochs verbleibt eine positive Überschussladung des Atomkerns
⇒ Das Loch trägt eine positive Ladung

Abbildung 1-6
Paarbildung



Löcherwanderung

Ein Elektron aus einer benachbarten Elektronenpaarbindung kann an die Stelle des Loches wechseln
⇒ Das ursprüngliche Loch verschwindet
⇒ Ein neues Loch entsteht in der Nachbarschaft

Dieser Vorgang wiederholt sich
⇒ Das Loch wandert
⇒ Das Loch entspricht einem beweglichen positiven Ladungsträger

Ladungsträgerkonzentration

Bei der Ladungsträger-Generation entsteht immer ein Ladungsträgerpaar

- ein bewegliches Elektron und
- ein Loch

Der Vorgang nennt sich

⇒ Paarbildung

Die Konzentration positiver und negativer Ladungsträger (= Anzahl der Ladungsträger pro Volumeneinheit) ist bei Eigenleitung gleich.

$$n_0 = p_0$$

n_0 = Konzentration der negativen Ladungsträger
 p_0 = Konzentration der positiven Ladungsträger

Einführung in die Physik der Halbleiter

1.3.1.2 Rekombination

Begegnen sich ein freies Elektron und ein Loch, so wird das Elektron eingefangen und ergänzt die defekte Elektronenpaarbindung
⇒ Das Loch verschwindet
⇒ Das Elektron ist nicht mehr beweglich
⇒ Das Ladungsträgerpaar ist verschwunden
Dieser Vorgang nennt sich ⇒ Rekombination

1.3.1.3 Gleichgewicht zwischen Paarbildung und Rekombination (Intrinsic-Dichte)

Pro Zeiteinheit werden genau so viele Ladungsträgerpaare gebildet wie durch Rekombination wieder verschwinden.

Zwischen Paarbildung und Rekombination stellt sich ein temperaturabhängiges Gleichgewicht ein (Eigenleitungsdichte).

Gleichgewichtskonzentration

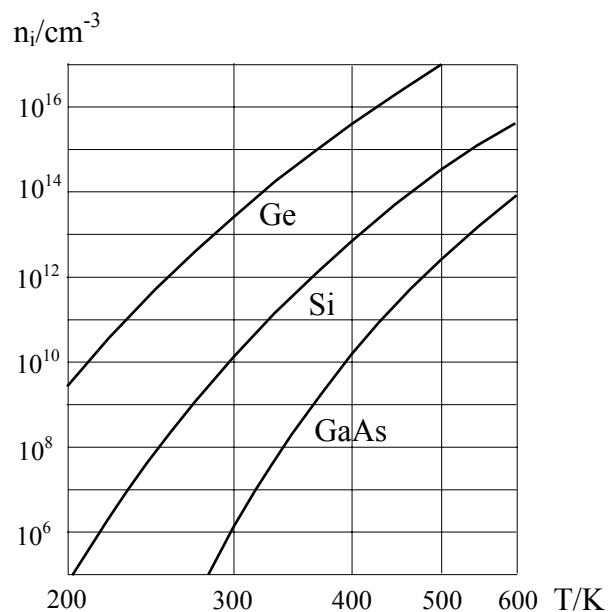
$$n_0 = p_0 = n_i = f(T)$$

(n_i = Intrinsic-Zahl / Intrinsic-Dichte)

Die Gleichgewichtskonzentration (Ladungsträgerdichte) n_i steigt annähernd exponentiell mit der Temperatur.

Abbildung 1-7

Temperaturabhängigkeit der Eigenleitungsdichte bei Silizium, Germanium und Galliumarsenid



Im Vergleich zu den Metallen mit $n \approx 1 \dots 2 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$ ($5 \cdot 10^{21} < n < 5 \cdot 10^{22}$) besitzt der reine Halbleiterkristall eine sehr geringe Zahl freier Ladungsträger.

Beispiele: $T = 300 \text{ K}$

Silizium: $n_i \approx 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3} \Rightarrow 1 \text{ Ladungsträgerpaar pro ca. } 10^{12} \text{ Atome}$
Germanium: $n_i \approx 2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3} \Rightarrow 1 \text{ Ladungsträgerpaar pro ca. } 10^9 \text{ Atome}$

1.3.2 Störstellenleitung

Die Leitfähigkeit eines Halbleiters steigt stark an, wenn dem Kristall Fremdatome zugefügt werden. (Zugeben von Fremdatomen = Dotieren)

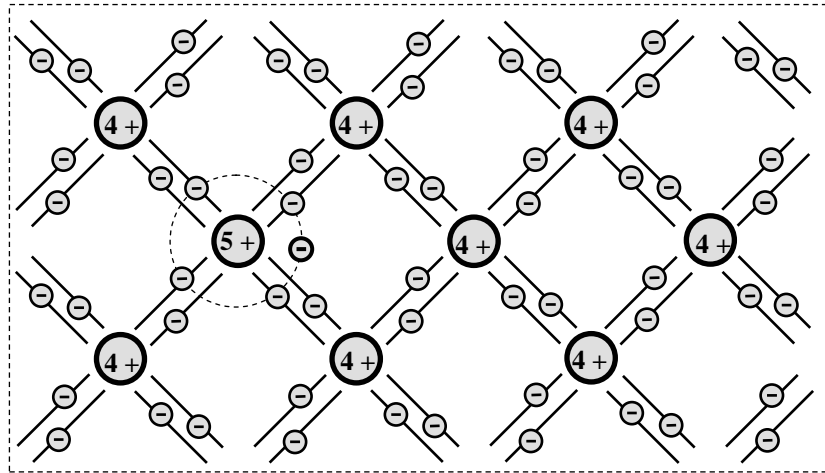
Besonders geeignet sind
3- bzw. 5-wertige Fremdatome

3-wertig: B, Al, In
5-wertig: P, As, Sb

1.3.2.1 Dotierung mit 5-wertigen Fremdatomen

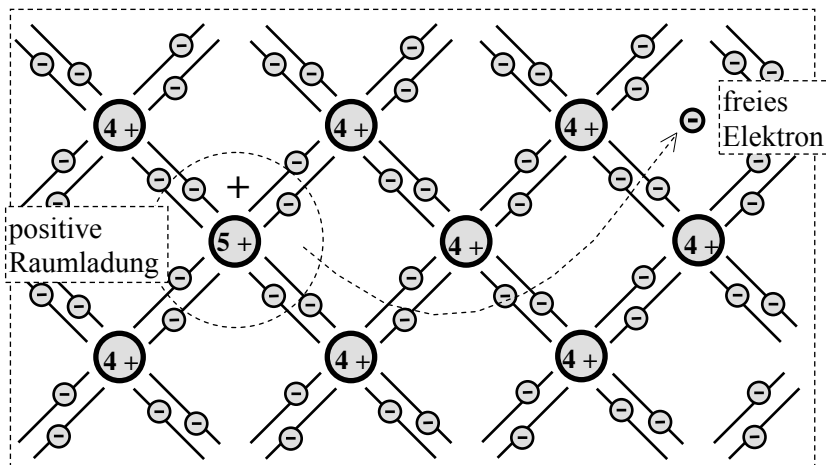
Ein 5-wertiges Fremdatom wird wie ein Halbleiteratom mittels 4 Elektronenpaarbindungen in den Kristall eingebaut. Das fünfte Valenzelektron des Fremdatoms wird nicht benötigt.

Abbildung 1-8
Dotierung mit
5-wertigem Fremdatom



Da das fünfte Valenzelektron nicht in einer Elektronenpaarbindung festgehalten wird, kann es leicht von seinem Rumpfatom \Rightarrow freies Elektron abgetrennt werden.
(erforderliche Energie: 10 meV bei Ge; 50 meV bei Si)

Abbildung 1-9
Ionisierung des
5-wertigen Fremdatoms
(n-Leitung)



Es bleibt eine ortsfeste, positive Überschussladung des Fremdatoms zurück \Rightarrow ortsfeste Raumladung; steht nicht zum Ladungstransport zur Verfügung

Da das 5-wertige Fremdatom ein Elektron abgibt, wird es Donator genannt (lateinisch: donare = geben)

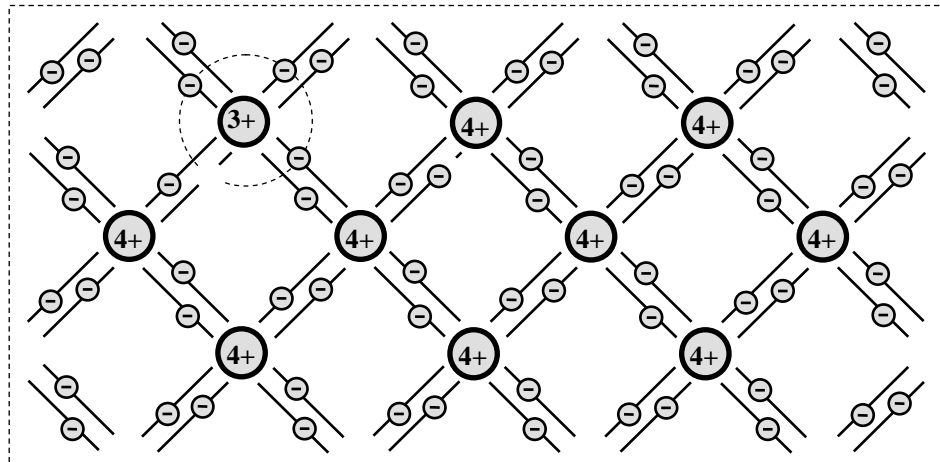
Bereits weit unterhalb Zimmertemperatur sind alle Donatoratome ionisiert.

Donatoratome tragen nur durch die abgegebenen Elektronen zur Leitfähigkeit bei. \Rightarrow n - leitender Kristall (n = negative Ladungsträger)

1.3.2.2 Dotierung mit 3-wertigen Fremdatomen

Ein 3-wertiges Fremdatom wird wie ein Halbleiteratom mittels Elektronenpaarbindungen in den Kristall eingebaut. Allerdings können wegen der 3 Valenzelektronen des Fremdatoms nur 3 Elektronenpaarbindungen gebildet werden. Die vierte Paarbindung kommt nicht zustande

Abbildung 1-10
Dotierung mit
3-wertigen
Fremdatomen



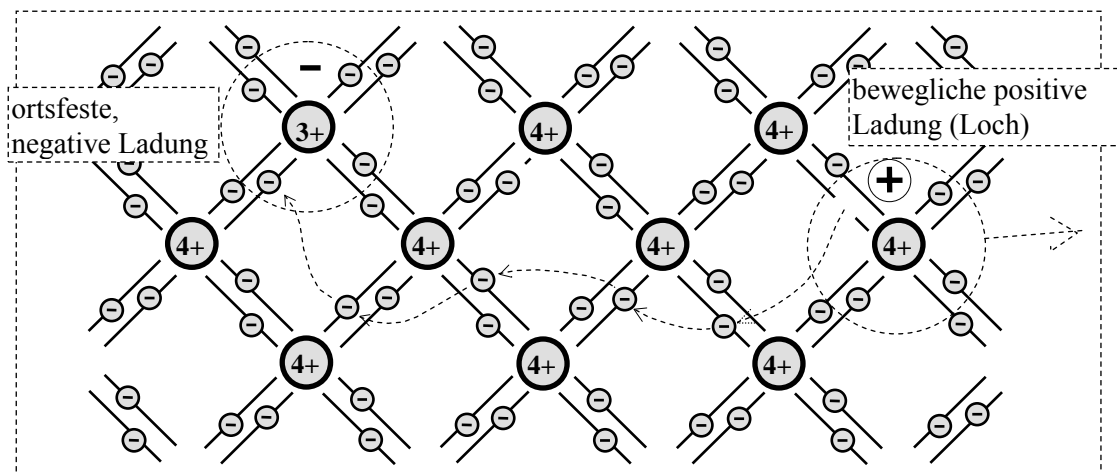
Da die Elektronenpaarbindungen innerhalb eines Kristalls gleichwertig sind, kann ein Elektron aus einer Paarbindung eines Nachbaratoms zu dem Fremdatom wechseln und dort die fehlende vierte Elektronenpaarbindung herstellen.

(erforderliche Energie: 10 meV bei Ge; 50 meV bei Si)

Am Ursprungsort des Elektrons entsteht ein \Rightarrow Loch
(bewegliche positive Ladung)

Bei dem Fremdatom entsteht eine \Rightarrow ortsfeste Raumladung;
ortsfeste, negative Überschussladung steht nicht zum Ladungstransport zur Verfügung

Abbildung 1-11 Ionisierung des 3-wertigen Fremdatoms (p-Leitung)



Da das 3-wertige Fremdatom ein Elektron aufnimmt, wird es Akzeptor genannt
(lateinisch: accipere = an sich nehmen)

Bereits weit unterhalb Zimmertemperatur sind alle Akzeptoratome ionisiert.

Akzeptoratome tragen nur durch \Rightarrow p - leitender Kristall
die entstehenden Löcher zur Leitfähigkeit bei (p = positive Ladungsträger)

1.3.3 Ladungsträgerkonzentrationen im dotierten Halbleiter

1.3.3.1 Ladungsträger im thermodynamischen Gleichgewicht

Der homogen dotierte Halbleiter verhält sich im thermodynamischen Gleichgewicht immer elektrisch neutral, d.h. positive und negative Ladungen kompensieren sich; die Gesamtkonzentration aller positiven Ladungen ist gleich der Gesamtkonzentration aller negativen Ladungen (Neutralitätsbedingung)

$$p_0 + N_D^+ = n_0 + N_A^-$$

(p_0, n_0 = Konzentration von Löchern und freien Elektronen;

N_D^+, N_A^- = Konzentration der ionisierten Donator- und Akzeptoratome)

Darüber hinaus gilt –wie wir später sehen werden– im dotierten, ebenso wie im nicht dotierten Halbleiter im thermodynamischen Gleichgewicht überall das

Massenwirkungsgesetz
$$n_0 \cdot p_0 = n_i^2$$

Damit erhält man für die Konzentration freier Ladungsträger im thermodynamischen Gleichgewicht folgende allgemein gültigen Beziehungen

$$n_0 = \frac{1}{2} \cdot \left[N_D^+ - N_A^- + \sqrt{(N_D^+ - N_A^-)^2 + 4 \cdot n_i^2} \right]$$

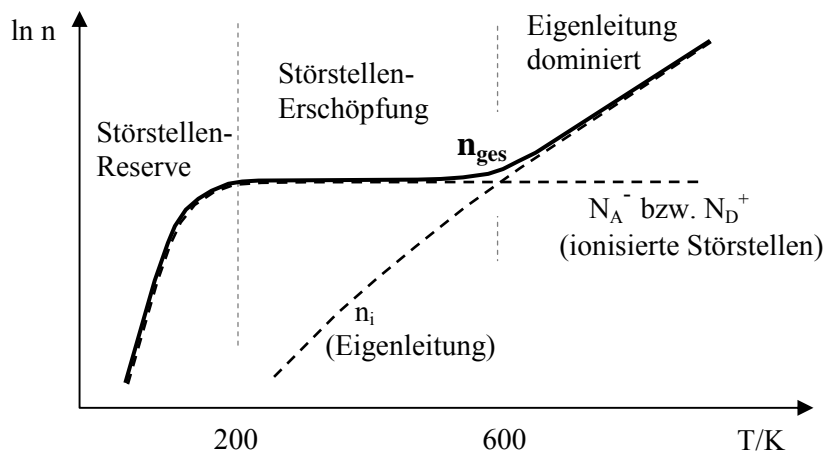
$$p_0 = \frac{1}{2} \cdot \left[N_A^- - N_D^+ + \sqrt{(N_A^- - N_D^+)^2 + 4 \cdot n_i^2} \right]$$

Hierbei ist berücksichtigt, dass bei der Bauelemente-Herstellung Kristallbereiche häufig erst n- und anschließend p- (oder umgekehrt) dotiert werden (Mehrfachdotierung). Wird nur einfach dotiert, so ist eine der Dotierungskonzentrationen N_D bzw. N_A gleich Null.⁽³⁾

Der Störstellenleitung ist immer die Eigenleitung überlagert.

Die Störstellen werden bereits bei sehr niedrigen Temperaturen ionisiert. Davon ausgehend wählt man für Halbleiterbauelemente die Dotierungskonzentrationen wesentlich größer als die im vorgesehenen Temperaturbereich auftretende Intrinsicdichte n_i . Die Konzentration freier Ladungsträger wird dann in dem interessierenden Temperaturintervall von der Dotierung und nicht durch Eigenleitung bestimmt.

Abbildung 1-12 Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerkonzentration im dotierten Halbleiter



⁽³⁾ Sofern nichts anderes angegeben ist, sind mit den in diesem Buch in der Folge angesprochenen Dotierungskonzentrationen immer die Netto-Dotierungskonzentrationen gemeint. Z.B. steht N_D bei einem mehrfach dotierten n-Halbleiter mit $N_D > N_A$ für die Differenz $N_D - N_A$ der tatsächlichen Dotierungskonzentrationen.

Einführung in die Physik der Halbleiter

Die Abbildung 1-12 zeigt qualitativ den Konzentrationsverlauf freier Ladungsträger aus ionisierten Störstellen N_A^- bzw. N_D^+ , die temperaturabhängige Intrinsicdichte n_i , sowie die Gesamtkonzentration n_{ges} , die sich aus der Überlagerung der beiden ergibt.

Zu erkennen sind drei Temperaturbereiche:

1. ein Bereich sehr niedriger Temperaturen (z.B. $T < 200\text{ K}$), in dem noch nicht alle Störstellen ionisiert sind (Bereich der Störstellenreserve),
2. ein mittlerer Temperaturbereich (z.B. $200\text{ K} < T < 500\text{ K}$), in dem alle Störstellen ionisiert sind und in dem die Intrinsicdichte geringer ist als die Dotierungskonzentration (Bereich der Störstellenerschöpfung), sowie
3. ein hoher Temperaturbereich (z.B. $T > 500\text{ K}$), in dem die Konzentration der freien Ladungsträger aus Eigenleitung die Dotierungskonzentration übersteigt (Bereich dominierender Eigenleitung; intrinsischer Bereich).

Meist werden Halbleiter im Bereich der Störstellenerschöpfung betrieben. Die Konzentration freier Ladungsträger aus den Störstellen ist dann konstant und deutlich größer als die Ladungsträgerkonzentration aus Eigenleitung. Diese Bedingung ist bei Siliziumbauelementen bis zu einer Betriebstemperatur von $\vartheta_j = 200\text{ °C}$ gewährleistet, wenn die Dotierungskonzentrationen $\gg 10^{14}\text{ cm}^{-3}$ gewählt werden (siehe hierzu Abbildung 1-7 und Abbildung 1-12). Mit vergleichbaren Dotierungen können Germaniumbauelemente nur bis $\vartheta_j = 80\text{ °C}$ betrieben werden

1.3.3.2 Majoritätsträger und Minoritätsträger

Die Konzentrationen von freien Elektronen und von Löchern sind im dotierten Halbleiter nicht gleich.

Die Konzentration n_{n0} der Elektronen im n-leitenden Material bzw.

die Konzentration p_{p0} der Löcher im p-leitenden Material \Rightarrow **Majoritätsträger**
ist größer als (aus Dotierung)

die Konzentration p_{n0} der Löcher im n-leitenden Material bzw.

die Konzentration n_{p0} der Elektronen im p-leitenden Material \Rightarrow **Minoritätsträger**
(aus Eigenleitung)

1.3.3.3 Ladungsträgerkonzentrationen im n-leitenden Halbleiter

Einfachdotierung

Ein n-leitender Halbleiter liegt vor bei $N_D \gg n_i$

Majoritätsträger-Konzentration

$$n_{n0} \approx N_D^+ \approx N_D$$

Minoritätsträger-Konzentration

Bei reiner Eigenleitung steht im Kristall jedem freien Elektron durchschnittlich genau ein Loch zur Rekombination gegenüber. Ein Gleichgewicht zwischen Paarbildung und Rekombination stellt sich dabei ein bei $n_0 = p_0 = n_i$

Bei Störstellenleitung im n-leitenden Halbleiterkristall stehen den durch Paarbildung entstandenen Löchern $n_{n0} \approx N_D \gg n_i$ Elektronen zur Rekombination gegenüber. Für ein Loch ist daher die Wahrscheinlichkeit auf ein Elektron als Rekombinationspartner zu treffen um den Faktor $a = n_{n0}/n_i \approx N_D/n_i$ größer als bei Eigenleitung.

Die Häufigkeit von Rekombinationen steigt damit um den Faktor a .

Einführung in die Physik der Halbleiter

Die Konzentration der Löcher im n-leitenden Halbleiter ist daher um den Faktor a kleiner als bei reiner Eigenleitung.

$$\text{Es gilt daher} \quad n_{n0} = a \cdot n_i \approx N_D \quad p_{n0} = n_i / a \quad \Leftrightarrow \quad n_{n0} \cdot p_{n0} = n_i^2$$

Daraus ergibt sich

$$p_{n0} \approx n_i^2 / N_D$$

$$\begin{array}{ll} \text{z.B. Silizium mit} & n_i \approx 10^{10} \text{ cm}^{-3} \\ & n_{n0} \approx N_D = 10^{14} \text{ cm}^{-3} \\ & p_{n0} = n_i^2 / N_D = 10^6 \text{ cm}^{-3} \end{array} \Rightarrow \begin{array}{l} (T \approx 300 \text{ K}) \\ a = n_{n0} / n_i \approx 10^4 \text{ Elektronen / Loch} \end{array}$$

Mehrfachdotierung

Ein n-leitender Halbleiter liegt vor bei $N_D > N_A$ und $(N_D - N_A) \gg n_i$

Für die Ladungsträgerkonzentrationen gilt:

$$n_{n0} \approx N_D^+ - N_A^- \approx N_D - N_A$$

und

$$p_{n0} \approx n_i^2 / (N_D - N_A)$$

1.3.3.4 Ladungsträgerkonzentrationen im p-leitenden Halbleiter

Durch ähnliche Überlegungen wie beim n-leitenden Halbleiter erhält man:

Majoritätsträger-Konzentration

$$p_{p0} \approx N_A^- \approx N_A$$

(Einfachdotierung mit $N_A \gg n_i$)

$$p_{p0} \approx N_A^- - N_D^+ \approx N_A - N_D$$

(Mehrfachdotierung mit $(N_A - N_D) \gg n_i$)

Minoritätsträger-Konzentration

$$n_{p0} \approx n_i^2 / N_A$$

(Einfachdotierung mit $N_A \gg n_i$)

$$n_{p0} \approx n_i^2 / (N_A - N_D)$$

(Mehrfachdotierung mit $(N_A - N_D) \gg n_i$)

1.3.4 Massenwirkungsgesetz

Sowohl für eigenleitende wie auch für dotierte Halbleiter gilt das

Massenwirkungsgesetz

$$n_0 \cdot p_0 = n_i^2$$

Es besagt: *Im thermodynamischen Gleichgewicht ist das Produkt der Konzentrationen von freien Elektronen und von Löchern gleich dem Quadrat der Gleichgewichtskonzentration bei Eigenleitung.*

1.3.5 Leitfähigkeit des Halbleiters

Die Leitfähigkeit κ eines Halbleiterkristalls lässt sich mit Hilfe der Ladungsträgerkonzentrationen berechnen.

$$\text{Mit} \quad S = \frac{I}{A}, \quad I = \frac{dN \cdot e}{dt}, \quad v = \frac{dx}{dt} \quad \text{und} \quad A \cdot dx = dV \quad \text{ergibt sich für}$$

$$\text{Ladungsträger der Konzentration} \quad n = \frac{dN}{dV} \quad \text{und der Beweglichkeit} \quad \mu = \frac{v}{E}$$

$$\text{die Leitfähigkeit:} \quad \kappa = \frac{S}{E} = \frac{I}{A \cdot v} = \frac{I \cdot \mu \cdot dt}{A \cdot dx} = \frac{I \cdot \mu \cdot dt}{dV} = \frac{dN \cdot e \cdot \mu \cdot dt}{dt \cdot dV} = n \cdot e \cdot \mu$$

Die Leitfähigkeit κ eines Halbleiters mit Elektronen- und Löcherleitung ergibt sich damit zu:

$$\kappa = e \cdot (n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p)$$

Einführung in die Physik der Halbleiter

Wegen des komplizierten Bewegungsmechanismus ist die Beweglichkeit der Löcher geringer als die der freien Elektronen.

Tabelle 3: Ladungsträger-Beweglichkeit in wichtigen Halbleitern bei $T = 300\text{ K}$

für niedrige Dotierung (z.B. $N_{A,D} \leq 10^{15}\text{ cm}^{-3}$) in $\frac{\text{cm/s}}{\text{V/cm}} = \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$

	μ_n	μ_p
Si	1500	500
Ge	3900	1900
GaAs	8600	480
GaP	450	120
InSb	80000	200
InAs	23000	100

Bei höheren Dotierungen (insb. im Bereich 10^{16} bis 10^{18} cm^{-3}) sinkt die Beweglichkeit deutlich ab (z.B. bei Si annähernd um den Faktor 10 bei $\geq 10^{19}\text{ cm}^{-3}$). Für die Temperaturabhängigkeit gilt $\mu \sim T^{-3/2}$.

1.3.6 Erklärung der Leitungsmechanismen im Halbleiter mit Energie-Modellen

1.3.6.1 Energie-Termschema - Energiebändermodell

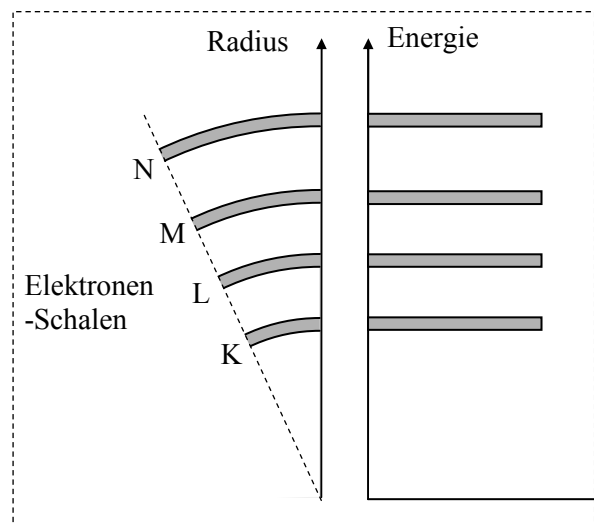
Die Bahnradien der Elektronen sind ein Maß für die Energie der Elektronen.

Aus dem Schalenmodell der Elektronenbahnen lässt sich damit eine grafische Darstellung der Elektronenenergie ableiten.

Ersetzt man die Kreisbögen der Elektronenbahnen eines einzelnen Atoms durch gerade Linien, so erhält man das sog. Energie-Term-Schema.

Bei Festkörpern / Kristallen aus vielen Atomen verschmieren sich die vielen zu denselben Elektronenschalen gehörenden Einzellinien zu Bändern; man erhält das sog. Energie-Bänder-Schema.

Abbildung 1-13 Bänder-Schema



Zwischen den einzelnen Energiebändern treten verbotene Zonen auf. Die entsprechenden Energiebereiche können von Elektronen nicht eingenommen werden.

Am oberen Ende des Energie-Bänder-Schemas folgt auf das Energieband der äußersten Elektronenschale (Valenzband) ein Energiebereich, bei dem sich ein Elektron vollständig von seinem Atom löst und dann frei beweglich ist. Man nennt dieses Energieband das Leitungsband (in Abbildung 1-13 nicht dargestellt).

Für Reaktionen mit anderen Atomen oder für elektrische Vorgänge sind nur die Valenzelektronen sowie freie Elektronen bzw. im Energiebändermodell nur das Valenzband und das Leitungsband von Bedeutung.

Aus diesem Grunde werden üblicherweise nur diese beiden Bänder und das dazwischenliegende verbotene Band betrachtet und dargestellt.

Einführung in die Physik der Halbleiter

Die obere Grenze des Leitungsbandes bildet die Vakuumenergie W_{vac} . Dies ist jenes Energieniveau, bei dessen Überschreiten Elektronen den Festkörper verlassen können. Für Vorgänge innerhalb eines homogenen Halbleiterkristalls ist die Vakuumenergie nicht relevant und wird deshalb üblicherweise nicht dargestellt.

1.3.6.2 Bändermodelle für verschiedene Stoffe⁽⁴⁾

Halbleiter (nicht dotiert)

Zwischen Valenz- und Leitungsband liegt ein verbotenes Band (Ausdehnung W_G).

Verbotenes Band: $W_G = 0,1$ bis $< 2,5$ eV

z.B. Ge: $W_G = 0,67$ eV
Si: $W_G = 1,11$ eV

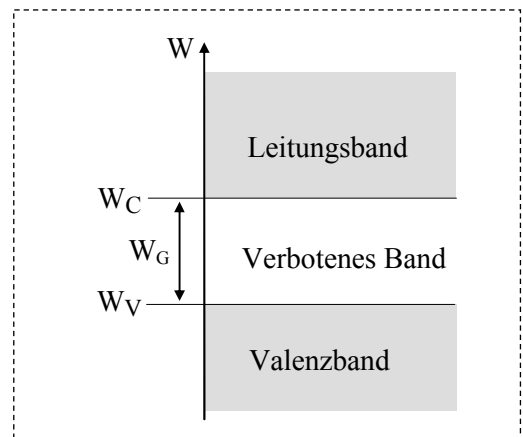
$T = 0$ K: Valenzband voll besetzt
Leitungsband unbesetzt

$T > 0$ K: Durch Energiezufuhr $\geq W_G$
überwinden einzelne Elektronen das
verbotene Band

Gleichgewichtskonzentrationen z.B. bei
 $T = 300$ K: Ge: $n_i \approx 2,3 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$
Si: $n_i \approx 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

Die freien Elektronen besetzen Energieniveaus
im Leitungsband. Im Valenzband treten unbesetzte Energieniveaus auf (Löcher).

Abbildung 1-14 Bändermodell eines Halbleiters



Nichtleiter (Isolatoren)

Das Bändermodell sieht ebenso aus, wie das eines Halbleiters. Im Gegensatz zu Halbleitern besitzen sie jedoch einen größeren Bandabstand

$W_G > 3$ eV z.B. Diamant $W_G = 7$ eV
SiO₂ $W_G = 8,8$ eV

$T = 0$ K: keine Leitfähigkeit

$T \geq 300$ K: keine Leitfähigkeit

Abbildung 1-15 Bändermodell von Metallen

Metalle

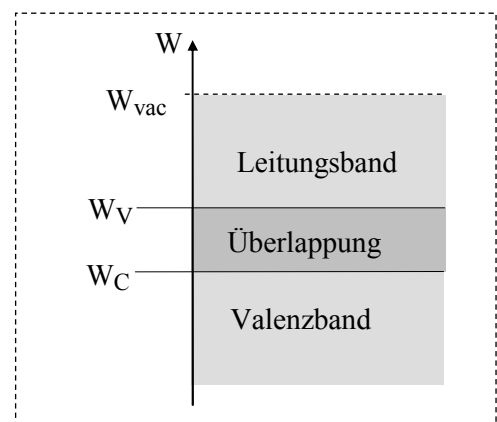
Valenzband und Leitungsband überlappen sich.

Kein unbesetztes (verbotenes) Band zwischen
Valenzband und Leitungsband.

Übergang der Elektronen vom Valenzband ins
Leitungsband ohne Energiezufuhr möglich.

Sehr gute Leitfähigkeit bei 0 K (Supraleitung).

(Geringere Leitfähigkeit bei höheren
Temperaturen wegen Zusammenstößen der
Elektronen mit den thermisch schwingenden
Atomen).



⁽⁴⁾ In den Bändermodellen bedeuten

W_C = Energie-Niveau der Unterkante des Leitungsbandes

W_V = Energie-Niveau der Oberkante des Valenzbandes

$W_G = W_C - W_V$ = Bandabstand

1.3.7 Energie-Verteilung der freien Elektronen und der Löcher

1.3.7.1 Zustandsdichte und Fermi-Dirac-Verteilung

Zustandsdichte

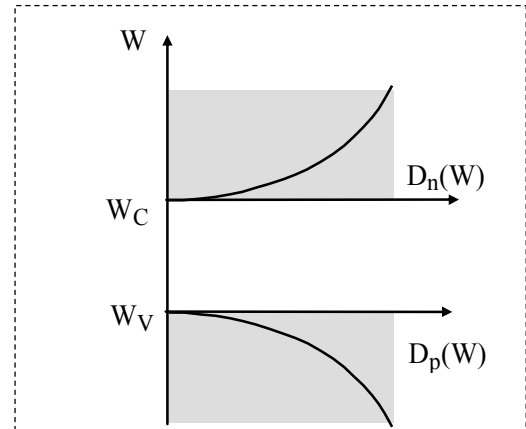
Die Anzahl besetzbarer Energie-Terme im Valenzband und im Leitungsband ist begrenzt.

Die Dichte der verfügbaren Energie-Terme pro Energieintervall dW wird Zustandsdichte $D(W)$ genannt. In der Nähe der Bandkanten W_C und W_V gilt näherungsweise

$$\Rightarrow D_p(W) \sim \sqrt{W_V - W}$$

$$\Rightarrow D_n(W) \sim \sqrt{W - W_C}$$

Abbildung 1-16 Zustandsdichte



Fermi-Dirac-Verteilung - Fermi-Niveau

Für die Wahrscheinlichkeit $P(W)$, dass ein verfügbarer Energieterm tatsächlich durch ein Elektron besetzt ist, gilt die Fermi-Dirac-Verteilung:

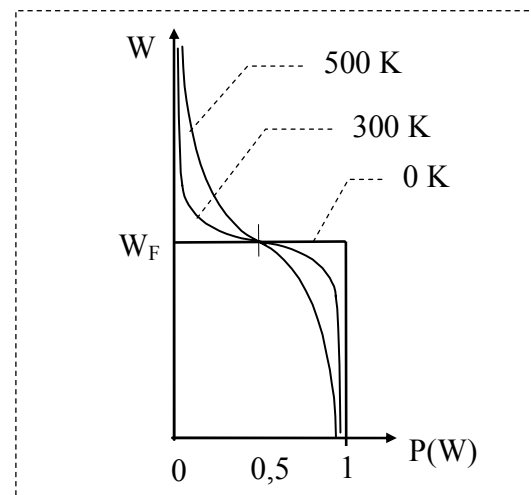
$$P(W) = \frac{1}{1 + \exp \frac{W - W_F}{kT}}$$

mit $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ (Boltzmann-Konstante)

T = absolute Temperatur

W_F = Fermi-Niveau (Fermi-Kante)

Abbildung 1-17 Fermi-Dirac-Verteilung



$T = 0 \text{ K}$: Alle Energie-Niveaus unterhalb W_F sind von Elektronen besetzt, alle Niveaus oberhalb W_F sind unbesetzt (Sprungfunktion bei W_F)

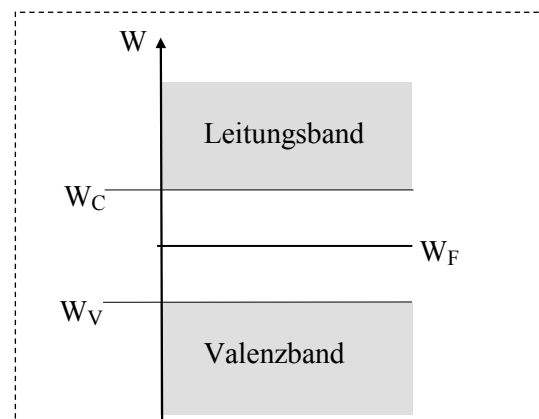
$T > 0 \text{ K}$: - Übergang nicht mehr sprunghaft.

- Besetzungswahrscheinlichkeit bei W_F gerade 50% ($P(W_F) = 0,5$)

Lage des Fermi-Niveaus

Abbildung 1-18 Fermi-Niveau beim reinen Halbleiter

Beim reinen (nicht dotierten) Halbleiter liegt das Fermi-Niveau etwa in der Mitte des verbotenen Bandes.



1.3.7.2 Energie-Bändermodelle für Eigenleitung

$T = 0 \text{ K}$: Nach der Fermi-Dirac-Verteilung sind nur Energiezustände unterhalb der Fermi-Kante möglich

⇒ Das Valenzband ist vollständig mit Elektronen besetzt.

⇒ Das Leitungsband ist leer.

⇒ Es ist keine Stromleitung möglich.

$T > 0 \text{ K}$: Durch Energiezufuhr $\geq W_G$ werden Elektronen vom Valenzband ins Leitungsband angehoben, es entstehen

Paarbildung

⇒ freie Elektronen im Leitungsband und

⇒ (bewegliche) Löcher im Valenzband.

Rekombination

Ein Elektron aus dem Leitungsband fällt in ein Loch im Valenzband.

⇒ Das Elektron gibt Energie ab (Strahlung, Gitterschwingungen).

⇒ Die beweglichen Ladungsträger löschen sich gegenseitig aus.

Zwischen Paarbildung und Rekombination stellt sich ein temperaturabhängiges Gleichgewicht ein.

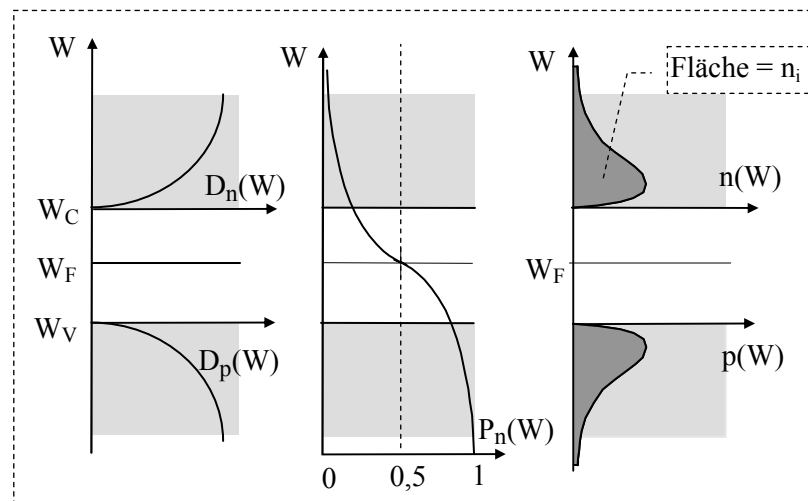
Die Energieverteilung der Ladungsträgerkonzentrationen ergibt sich aus dem Produkt aus Besetzungswahrscheinlichkeit (Fermi-Dirac-Verteilung) und Zustandsdichte.

⇒ $n(W) = P(W) \cdot D_n(W)$ (Energieverteilung der Elektronen im Leitungsband)

⇒ $p(W) = [1 - P(W)] \cdot D_p(W)$ (Energieverteilung der Löcher im Valenzband)

(mit $n(W)$, $p(W)$ = Ladungsträgerdichte pro Intervall dW)

Abbildung 1-19
Energie-Verteilung
der Ladungsträger
bei Eigenleitung



Integration über das gesamte Leitungsband ergibt die Gesamtkonzentration freier Elektronen, Integration über das gesamte Valenzband die Gesamtkonzentration der Löcher,

$$\text{z.B.} \quad n = \int_{W_C}^{W_{\infty}} n(W) \cdot dW \approx \int_{W_C}^{W_{\text{vac}}} P_n(W) \cdot D_n(W) \cdot dW \quad (= n_i \text{ für Eigenleitung})$$

1.3.7.3 Energie-Bändermodelle für Störstellenleitung

Dotierung des Halbleiters \Rightarrow es treten Energie-Terme im verbotenen Band auf
mit Fremdatomen \Rightarrow sog. Störterme

n-dotierter Halbleiter

Es treten Störterme der Donatoratome knapp unterhalb der Leitbandkante auf (Energie-Term (= Energie-Niveau) des nicht zum Kristallaufbau benötigten 5. Elektrons)

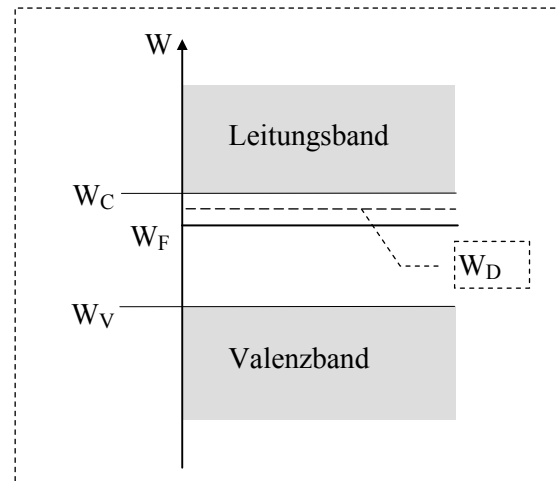
W_D = Energie-Niveau der Störterme

Zur Abtrennung des fünften Elektrons vom Donatoratom reicht die geringe Energiedifferenz ΔW_D zwischen Störterm und Leitungsband-Unterkante

Si: $\Delta W_D = W_C - W_D = 50 \text{ meV}$

Ge: $\Delta W_D = W_C - W_D = 10 \text{ meV}$

Abbildung 1-20 Bändermodell des n-Halbleiters



Das Elektron wird dabei vom Donatorniveau W_D ins Leitungsband angehoben und besetzt ein dort vorhandenes Energieniveau.

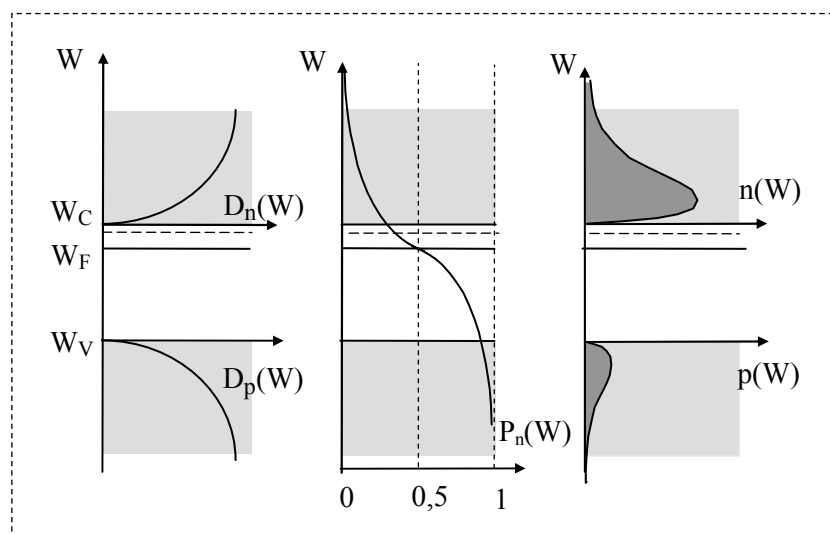
Der Störterm ist dann nicht mehr von einem Elektron besetzt. Die Störstelle wird positiv geladen (ortsfeste positive Ladung; kein bewegliches Loch)

Das Fermi-Niveau verschiebt sich in Richtung auf das Leitungsband und zwar um so mehr, je höher die Konzentration N_D^+ ionisierter Donatoratome ist. Der Abstand des Fermi-Niveaus von der Leitbandkante beträgt (in Ws):

$$W_C - W_F = k \cdot T \cdot \ln(N_C / N_D^+) \quad (\text{Umrechnung in eV durch Division durch } 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Ws/eV})$$

Dabei ist $N_C = 2,86 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ die effektive Zustandsdichte des Leitungsbandes.

Abbildung 1-21 Energie-Verteilung der Ladungsträger im n-Halbleiter



Einführung in die Physik der Halbleiter

p-dotierter Halbleiter

Es treten Störterme der Akzeptoratome knapp oberhalb der Valenzbandkante auf

(Energie-Term des zum Kristallaufbau benötigten aber fehlenden vierten Valenz-Elektrons; zunächst unbesetzt)

W_A = Energie-Niveau der Störterme

Zur Herstellung der fehlenden vierten Elektronenpaarbindung des Akzeptoratoms durch ein Valenz-Elektron aus einer Paarbindung eines Nachbaratoms reicht die geringe Energiedifferenz ΔW_A

$$\text{Si: } \Delta W_A = W_A - W_V = 50 \text{ meV}$$

$$\text{Ge: } \Delta W_A = W_A - W_V = 10 \text{ meV}$$

Das Elektron wird aus dem Valenzband auf das Akzeptorniveau W_A angehoben. Der Störterm wird dabei von dem zugewanderten Elektron besetzt (ortsfeste negative Ladung).

Im Valenzband bleibt das unbesetzte Energieniveau des entstandenen Loches zurück.

Das Fermi-Niveau verschiebt sich in Richtung auf das Valenzband und zwar um so mehr, je höher die Konzentration N_A^- ionisierter Akzeptoratom ist. Mit $N_V = 3,1 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ (= effektive Zustandsdichte des Valenzbandes) beträgt der Abstand des Fermi-niveaus von der Valenzbandkante (in Ws):

$$W_F - W_V = k \cdot T \cdot \ln(N_V / N_A^-)$$

Abbildung 1-22 Bändermodell des p-Halbleiters

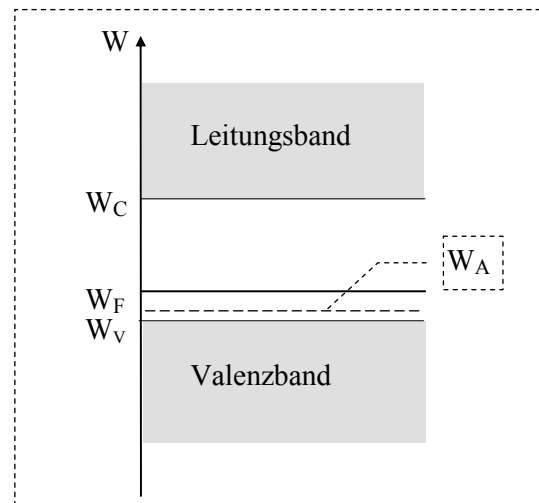
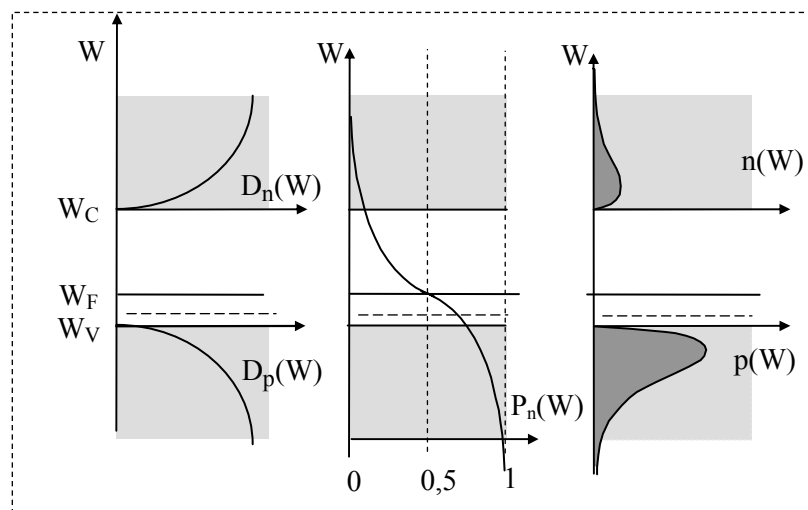


Abbildung 1-23 Energie-Verteilung der Ladungsträger beim p-Halbleiter



Vergleicht man Abbildung 1-19, Abbildung 1-21 und Abbildung 1-23, so ist zu erkennen, dass die beweglichen Ladungsträger in allen Fällen vorzugsweise Energien in der Nähe der Bandkanten einnehmen. Im Inneren der Bänder finden sich kaum bewegliche Ladungsträger.

Wie Sandkörnchen in einer Flüssigkeit zum Boden absinken, so halten sich die freien Elektronen vorzugsweise am unteren Ende des Leitungsbandes in der Nähe der Leitbandkante W_C auf. Wie Luftbläschen in einer Flüssigkeit zur Oberfläche aufsteigen, so halten sich die Löcher vorzugsweise am oberen Ende des Valenzbandes in der Nähe der Valenzbandkante W_V auf.

1.4 Übungsaufgaben zur Physik der Halbleiter

Aufgabe 1-1: Ladungsträger

- (a) Welche Ladungsträger können in Halbleitern an der Stromleitung beteiligt sein ?
- (b) Was versteht man unter einem Loch ?

Aufgabe 1-2: Leitungsmechanismen

- (a) Was versteht man unter Paarbildung ?
- (b) Was versteht man unter Rekombination ?
- (c) Was versteht man unter Dotieren ?
- (d) Was versteht man unter n-Leitung ?
- (e) Was versteht man unter p-Leitung ?
- (f) Was versteht man unter Majoritätsträgern und unter Minoritätsträgern ?
- (g) Was versteht man unter Störstellenerschöpfung ?

Aufgabe 1-3: Massenwirkungsgesetz

- (a) Wie lautet das Massenwirkungsgesetz ?
- (b) Berechnen Sie die Minoritätsträgerdichte bei einer Dotierung mit $N_D = 1,1 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ und $N_A = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ für einen Silizium- und für einen Germanium-Kristall bei $T = 300 \text{ K}$. Sind die Minoritätsträger Elektronen oder Löcher ?
- (c) Wiederhole die Berechnung nach (b) für $T = 400 \text{ K}$ ($\approx 127^\circ \text{C}$). (Beachte die Temperaturabhängigkeit von n_i gemäß Abschnitt 1.3.1.3)
- (d) Wie groß sind Elektronen und Löcherkonzentration bei $N_A = N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ und $n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$?

Aufgabe 1-4: Energie-Bänder-Schema

- (a) Was versteht man unter Valenzband, Leitungsband und verbotenen Band ?
- (b) Was versteht man unter 1 eV (Elektronenvolt) ?
- (c) Was versteht man unter Bandabstand ?
- (d) Wie viel Energie ist mindestens erforderlich, um in einem Siliziumkristall eine Elektron vom Valenzband ins Leitungsband anzuheben ? (Dieselbe Aufgabe für Germanium)
- (e) Was versteht man unter Störtermen ?
Wo liegen die Störterme beim n-dotierten und beim p-dotierten Halbleiter ?
- (f) Welche Bedeutung hat das Fermi-Niveau ?
- (g) Wo liegt das Fermi-Niveau beim reinen Halbleiter (keine Dotierung) ?
- (h) In welche Richtung verschiebt sich das Fermi-Niveau beim n-dotierten Halbleiter und beim p-dotierten Halbleiter ?
- (i) Wo innerhalb des Leitungsbandes tritt die höchste Elektronendichte auf ?
- (j) Wo innerhalb des Valenzbandes tritt die höchste Löcherdichte auf ?

2 Der pn-Übergang

pn-Übergang = Grenzfläche (Grenzschicht) zwischen einer n-dotierten und einer p-dotierten Zone innerhalb eines monokristallinen Halbleiters.

Der pn-Übergang ist das Grundelement zahlreicher Halbleiter-Bauelemente:

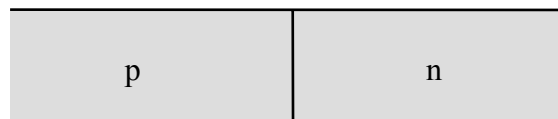
- | | |
|--|----------------|
| z.B. - Diode, Sperrschicht Feldeffekt-Transistor | 1 pn-Übergang |
| - bipolarer Transistor | 2 pn-Übergänge |
| - Thyristor, Thyristordiode (Vierschichtdiode) | 3 pn-Übergänge |
| - Triac, Zweirichtungs-Thyristordiode | 4 pn-Übergänge |

2.1 Der pn-Übergang ohne äußere Spannung

2.1.1 Der ideale abrupte pn-Übergang

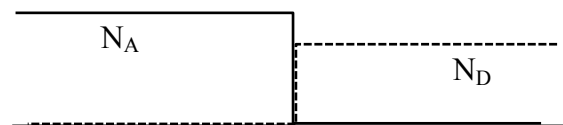
Beim idealen, abrupten pn-Übergang grenzt eine bis zur Grenzfläche homogen dotierte p-Zone an eine ebenfalls bis zur Grenzfläche homogen dotierte n-Zone.

Abbildung 2-1
Idealer, abrupter pn-Übergang



Die Dotierung des Halbleiterkristalls ändert sich an der Grenzfläche sprunghaft.

Abbildung 2-2
Dotierungsverlauf (z.B. $N_A > N_D$)



2.1.2 Ladungsträgerdiffusion - Bildung einer Raumladungszone

Beiderseits des pn-Überganges liegen erheblich unterschiedliche Konzentrationen für jede der beiden entstehenden Arten freier Ladungsträger vor.

Als Folge des Konzentrationsunterschiedes und ihrer thermischen Bewegung diffundieren Elektronen vom n-Gebiet ins p-Gebiet und rekombinieren dort mit Löchern. Umgekehrt diffundieren Löcher aus dem p-Gebiet ins n-Gebiet und rekombinieren dort mit Elektronen. (Beachte: Nur freie Ladungsträger können wandern; ortsfeste Ladungen bleiben zurück).

Auf der p-Seite reduziert sich die Anzahl der Löcher (durch Abwandern und durch Rekombination mit eingewanderten Elektronen). Den ortsfesten negativen Raumladungen steht daher eine reduzierte Anzahl positiver Ladungen (Löcher) gegenüber. Die p-Zone hat sich damit negativ aufgeladen.

Auf der n-Seite reduziert sich die Anzahl der freien Elektronen (durch Abwandern und durch Rekombination mit eingewanderten Löchern). Den ortsfesten positiven Raumladungen steht daher eine reduzierte Anzahl negativer Ladungen (Elektronen) gegenüber. Die n-Zone hat sich damit positiv aufgeladen.

Das dabei entstehende elektrische Feld wirkt einer weiteren Diffusion entgegen und verhindert einen vollständigen Konzentrationsausgleich. Es stellt sich ein Gleichgewicht ein zwischen dem Bestreben, dem Konzentrationsgefälle folgend über den pn-Übergang zu diffundieren, und der entgegenwirkenden Kraft des entstehenden elektrischen Feldes.

Die elektrisch nicht kompensierten ortsfesten Ladungen stoßen die Majoritätsträger der jeweils anderen Seite des pn-Übergangs ab. Diese werden vom pn-Übergang weggedrängt.

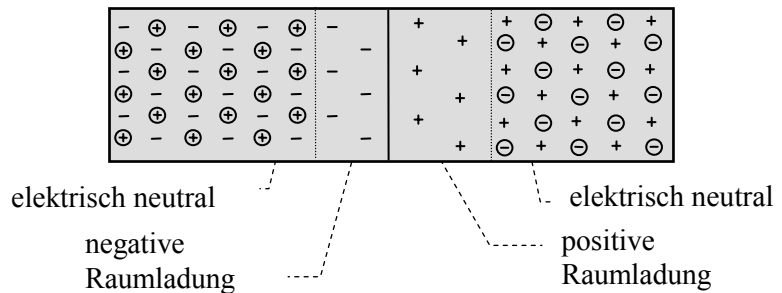
Der pn-Übergang

In der näheren Umgebung des pn-Übergangs tritt eine Zone (fast) ohne freie Ladungsträger auf (Verarmungszone). Dort finden sich nur die verbliebenen ortsfesten Raumladungen (Raumladungszone). In größerer Entfernung von der Grenzschicht bleiben die durch die Dotierung verursachten Ladungsträgerkonzentrationen erhalten.

Abbildung 2-3

Ladungsträger am pn-Übergang

- ⊖ freies Elektron
- ortsfeste negative Ladung
- ⊕ Loch
- + ortsfeste positive Ladung



2.1.3 Ladungsträgerdichte

Der Übergang der Majoritätsträger-Konzentration der einen Seite zur Minoritätsträger-Konzentration der anderen Seite erfolgt stetig in der Umgebung des pn-Übergangs.

Überall gilt das Massenwirkungsgesetz

$$n_0 \cdot p_0 = n_i^2$$

Abbildung 2-4

Ladungsträgerdichte (pro cm^3)
(logarithmischer Maßstab)

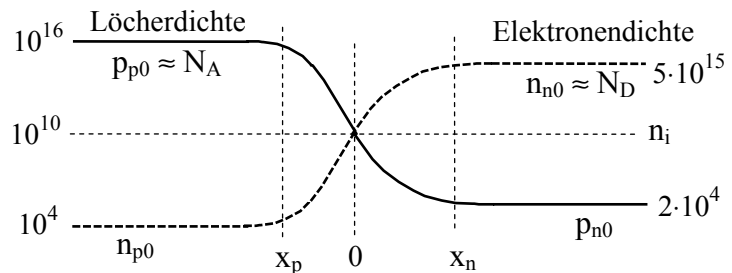
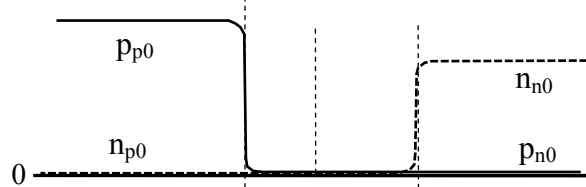


Abbildung 2-5

Ladungsträgerdichte
(linearer Maßstab)



2.1.4 Raumladungsdichte

Die Raumladungsdichte hat beim abrupten pn-Übergang auf beiden Seiten des pn-Übergangs jeweils einen annähernd rechteckigen Verlauf. Sie lässt sich daher mit folgenden Gleichungen angeben:

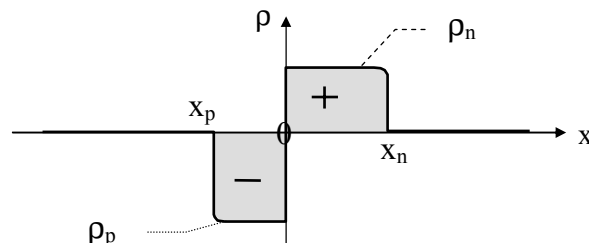
$$\begin{aligned} \rho_p &\approx -e \cdot N_A^- \\ \rho_n &\approx e \cdot N_D^+ \end{aligned}$$

(Dichte der ortsfesten negativen Ladung in der p-Zone)

(Dichte der ortsfesten positiven Ladung in der n-Zone)

Abbildung 2-6

Raumladungsdichte
(linearer Maßstab)



Die beiden Raumladungen Q_p und Q_n sind betragsmäßig gleich groß; bei unterschiedlicher Raumladungsdichte auf den beiden Seiten des pn-Übergangs (aufgrund unterschiedlicher Dotierungskonzentration) dehnen sie sich unterschiedlich weit aus (x_p und x_n)

$$x_p \cdot \rho_p = x_n \cdot \rho_n$$

Der pn-Übergang

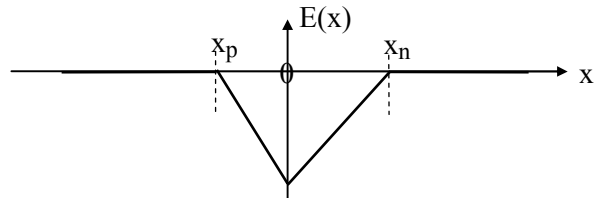
2.1.5 Diffusionsspannung

Durch die Raumladungen wird ein elektrisches Feld hervorgerufen. Den Feldstärkeverlauf erhält man durch Integration der Raumladungsdichte

$$E(x) = \frac{1}{\epsilon_{x_p}} \int_{x_p}^x \rho(x) \cdot dx$$

Bei dem rechteckigen Verlauf der Raumladungsdichte ergibt sich ein dreieckförmiger Verlauf der Feldstärke.

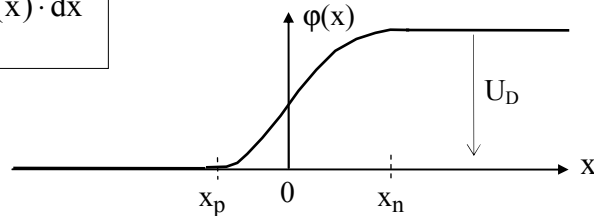
Abbildung 2-7
Elektrische Feldstärke
am pn-Übergang



Durch Integration der elektrischen Feldstärke erhält man den Verlauf des elektrischen Potentials

$$\phi(x) = - \int_{x_p}^x E(x) \cdot dx$$

Abbildung 2-8
Potentialverlauf und
Diffusionsspannung



Die gegenseitige Aufladung von p- und n-Zone führt zu einer elektrischen Spannung zwischen den beiden Zonen. Man nennt diese Spannung die Diffusionsspannung U_D .

Die Diffusionsspannung wirkt einem völligen Ausgleich der Ladungsträgerkonzentration durch den Diffusionsstrom entgegen. Sie wird deswegen mitunter auch Antidiffusionsspannung genannt.

Es stellt sich ein thermodynamisches Gleichgewicht zwischen Diffusionsstrom

$I_D = A \cdot e \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx}$ und entgegengerichtetem Feldstrom $I_F = A \cdot \kappa \cdot E = A \cdot e \cdot n \cdot \mu_n \cdot E$ ein.

Durch Gleichsetzen der beiden Ströme ($I_D = -I_F$) und Integration der darin enthaltenen Feldstärke über die gesamte Raumladungszone erhält man die Diffusionsspannung:

$$U_D = - \int_{x_p}^{x_n} E(x) \cdot dx = \frac{D_n}{\mu_n} \cdot \int_{n_p}^{n_n} \frac{dn}{n} = \frac{D_n}{\mu_n} \cdot \ln \frac{n_{n0}}{n_{p0}} = U_T \cdot \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2}$$

mit $\frac{D_n}{\mu_n} = U_T = \frac{k \cdot T}{e}$ (nach Einstein)

Die Temperaturspannung U_T ist ein Spannungs-Äquivalent für die mittlere Energie der Elektronen bei der Temperatur T . [Mittl. Elektronenenergie = $e \cdot U_T = k \cdot T$]

Zahlenbeispiel:

$$T = 300 \text{ K} \Rightarrow U_T = \frac{k \cdot T}{e} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws} \cdot \text{K}^{-1} \cdot 300 \text{ K}}{1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}} \approx 26 \text{ mV}$$

$$\text{Germanium: } n_i \approx 2,4 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3} \quad N_A = 10^{15} \text{ cm}^{-3} \quad N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3} \Rightarrow U_D \approx 200 \text{ mV}$$

$$\text{Silizium: } n_i \approx 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3} \quad N_A = 10^{15} \text{ cm}^{-3} \quad N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3} \Rightarrow U_D \approx 600 \text{ mV}$$

Der pn-Übergang

Die Diffusionsspannung kann von außen nicht gemessen werden, da sich an den äußeren Kontakten ebenfalls Diffusionsspannungen einstellen, die der Diffusionsspannung am pn-Übergang entgegengerichtet sind. Die Summe aller Diffusionsspannungen ergibt 0.

2.1.6 Sperrschichtweite

Die Raumladungszone dehnt sich aus von x_p bis x_n . Diese Ausdehnung wird Sperrschichtweite W_S genannt. Im spannungslosen Zustand beträgt die Sperrschichtweite:

$$W_{S0} = \sqrt{\frac{2\epsilon}{e} \cdot \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) \cdot U_D}$$

z.B. Silizium: $\epsilon_r = 11,7$ $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$
 $N_A = N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ $U_D = 0,6 \text{ V}$
 $W_{S0} = \sqrt{\frac{2 \cdot 11,7 \cdot 8,854 \cdot 10^{-14} \text{ As} \cdot \frac{2 \text{ cm}^3}{10^{15}} \cdot 0,6 \text{ V}}{1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot \text{V} \cdot \text{cm}}} = 1,25 \mu\text{m}$

2.1.7 Sperrschichtkapazität

In der Raumladungszone sind elektrische Ladungen enthalten. Der Raumladungszone kann daher eine Kapazität zugeordnet werden. In Anlehnung an einen Plattenkondensator kann die Größe der Kapazität angegeben werden:

$$C = \epsilon \cdot \frac{A}{d} \quad \Rightarrow \quad C_S = \epsilon \cdot \frac{A}{W_S}$$

Mit der Sperrschichtweite W_{S0} ergibt sich eine auf die Sperrschichtfläche A bezogene Sperrschichtkapazität des spannungslosen pn-Übergangs von:

$$c_{S0} = \frac{C_{S0}}{A} = \frac{\epsilon}{W_{S0}} = \sqrt{\frac{\epsilon \cdot e \cdot N_A \cdot N_D}{2 \cdot (N_A + N_D) \cdot U_D}}$$

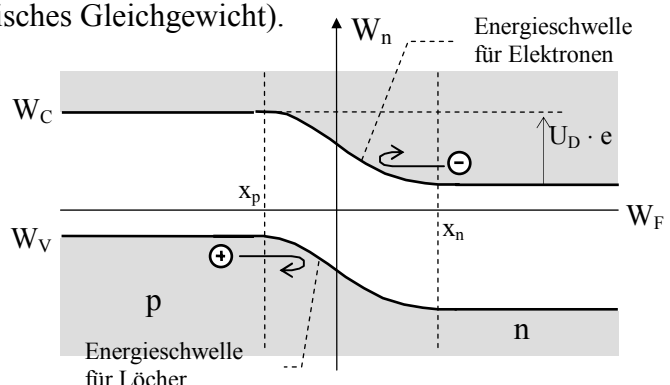
z.B. Silizium: $W_{S0} = 1,25 \mu\text{m} \quad \Rightarrow \quad c_{S0} = C_{S0}/A \approx 8,3 \text{ nF/cm}^2$

2.1.8 Energiebänder-Modell des pn-Überganges

Für den pn-Übergang lässt sich ein Energiebänder-Schema zeichnen. Charakteristisch für den spannungslosen pn-Übergang ist, dass sich das Fermi-Niveau beiderseits der Grenzschicht auf gleiche Höhe einstellt (thermodynamisches Gleichgewicht).

Abbildung 2-9
Energiebänder-Schema des spannungslosen pn-Übergangs

W_n = Elektronen-Energie
 W_C = Leitband-Kante
 W_V = Valenzband-Kante
 W_F = Fermi-Niveau



Da sich die freien Elektronen im Leitungsband des n-Gebiets vorzugsweise in der Nähe der Leitbandkante aufhalten, können sie nicht ins energetisch höherliegende Leitungsband des p-Gebiets überwechseln (Energieschwelle $\Delta W = U_D \cdot e$).

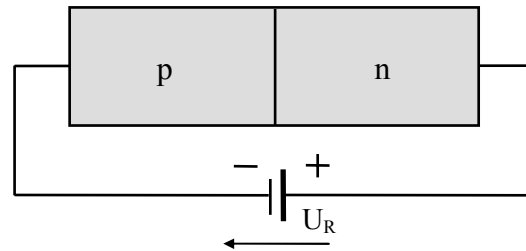
Ähnliches gilt für die Löcher im Valenzband des p-Gebiets, die sich hauptsächlich an der Valenzbandkante aufhalten.

Der pn-Übergang

2.2 Der pn-Übergang mit äußerer Spannung

2.2.1 Sperrpolung

Abbildung 2-10
Spannung in Sperrpolung
am pn-Übergang



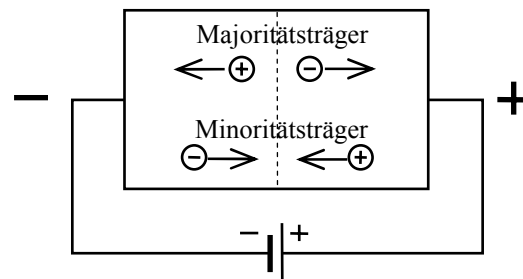
Legt man an den pn-Übergang eine äußere Spannung U_R so an, dass der Minuspol am p-Gebiet, der Pluspol am n-Gebiet anschließt, so addiert sich die äußere Spannung zu der Diffusionsspannung am pn-Übergang:

$$U_{pn} = U_D + U_R$$

(Index R: reverse voltage)

Das von der externen Spannung verursachte elektrische Feld übt Kräfte auf die beweglichen Ladungsträger im Halbleiter aus. Die Majoritätsträger werden von den jeweils angrenzenden Spannungspolen angezogen. Die Minoritätsträger werden von den angrenzenden Spannungspolen abgestoßen.

Abbildung 2-11
Kraftwirkungen auf die
Ladungsträger bei Sperrpolung



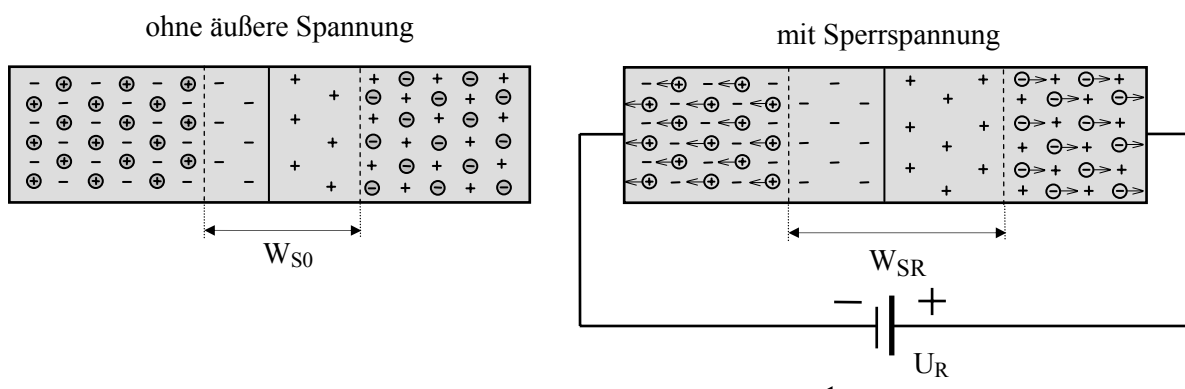
2.2.1.1 Verhalten der Majoritätsträger bei Sperrpolung

- Die externe Spannung vergrößert die durch U_D gebildete Potenzialbarriere.
- Es ist kein Strom von Majoritätsträgern über den pn-Übergang hinweg möglich.
- Der pn-Übergang sperrt \Rightarrow **Sperrpolung**

Die Majoritätsträger werden vom pn-Übergang weg nach außen gezogen.

Hierdurch vergrößert sich die Raumladungszone.

Abbildung 2-12 Vergrößerung der Raumladungszone durch äußere Sperrspannung



Der pn-Übergang

Die Sperrschichtweite wächst mit der Sperrspannung

$$W_{SR} = \sqrt{\frac{2\epsilon}{e} \cdot \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right) \cdot (U_D + U_R)} = W_{S0} \cdot \sqrt{\frac{U_D + U_R}{U_D}} \quad (U_R \text{ positiv einsetzen})$$

Die Sperrschicht-Kapazität sinkt mit wachsender Sperrspannung

$$c_S = \frac{C_S}{A} = \frac{\epsilon}{W_{SR}} = c_{S0} \cdot \sqrt{\frac{U_D}{U_D + U_R}} \quad (c_{S0} = \text{Kapazität des spannungslosen pn-Übergangs})$$

2.2.1.2 Verhalten der Minoritätsträger bei Sperrpolung

Die Minoritätsträger werden vom jeweils benachbarten Pol der äußeren Sperrspannung abgestoßen, vom jeweils entgegengesetzten Pol angezogen. Sie werden daher ins Kristallinnere in Richtung auf den pn-Übergang verschoben.

Für die Minoritätsträger stellen Diffusionsspannung und angelegte Sperrspannung keine Potenzialbarriere sondern eine Beschleunigungsspannung dar.

In den Bereich der Raumladungszone geratene oder dort durch Paarbildung entstandene Minoritätsträger werden daher von dem dort herrschenden elektrischen Feld beschleunigt und durch den pn-Übergang hindurch bewegt.

Durch die Minoritätsträger wird daher ein kleiner Strom in Sperrrichtung (**Sperrstrom**) verursacht.

Da die Minoritätsträger durch das elektrische Feld in der Raumladungszone abgesaugt werden, aber nur wenige nachfließen, sinkt ihre Konzentration am Rand der Raumladungszone stark ab. Die Minoritätsträgerdichten am Rande der Raumladungszone lassen sich nach folgenden Gleichungen angeben:

$$n_p(x_p) = n_{p0} \cdot e^{-\frac{U_R}{U_T}}$$

$$p_n(x_n) = p_{n0} \cdot e^{-\frac{U_R}{U_T}}$$

Für $U_R \gg U_T$ (z.B. $U_R > 0,5 \dots 1V$), also bereits für kleine Sperrspannungen gehen diese Konzentrationen gegen 0.

Abbildung 2-13
Konzentration der Ladungsträger
bei Sperrpolung
(logarithmischer Maßstab)

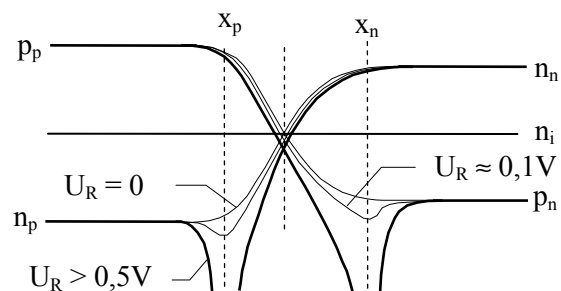
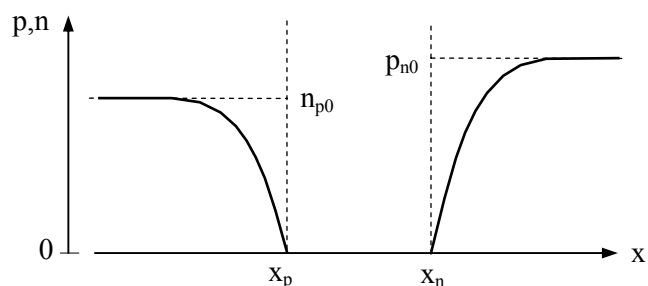


Abbildung 2-14
Konzentration der Minoritätsträger
außerhalb der Raumladungszone bei
Sperrpolung (linearer Maßstab)

n_{p0}, p_{n0} = Minoritätsträgerdichten
ohne äußere Spannung



Innerhalb der Raumladungszone und in deren unmittelbaren Nähe gilt das Massenwirkungsgesetz nicht mehr.

Der pn-Übergang

Sperrsättigungsstrom

Bereits bei kleinen Sperrspannungen werden am Rande der Raumladungszone alle Minoritätsträger abgesaugt und die Minoritätsträgerdichte sinkt auf 0.

Bei steigender Sperrspannung können daher keine zusätzlichen Minoritätsträger abgesaugt werden. Der Sperrstrom erreicht bereits bei kleinen Sperrspannungen einen Sättigungswert und steigt bei höheren Sperrspannungen nicht an.

$$I_S = A \cdot e \cdot (p_{n0} \cdot \frac{L_p}{\tau_p} + n_{p0} \cdot \frac{L_n}{\tau_n})$$

mit A = Fläche des pn-Überganges

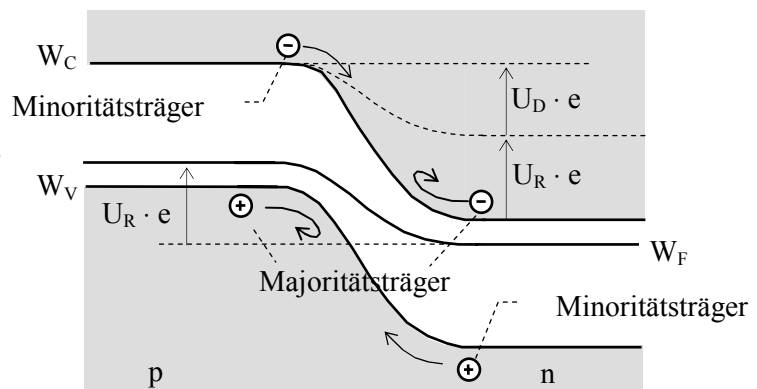
und mit $\frac{L_{p,n}}{\tau_{p,n}} = \frac{\text{Diffusionslänge der Minoritätsträger}}{\text{Minoritätsträger – Lebensdauer}}$

Bei $T = 300\text{K}$ beträgt der Sperrsättigungsstrom bei Silizium $I_S/A \approx 10^{-9} \dots 10^{-11} \text{ A/mm}^2$.

Bänderschema des pn-Überganges in Sperrpolung

Abbildung 2-15

Bänderschema des pn-Überganges in Sperrpolung

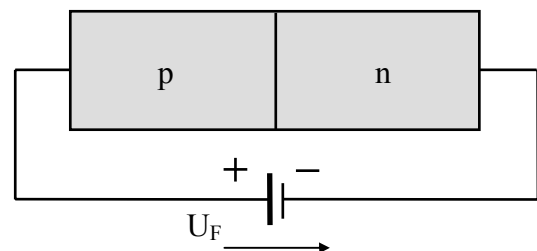


Die Energiebarriere (Potenzialbarriere) für Majoritätsträger wächst (z.B. Elektronen können nicht von n-Zone zur p-Zone übertreten).

Für Minoritätsträger wirkt die Potenziialschwelle beschleunigend (z.B. werden Elektronen aus der p-Zone durch die Raumladungszone zur n-Zone gezogen)

2.2.2 Flusspolung

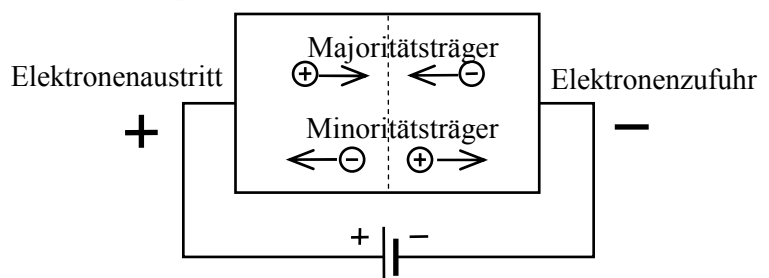
Abbildung 2-16 Flusspolung



Legt man an den pn-Übergang eine externe Spannung U_F mit dem Pluspol am p-Gebiet und dem Minuspol am n-Gebiet, so werden die Majoritätsträger von den benachbarten äußeren Anschlüssen abgestoßen und in Richtung auf den pn-Übergang verschoben.

Abbildung 2-17

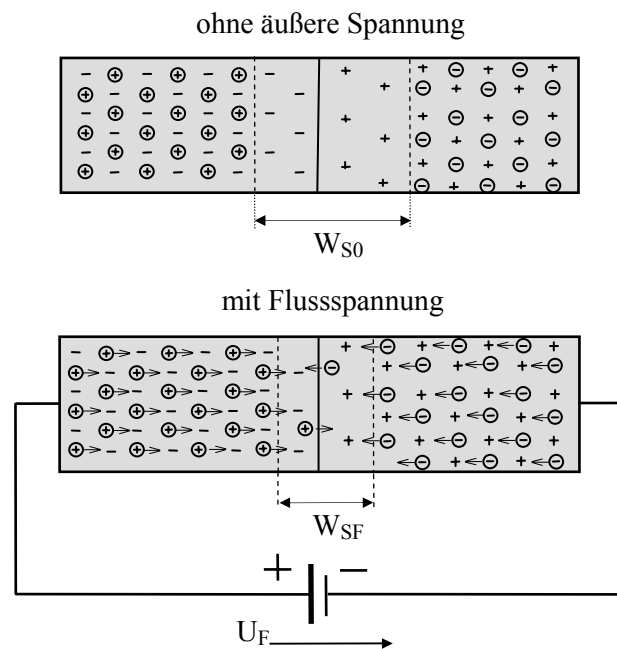
Ladungsträgerbewegung bei Flusspolung



Der pn-Übergang

Dadurch sinkt die Dicke der Raumladungszone; die Sperrschichtweite nimmt ab.

Abbildung 2-18
Verkleinerung der
Raumladungszone bei Flusspolung



Durch die externe Spannung wird die von der Anti-Diffusionsspannung U_D gebildete Potenzialdifferenz über dem pn-Übergang abgebaut:

$$U_{pn} = U_D - U_F$$

(Index F: forward-voltage)

Die externe Spannung wirkt der Anti-Diffusionsspannung entgegen. Die Potentialschwelle für Majoritätsträger wird reduziert.

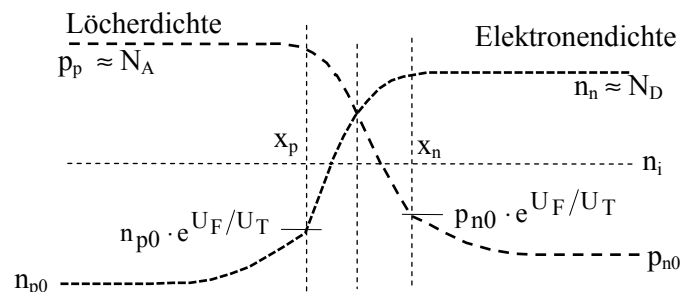
Zunächst gelingt es den schnellsten (energiereichsten) Majoritätsträgern den Potenzialwall zu überwinden; es fließt ein noch kleiner Majoritätsträgerstrom über den pn-Übergang.

Die Majoritätsträger durchdringen den pn-Übergang, dringen in das Nachbargebiet ein und rekombinieren mit den dortigen Majoritätsträgern.

Mit wachsender äußerer Spannung wird die Anti-Diffusionsspannung mehr und mehr abgebaut. Der Strom über den pn-Übergang nimmt exponentiell zu \Rightarrow **Durchlassstrom**.

Der Flussstrom über den pn-Übergang ist ein reiner Diffusionsstrom (wegen des existierenden Konzentrationsgefälles), kein Feldstrom.

Abbildung 2-19
Ladungsträgerkonzentration
bei Flusspolung



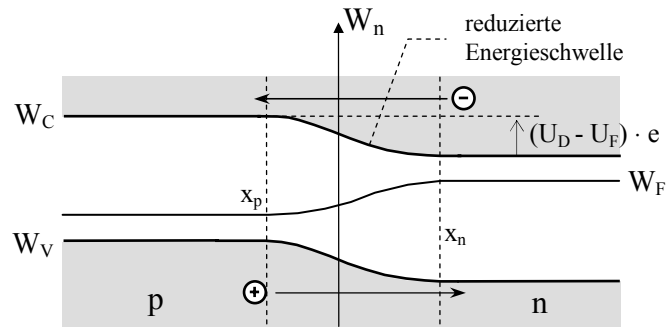
Da sich nun zusätzliche eingewanderte (und noch nicht rekombinierte) Ladungen außerhalb, aber nahe der Raumladungszone aufhalten, spricht man von einer Diffusionskapazität und von einer Speicherladung.

Innerhalb der Raumladungszone und in deren Nähe gilt das Massenwirkungsgesetz nicht mehr.

Der pn-Übergang

Abbildung 2-20 zeigt das Energiebänderschema des pn-Übergangs bei Flußpolung. Die Energiebarriere zwischen p- und n-Zone ist um den Betrag $U_F \cdot e$ reduziert; das Fermi-niveau zeigt zwischen den beiden Seiten dieselbe Differenz. Majoritätsträger diffundieren durch die Raumladungszone.

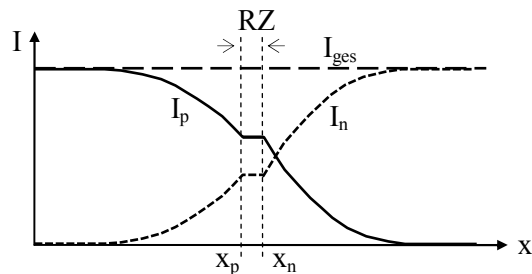
Abbildung 2-20
Energiebänder-Schema
bei Flußpolung



Ist die Dotierung von p- und n-Zone unterschiedlich hoch, so stellen sich entsprechend unterschiedlich hohe Majoritätsströme I_p und I_n durch die Raumladungszone ein.

Abbildung 2-21
Stromanteile von
Elektronen (I_n) und Löchern (I_p)

In der Abbildung ist die Raumladungszone RZ stark vergrößert dargestellt. Die Rekombination in der RZ ist vernachlässigbar.



Die außen angelegte Flussspannung baut die dem Diffusionsstrom entgegenstehende Potenzialdifferenz U_D maximal bis auf 0 ab; der Aufbau einer Spannung mit umgekehrter Polarität über dem pn-Übergang ist nicht möglich.

Wird die außen angelegte Spannung nach völligem Abbau von U_D weiter erhöht, so wird der Durchlassstrom nur noch durch die Bahnwiderstände der p- und n-Zonen begrenzt.

2.2.3 Durchbruch bei hoher Feldstärke in Sperrpolung

Bei geringer Sperrschichtweite treten hohe Feldstärken im Sperrbetrieb auf. Übersteigt die Feldstärke bestimmte Werte, so wächst der Sperrstrom stark über den Sperrsättigungsstrom an. Man spricht vom Durchbruch des pn-Überganges.

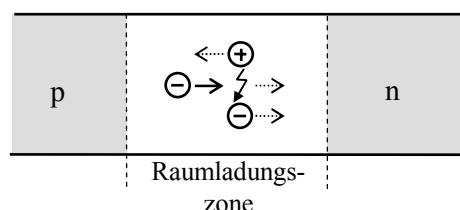
Für den Sperrstromanstieg sind zwei unterschiedliche Mechanismen verantwortlich: der Lawineneffekt oder der Zenereffekt.

2.2.3.1 Lawinen-Effekt

Elektronen, die innerhalb der Raumladungszone eines pn-Überganges durch Paarbildung entstehen oder aus den angrenzenden Halbleiterzonen in die Raumladungszone eindiffundieren, werden durch ein elektrische Feld innerhalb der Raumladungszone beschleunigt; sie nehmen kinetische Energie auf.

Bei hinreichend großer elektrischer Feldstärke nehmen die Elektronen soviel Energie auf, dass sie beim Zusammentreffen mit einem Gitteratom eine Elektronenpaarbindung aufbrechen und ein Elektron aus dem Gitterverband herausschlagen können.

Abbildung 2-22
Lawineneffekt durch
Stoßionisation



Der pn-Übergang

Aus ursprünglich einem freien Elektron werden durch Stoßionisation zwei freie Elektronen und ein Loch. Bei ausreichend großer Sperrschichtweite können die beiden nun vorhandenen freien Elektronen erneut Energie aufnehmen, so dass sie ebenfalls zur Stoßionisation in der Lage sind. Dieser Vorgang kann sich mehrmals wiederholen.

Ist die Feldstärke ausreichend groß, um die ersten Stoßionisationen auszulösen, so tritt bei geringem weiterem Anstieg der Sperrspannung ein lawinenartiger Anstieg der Konzentration freier Ladungsträger und damit des Sperrstromes auf.

Der Lawineneffekt benötigt neben einer hohen elektrischen Feldstärke eine ausreichende Sperrschichtweite, damit ein Elektron beim Durchqueren der Raumladungszone mehrmals die zur Stoßionisation notwendige Energie aufnehmen kann.

Die erforderliche große Sperrschichtweite tritt auf bei Dotierungen bis maximal $10^{17} \dots 10^{18} \text{ cm}^{-3}$.

Der Lawineneffekt tritt je nach Sperrschichtweite (je nach Dotierung) auf bei Sperrspannungen von $> 5 \text{ V} \dots 200 \text{ V} \dots 5 \text{ kV}(!)$.

Da die freie Weglänge der Elektronen mit steigender Temperatur abnimmt, besitzt die Durchbruchspannung beim Lawineneffekt einen positiven Temperaturkoeffizienten $\alpha_{U_Z} > 0$ (näherungsweise: $\alpha_{U_Z} \approx 0,1\% / \text{K}$) (Durchbruchspannung steigt mit wachsender Temperatur)

2.2.3.2 Zener-Effekt

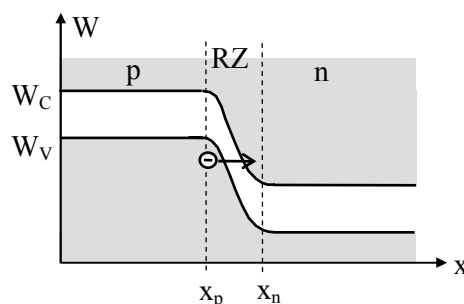
Der Zener-Effekt tritt auf bei sehr hoher Dotierung (Dotierung $> 10^{18} \dots 10^{19} \text{ cm}^{-3}$). Dabei ist die Sperrschichtweite zu gering zum Zustandekommen des Lawineneffektes und es können noch höhere Feldstärken in der Raumladungszone auftreten.

Bei hohen Feldstärken (Ge: 100 kV/cm ; Si: 300 kV/cm ; GaAs: 400 kV/cm ; SiO_2 : 6 MV/cm) werden die vom Feld auf die Valenzelektronen der Gitteratome wirkenden Kräfte so groß, dass Elektronen aus ihren Paarbindungen herausgerissen werden (innere Feldemission).

Wie beim Lawineneffekt tritt beim Überschreiten einer bestimmten Durchbruchspannung ein steiler Sperrstromanstieg auf.

Der Zener-Effekt lässt sich auch am Energiebänder-Schema des pn-Überganges erläutern.

Abbildung 2-23
Der Zener-Effekt



Schon bei geringer Sperrspannung stehen den Valenzelektronen des p-Gebiets freie Plätze auf gleicher energetischer Höhe im räumlich benachbarten Leitungsband des n-Gebietes gegenüber.

Bei der sehr geringen Sperrschichtweite können Valenzelektronen der p-Zone auf gleichem Energieniveau ins Leitungsband der n-Seite tunneln. Der Zener-Effekt ist ein Tunnel-Effekt.

Die Tunnelwahrscheinlichkeit steigt mit wachsender Feldstärke exponentiell an. Daraus folgt ein steiler Anstieg des Sperrstromes bei geringem Anstieg der Sperrspannung.

Der pn-Übergang

Die Durchbruchspannung liegt beim Zenereffekt bei Werten von $U_Z < 6 \dots 8 \text{ V}$. Sie hat einen negativen Temperaturkoeffizienten $\alpha_{U_Z} < 0$ (näherungsweise: $\alpha_{U_Z} \approx -0,1\% / \text{K}$).

Überlappung von Lawinen- und Zener-Effekt

Im Bereich $5 \text{ V} \leq U_Z \leq 8 \text{ V}$ treten Zener- und Lawineneffekt nebeneinander auf. Aus diesem Grunde ist bei Durchbruchspannungen in diesem Bereich ein Temperaturkoeffizient $\alpha \approx 0$ möglich.

Ein pn-Übergang nimmt beim Zener- bzw. Lawineneffekt keinen Schaden, wenn der Durchbruch gleichmäßig auf der gesamten Fläche des pn-Überganges stattfindet und dabei keine unzulässige lokale Überhitzung auftritt. Der Durchbruch ist dann reversibel.

2.2.3.3 *Thermischer Durchbruch (2. Durchbruch)*

Bei einer hohen Sperrschichttemperatur (diese kann z.B. wegen Eigenerwärmung durch Verlustleistung auftreten) ergibt sich ein hoher Sperrstrom. Ein hoher Sperrstrom bei einer hohen Sperrspannung führt über die Erhöhung der Verlustleistung zu einem weiteren Anwachsen der Sperrschichttemperatur, was wieder zu einer Steigerung des Sperrstromes führt usw. Ab einer bestimmten Belastung tritt ein negativer differentieller Widerstand der Sperrkennlinie auf, wodurch der beschriebene Ablauf noch verstärkt wird.

Tritt dieser thermische Mitkopplungseffekt auf und fehlt eine Strombegrenzung durch die äußere Beschaltung, so führt dies zur thermischen Zerstörung des Bauelementes. Man nennt diesen nicht reversiblen Vorgang den 2. *Durchbruch*.

Zerstörung durch den 2. Durchbruch tritt auch auf, wenn bei einem nicht völlig homogen aufgebauten pn-Übergang der Lawinen- oder Zener-Durchbruch zu lokaler Überhitzung führt.

2.2.4 **Gesamtkennlinie des pn-Überganges**

Die Kennlinie des pn-Überganges umfasst den Flussbereich (Durchlassbereich), den Sperrbereich und den Durchbruchbereich.

Der Durchlassbereich liegt im ersten Quadranten eines $I(U)$ -Koordinatensystems bei Spannungen $U \leq 1 \text{ V}$.

Der Sperrbereich findet sich im dritten Quadranten.

Durchlass- und Sperrbereich lassen sich für den idealen pn-Übergang mit folgender e-Funktion beschreiben:

$$I = I_S \cdot (e^{\frac{U}{U_T}} - 1)$$

Dabei ist I_S der Sperrsättigungsstrom (siehe Abschnitt 2.2.1.2)
und U_T die Temperaturspannung (siehe Abschnitt 2.1.5)

An den Sperrbereich schließt sich der Durchbruchbereich an.

Je nach Dotierung und konstruktiver Gestaltung liegt die Durchbruchspannung im Bereich zwischen ca. 2,5 V und einigen hundert V (bei Silizium bis zu 5 kV).

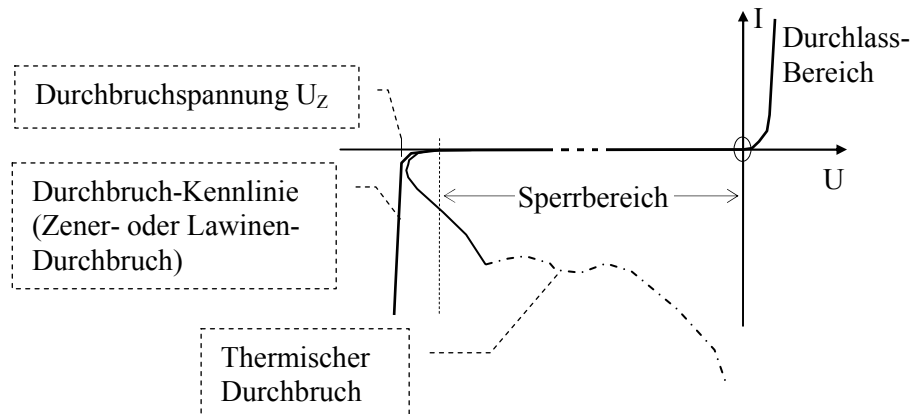
Näherungsweise kann die Durchbruchspannung für einen pn-Übergang in Silizium abgeschätzt werden mit

$$U_{BR} \approx 60 \text{ V} \cdot \left(\frac{10^{16} \text{ cm}^{-3}}{N} \right)^{\frac{3}{4}} + 2 \text{ V}$$

N = Dotierungskonzentration
(ggf. auf der niedriger dotierten Seite).
Gleichung gültig bis $N \leq 10^{18} \text{ cm}^{-3}$

Der pn-Übergang

Abbildung 2-24
Gesamtkennlinie
des pn-Überganges



2.2.5 Temperaturabhängigkeit der Kennlinie

Die Temperatur hat Einfluss auf alle Teile der Kennlinie eines pn-Überganges:

- für die Durchlassspannung gilt $U_{\vartheta 2} = U_{\vartheta 1} + D_{\vartheta} \cdot \Delta \vartheta$

D_{ϑ} ist der Temperatur-Durchgriff; er beträgt näherungsweise

$$D_{\vartheta} \approx -\Delta U_F / \Delta T \approx -2 \text{ mV/K}$$

- der Sperrstrom im Sperrbereich verdoppelt sich etwa pro 10 K

$$I_{S_{\vartheta 2}} \approx I_{S_{\vartheta 1}} \cdot 2^{\frac{\Delta \vartheta}{10 \text{ K}}}$$

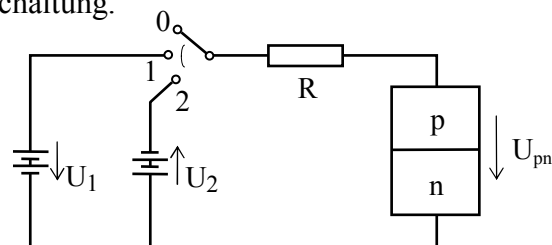
- im Durchbruch gilt: $U_{Z_{\vartheta 2}} = U_{Z_{\vartheta 1}} \cdot (1 + \alpha_{U_Z} \cdot \Delta \vartheta)$ mit

$$\alpha_{U_Z} \approx \pm 0,1\% / \text{K}$$

2.2.6 Schaltverhalten des pn-Überganges

Zur Diskussion des Schaltverhaltens des pn-Überganges (sprunghaftes Ein- und Ausschalten eines Flusstromes) dient folgende Prinzipschaltung.

Abbildung 2-25
Messschaltung zur Analyse des
Ein- und Ausschaltverhaltens

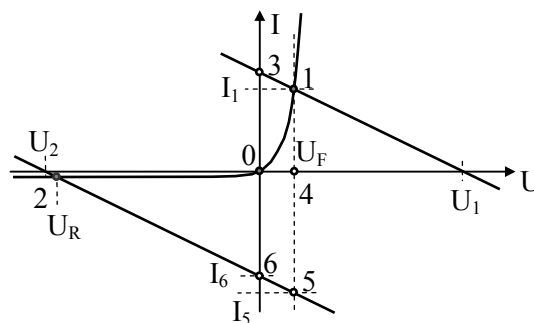


Der Umschalter soll unterbrechungslos zwischen den einzelnen Schaltstufen umschalten.

Die Spannungen U_1 und U_2 sind betragsmäßig sehr viel größer als die Durchlassspannung des pn-Überganges, d.h. sofern der pn-Übergang leitet, wird der Strom über den Widerstand R eingeprägt.

Die Schaltvorgänge sollen anhand der Kennlinie des pn-Überganges diskutiert werden.

Abbildung 2-26
Schaltverhalten
des pn-Überganges



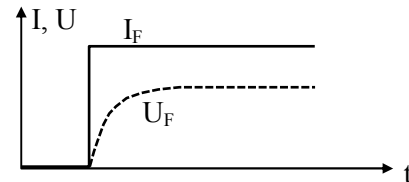
Der pn-Übergang

2.2.6.1 Einschaltvorgang

Beim Einschalten zeigt der pn-Übergang eine Überlagerung von kapazitiven und induktiven Eigenschaften.

- * Kapazitives Verhalten (Spannung steigt langsamer als Strom) überwiegt beim Einschalten kleiner Ströme (bei sog. Niedriginjektion, wenn Dichte der über den pn-Übergang hereindiffundierten Minoritätsträger \ll Majoritätsträgerdichte)

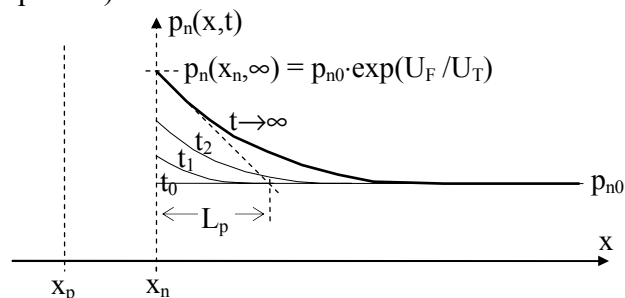
Abbildung 2-27
Kapazitives Verhalten
beim Einschalten



Gründe für das kapazitive Verhalten sind:

- Umladung der Sperrschichtkapazität
 - . Aufladung auf U_F
 - . Verkürzung der RL-Zone \Rightarrow Vergrößerung der Sperrschichtkapazität
- Vergrößerung der Minoritätsträgerkonzentration außerhalb der Raumladungszone (Aufladung der sog. Diffusionskapazität)

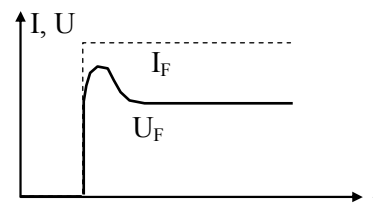
Abbildung 2-28
Minoritätsträgerdichte
beim Einschalten
(nur Löcherdichte dargestellt)



Bei kapazitivem Verhalten nimmt der Einschaltvorgang in Abbildung 2-26 den Verlauf $0 \rightarrow 3 \rightarrow 1$

- * Induktives Verhalten (Überschwingen der Spannung) überwiegt beim Einschalten großer Ströme (bei sog. Hochinjektion, wenn Dichte der über den pn-Übergang hereindiffundierten Minoritätsträger \geq Majoritätsträgerdichte)

Abbildung 2-29
Induktives Verhalten
beim Einschalten



2.2.6.2 Ausschaltvorgang

In der Raumladungszone und den angrenzenden Bahnbereichen sind bei Flussbetrieb je nach Stromstärke größere Ladungsmengen gespeichert (Sperrschichtkapazität und Diffusionskapazität). Beim Ausschalten des Stromes müssen diese Ladungen abgebaut werden.

- * Ausschaltvorgang $1 \rightarrow 0$ (Unterbrechung des Stromkreises)

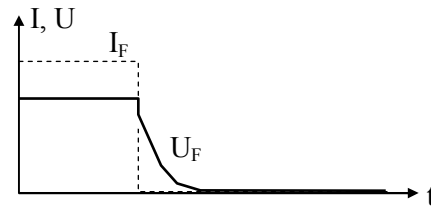
Der Strom ändert sich sprunghaft von I_F nach Null.

Wegen der gespeicherten Ladungen bleibt die Spannung am pn-Übergang zunächst erhalten. Wegen des Wegfalls der Spannung an den Bahnwiderständen bricht die Gesamtspannung U_F beim Ausschalten des Stromes geringfügig ein (Bahnwiderstand = Widerstand des Halbleiterkristalls außerhalb des pn-Überganges).

Der pn-Übergang

Die Zahl der gespeicherten Ladungsträger verringert sich durch Rekombination mit der Zeitkonstanten τ_p (Minoritätsträger-Lebensdauer). Dies führt nun zu einem Abfall der Spannung auf Null.

Abbildung 2-30
Ausschalten durch
Unterbrechung des Stromes



In Abbildung 2-26 nimmt der Ausschaltvorgang den Verlauf $1 \rightarrow 4 \rightarrow 0$.

* Ausschaltvorgang $1 \rightarrow 2$ (Umschaltung von Fluss- in Sperrbetrieb)

- Übergang $1 \rightarrow 5$

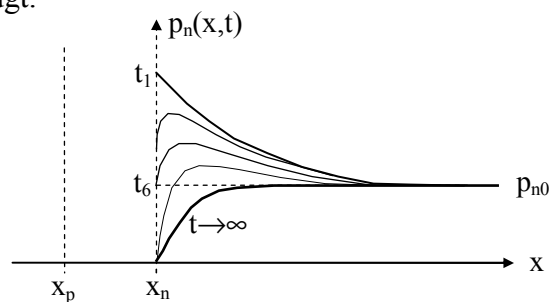
Solange die Raumladungszone mit Ladungsträgern überschwemmt ist, kann der pn-Übergang keine Sperrspannung aufnehmen; der pn-Übergang sperrt zunächst nicht.

Nach dem Umschalten von Fluss- zur Sperrpolung fließt zunächst ein Strom in Rückwärtsrichtung. Die Größe des Rückstromes wird durch die äußere Schaltung bestimmt. Am Halbleiterbauteil bleibt die Durchlassspannung erhalten; sie reduziert sich jedoch etwas wegen des sich umkehrenden Spannungsabfalls an den Bahnwiderständen

- Übergang $5 \rightarrow 6$

Die gespeicherten Ladungen verschwinden nicht nur durch Rekombination, sie werden durch den Rückwärtsstrom abgesaugt.

Abbildung 2-31
Abbau der Minoritätsträgerdichte
beim Umschalten von Flusspolung
zu Sperrpolung



In der Zeitspanne, in der die Minoritätsträgerdichte an den Grenzen der Raumladungszone auf p_{n0} bzw. n_{p0} absinkt, fällt der Strom von I_5 auf I_6 und die Spannung annähernd zeitlinear von U_5 auf 0.

- Übergang $6 \rightarrow 2$

Sinkt die Minoritätsträgerkonzentration an den Grenzen der Raumladungszone unter die Werte n_{p0} und p_{n0} , so beginnt der pn-Übergang zu sperren.

Der Rückstrom nimmt schnell ab, die Sperrspannung am pn-Übergang steigt schnell.

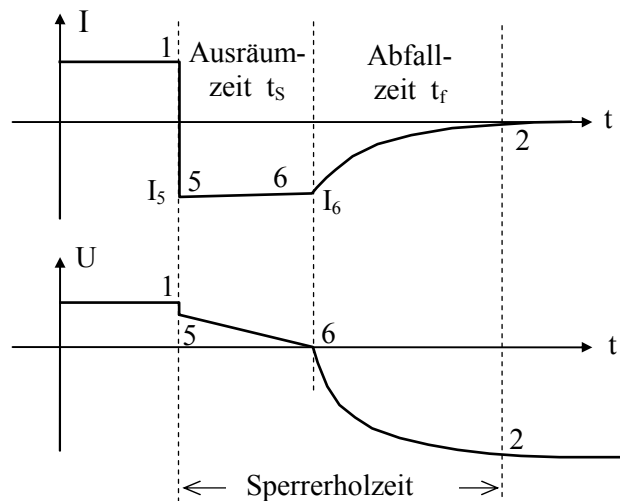
Der vollständige Umschaltvorgang von Flussbetrieb zu Sperrbetrieb nimmt den Verlauf $1 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 2$.

Abbildung 2-32 zeigt den Verlauf von Strom und Spannung am pn-Übergang beim Umschalten.

Der pn-Übergang

Abbildung 2-32
Verlauf von Strom und Spannung
beim Umschalten von
Fluss- auf Sperrbetrieb

(Abfallzeit = Zeit für Abfall bis auf $10\% \cdot I_5$)



2.3 Übungsaufgaben zum pn-Übergang

Aufgabe 2-1: pn-Übergang

- Was versteht man unter einem pn-Übergang ?
- Was versteht man unter einem abrupten pn-Übergang ?

Aufgabe 2-2: Der pn-Übergang im thermodynamischen Gleichgewicht

- Warum tritt Diffusion von Ladungsträgern über den pn-Übergang auf ?
- Warum entsteht eine Raumladungszone ? Was versteht man darunter ?
- Warum endet die Diffusion trotz eines verbleibenden Konzentrationsgefälles der Ladungsträger ?
- Berechne die Diffusionsspannung U_D , die Sperrschichtweite W_{S0} und die spezifische Sperrschichtkapazität c_{S0} für einen pn-Übergang in Silizium ohne äußere Spannung bei $T = 300 \text{ K}$ für gleiche Dotierungskonzentration von p- und n-Seite von jeweils $N_A = N_D = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, 10^{15} cm^{-3} , 10^{16} cm^{-3} bis 10^{19} cm^{-3} .
- Wie groß ist die Konzentration von freien Elektronen und Löchern unmittelbar an der Grenze zwischen p- und n-Zone in einem Siliziumkristall ohne äußere Spannung bei $T = 300 \text{ K}$?
- Wie verläuft das Fermi-niveau am pn-Übergang ohne äußere Spannung ?

Der pn-Übergang

Aufgabe 2-3: pn-Übergang mit äußerer elektrischer Spannung

- (a) Wie muss die äußere Spannung gepolt sein für Flußpolung und für Sperrpolung ?
- (b) Wie groß ist die Gesamtspannung über der Raumladungszone bei Anlegen einer Sperrspannung U_R ?
- (c) Wie groß ist die elektrische Feldstärke im Kristall außerhalb der Raumladungszone bei anliegender Sperrspannung ?
- (d) Warum wird die Sperrschichtweite bei Sperrpolung größer ?
- (e) Warum fließt bei Sperrpolung ein (kleiner) Sperrstrom ?
- (f) Wo gilt das Massenwirkungsgesetz bei anliegender äußerer Sperrspannung und wo nicht ?
- (g) Wie kommen bei Flußpolung Majoritätssträgerströme zustande ?
- (h) Warum reicht bei Flußpolung eine Spannung von weniger als z.B. $U_F = 1 \text{ V}$ zum Zustandekommen großer Ströme aus ?
- (i) Was versteht man unter Speicherladung bei Flußpolung ?

Aufgabe 2-4: Durchbruch des pn-Überganges

- (a) Erkläre die Effekte, die zum Durchbruch des pn-Überganges führen können.
- (b) Was versteht man unter 2. Durchbruch ?

Aufgabe 2-5: Temperaturabhängigkeit des pn-Überganges

- (a) Wie ändert sich die Durchlass-Spannung eines pn-Überganges für konstanten Fluss-Strom bei steigender Temperatur ?
- (b) Was versteht man unter dem Temperatur-Durchgriff D_θ der Durchlass-Spannung ? Nenne einen typischen Wert.
- (c) Wie hängt der Sperrstrom eines pn-Überganges von der Temperatur ab ? Nenne eine Näherungsbeziehung.
- (d) Welchen Einfluss hat die Temperatur auf die Durchbruchspannung beim Lawineneffekt und beim Zenereffekt ? Nenne typische Werte der Temperaturkoeffizienten.

Aufgabe 2-6: Dynamisches Verhalten des pn-Überganges

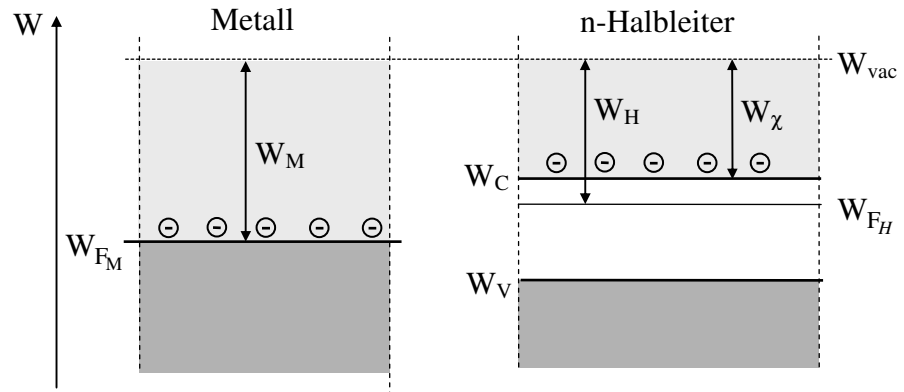
- (a) Wann tritt beim Einschalten eines Stromes durch den pn-Übergang kapazitives und wann induktives Verhalten auf ?
- (b) Erläutere den Verlauf von Strom und Spannung am pn-Übergang beim Umschalten von Flußpolung nach Sperrpolung.
- (c) Was versteht man unter der Sperrerrholzeit t_{tr} ?

3 Metall-Halbleiter-Übergänge

Halbleiterbauelemente beinhalten immer auch Übergänge vom Halbleiterkristall zu metallischen Anschlüssen.

In der Abbildung 3-1 sind die Energiebänder-Schemata für ein Metall und einen nicht mit dem Metall verbundenen n-dotierten Halbleiter dargestellt.

Abbildung 3-1
Getrennte Energie-
Bänder-Schemata für
Metall und n-Halb-
leiter ($W_M > W_H$)



Gemeinsame Bezugsenergie ist die für beide Energiebänder-Schemata gleiche Vakuum-Energie W_{vac} (siehe Abschnitt 1.3.6).

Der Abstand des Fermi-niveaus W_{F_M} zur Vakuumenergie W_{vac} ist die Austrittsarbeit W_M des Metalles. Die Austrittsarbeit ist eine für das jeweilige Metall charakteristische Materialkonstante, die allerdings von der Oberflächenbeschaffenheit mehr oder weniger stark beeinflusst werden kann.

Metall	Al	Au	Ag	Pt	Th	Cu
W_M / eV	3,0 – 4,2	4,8 – 5,4	4,05 - 4,7	5,3 – 5,7	3,5	4,3 – 4,5

Eine für jeden Halbleiter charakteristische Materialkonstante ist die sog. Elektronenaffinität W_χ . Dies ist die Energiedifferenz zwischen Leitbandkante W_C und Vakuumenergie.

Halbleiter	Ge	Si	GaAs	GaP	SiO ₂
W_χ / eV	4,0	4,05	4,07	4,3	0,95

In Analogie zur Austrittsarbeit des Metalles kann die Energiedifferenz zwischen dem Fermi-Niveau W_{F_H} des Halbleiters und der Vakuumenergie als Austrittsarbeit W_H des Halbleiters definiert werden. Allerdings halten sich im Halbleiter keine Ladungsträger auf dem Fermi-Niveau auf. Außerdem ist die Lage des Fermi-niveaus W_{F_H} und damit die Differenz zur Vakuumenergie von der Dotierung des Halbleiters abhängig und keine Materialkonstante.

Stellt man nun einen Kontakt zwischen einem Metall und einem Halbleiter mit unterschiedlichen Austrittsarbeiten ($W_M \neq W_H$) her, so findet eine Diffusion von Ladungsträgern über den Metall-Halbleiter-Übergang hinweg statt, und zwar so gerichtet und solange, bis sich die Fermi-niveaus von Metall und Halbleiter angeglichen haben (\rightarrow thermodynamisches Gleichgewicht; siehe Abschnitte 2.1.1 und 2.1.5).

Diese Metall-Halbleiter-Übergänge können Sperrschichtverhalten (Schottky-Kontakt) oder ohmsche Charakteristik zeigen. Welches Verhalten sich jeweils einstellt hängt von der Dotierung des Halbleiters sowie von der Austrittsarbeit in Metall und Halbleiter ab.

3.1 Schottky-Kontakt (Sperrschicht-Kontakt)

3.1.1 Übergang von n-Halbleiter zu Metall mit größerer Austrittsarbeit ($W_M > W_H$)

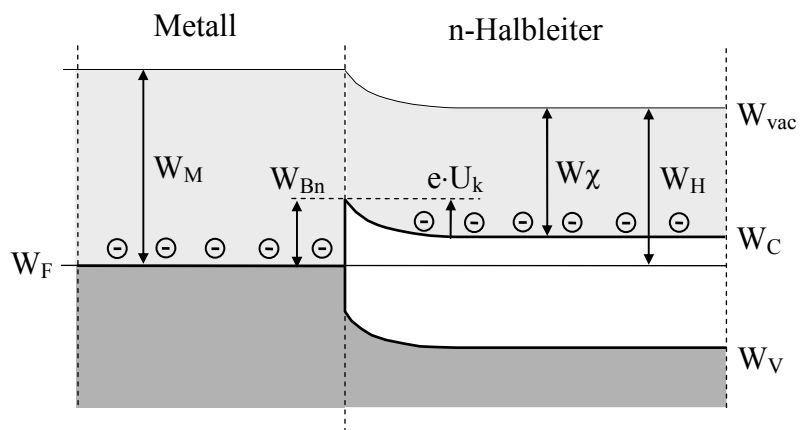
3.1.1.1 Übergang ohne äußere Spannung

Bringt man einen n-Halbleiter mit einem Metall größerer Austrittsarbeit in Kontakt, so ergibt sich das in Abbildung 3-2 dargestellte Energieschema. Da die Austrittsarbeit des Halbleiters geringer ist als die des Metalls, sind Elektronen aus dem Halbleiter in das Metall diffundiert.

Der Halbleiter lädt sich dabei um die Kontaktspannung U_k positiv gegenüber dem Metall auf. Diese Spannung verhindert eine weitere Diffusion von Elektronen vom Halbleiter ins Metall. Die Energieniveaus im Halbleiter sinken um $(W_M - W_H) = e \cdot U_k$ ab; damit haben sich die Fermi-niveaus auf beiden Seiten der Grenzfläche angeglichen (thermodynamisches Gleichgewicht).

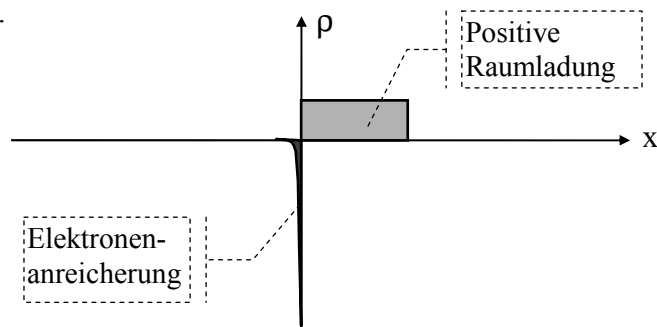
Das Vakuumniveau W_{vac} kann sich an der Grenze zwischen Halbleiter und Metall nicht sprunghaft ändern. Weiterhin sind Elektronenaffinität und Bandabstand im Halbleiter überall gleich groß. Bei der Angleichung der Fermi-niveaus entsteht aus diesem Grunde im Bereich des Metall-Halbleiter-Überganges (insbesondere im Halbleiter) eine deutliche Verbiegung der Bandkanten.

Abbildung 3-2
Energiebänderschema von
n-Halbleiter mit Metallkontakt
($W_M > W_H$)
ohne äußere Spannung



Wegen der Abwanderung von Elektronen entsteht im Halbleiter eine Verarmungszone mit nicht kompensierten positiven Raumladungen, im Metall entsteht eine Elektronen-anreicherung geringer Ausdehnung.

Abbildung 3-3
Ladungsverteilung am
Metall-Halbleiter-Übergang



Die freien Elektronen in Metall und Halbleiter nehmen vorzugsweise die niedrigsten verfügbaren Energieniveaus ein. Die meisten freien Elektronen im Metall halten sich daher unterhalb oder knapp oberhalb des Fermi-Niveaus W_F auf. Die Elektronen im Leitungsband des Halbleiters finden sich vorzugsweise in der Nähe der Leitbandkante W_C .

Nach Angleichung der Fermi-niveaus ist ohne äußere Spannung kein weiterer Übergang von Ladungsträgern über die Grenzfläche hinweg möglich.

Metall-Halbleiter-Übergänge

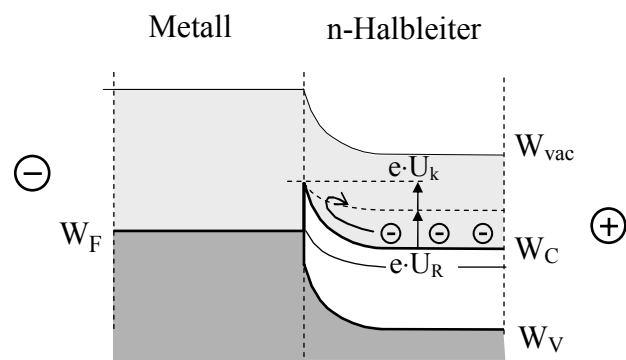
Einem Übergang von Elektronen vom Metall in den Halbleiter steht die sog. Schottky-Barriere W_{Bn0} entgegen. Die Höhe dieser Energiebarriere beträgt $W_{Bn0} = W_M - W_{\chi}$.

Einem Übergang von Leitungselektronen aus dem Halbleiter in das Metall steht ohne äußere Spannung die Energieschwelle der Größe $e \cdot U_k$ entgegen.

3.1.1.2 Sperrpolung

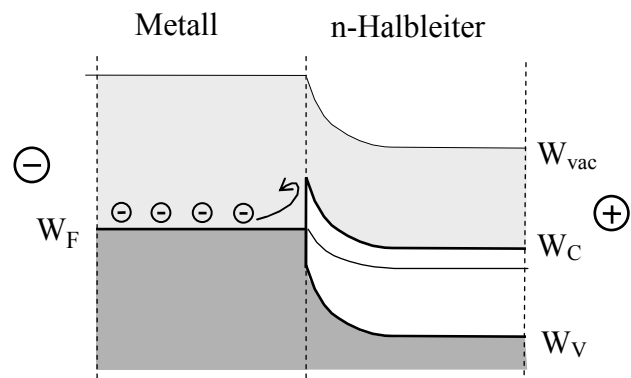
Durch Anlegen einer positiven Spannung U_R zwischen n-Halbleiter und Metall werden die Leitungselektronen (Majoritätsträger) im Halbleiter vom Übergang weggezogen. Die Energiebänder des Halbleiters sinken um $e \cdot U_R$ gegenüber dem Metall ab. Die Energieschwelle $e \cdot U_k$ für Leitungselektronen des Halbleiters vergrößert sich damit auf $e \cdot (U_k + U_R)$. Ein Elektronenstrom vom Leitungsband des Halbleiters ins Metall ist daher nicht möglich.

Abbildung 3-4 Sperrpolung
Kein Elektronenstrom vom
Halbleiter zum Metall wegen
vergrößerte Energiebarriere
 $e \cdot (U_k + U_R)$



Die Schottky-Barriere verhindert auch einen Elektronenstrom vom Metall in den Halbleiter.

Abbildung 3-5 Sperrpolung
Schottky-Barriere verhindert
Elektronenstrom vom Metall zum
Halbleiter

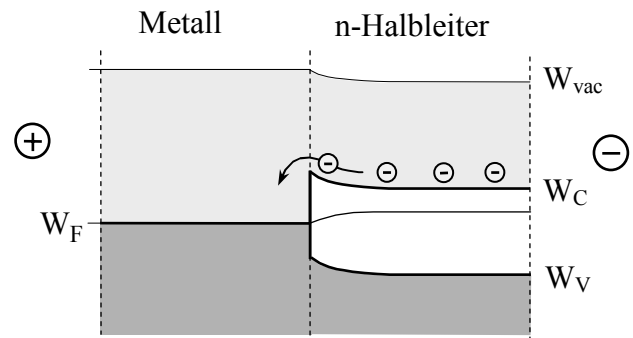


Nur die energiereichsten Elektronen sind in der Lage die Schottky-Barriere zu überwinden und führen zu einem geringen Sperrstrom. Wegen Oberflächenzuständen (Oberflächenladungen) und komplizierten Einflüssen der Sperrspannung (Schottkyeffekt) weicht die tatsächliche Schottkybarriere W_{Bn} von dem theoretischen Wert W_{Bn0} ab und sinkt mit wachsender Sperrspannung. Der Sperrstrom nimmt daher mit wachsender Sperrspannung zu.

3.1.1.3 Flusspolung

Durch Anlegen einer negativen Spannung $U_F = -|U_F|$ wird die Energieschwelle zwischen n-Halbleiter und Metall reduziert. Sie beträgt dann $e \cdot (U_k + U_F)$. Es tritt ein Elektronenstrom vom Halbleiter ins Metall auf, der mit wachsender Spannung exponentiell zunimmt.

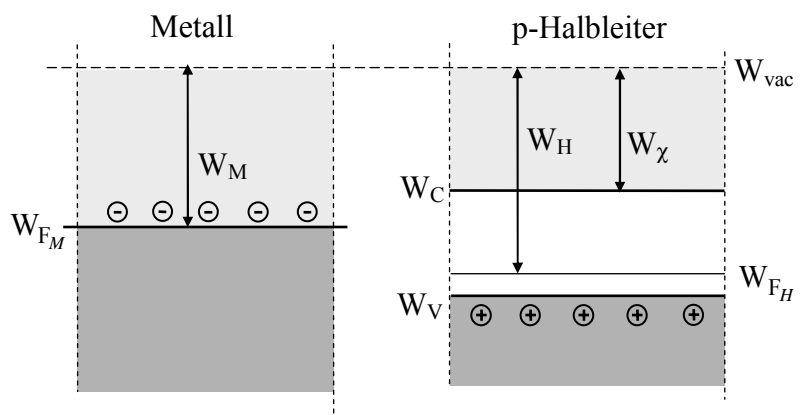
Abbildung 3-6 Flusspolung.
Elektronenstrom vom Halbleiter
zum Metall wegen reduzierter
Energiebarriere



3.1.2 Übergang von p-Halbleiter zu Metall mit geringerer Austrittsarbeit ($W_M < W_H$)

3.1.2.1 Übergang ohne äußere Spannung

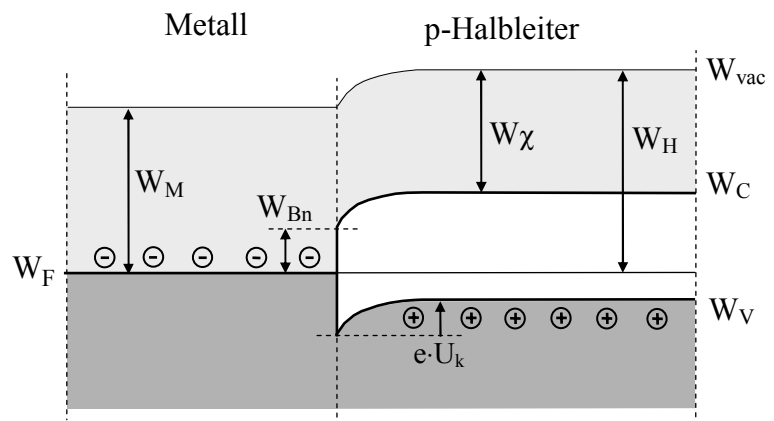
Abbildung 3-7
Getrennte
Energiebänderschemata von
Metall und p-Halbleiter mit
 $W_M < W_H$



Bringt man einen p-Halbleiter mit einem Metall kleinerer Austrittsarbeit in Kontakt, so ergibt sich das in Abbildung 3-8 dargestellte Energieschema. Da die Austrittsarbeit des Metalls geringer ist als die des Halbleiters, werden Löcher an der Grenze des Halbleiters durch Elektronen aus dem Metall aufgefüllt.

Wegen des Verschwindens von Löchern entsteht im Halbleiter eine Verarmungszone mit nicht kompensierten negativen Raumladungen, im Metall eine Elektronenverarmung geringer Ausdehnung. Der Halbleiter lädt sich um die Kontaktspannung U_k negativ gegenüber dem Metall auf. Die Energieniveaus im Halbleiter heben sich um $(W_M - W_H) = e \cdot U_k$ an; damit haben sich die Fermi-niveaus angeglichen (thermodynamisches Gleichgewicht).

Abbildung 3-8
Energiebänderschema von
p-Halbleiter mit Metallkontakt
($W_M < W_H$)
ohne äußere Spannung



Die Angleichung der Fermi-niveaus von Metall und Halbleiter führt zu einer Bandverbiegung (vorzugsweise) im Halbleiter.

Metall-Halbleiter-Übergänge

Nach Angleichung der Fermi-niveaus ist ohne äußere Spannung kein weiterer Übergang von Ladungsträgern über die Grenzfläche hinweg möglich.

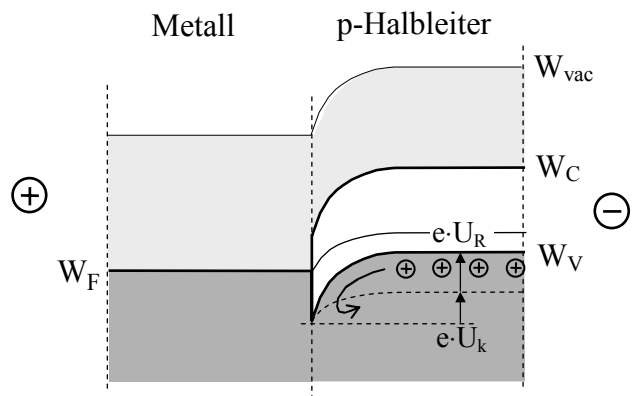
Einem Übergang von Löchern aus dem Halbleiter in das Metall steht ohne äußere Spannung die Energieschwelle der Größe $e \cdot U_k$ entgegen.

Einem Übergang von Elektronen vom Metall in das Leitungsband des Halbleiters steht eine Energieschwelle der Größe $(W_{Bn} + e \cdot U_k)$ entgegen. Die Höhe der Schottky-Barriere beträgt $W_{Bn} = W_M - W_\chi$.

3.1.2.2 Sperrpolung

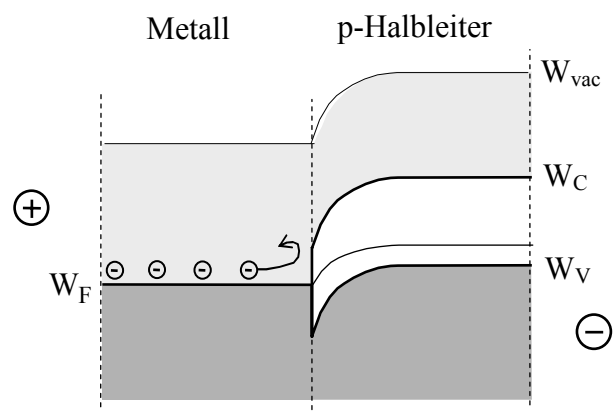
Durch Anlegen einer negativen Spannung U_R zwischen p-Halbleiter und Metall werden die Löcher (Majoritätsträger) im Halbleiter vom Übergang weggezogen. Die Energiebänder des Halbleiters werden um $e \cdot U_R$ gegenüber dem Metall angehoben. Die Energieschwelle für Löcher des Halbleiters vergrößert sich damit auf $e \cdot (U_k + U_R)$. Ein Löcherstrom vom Halbleiter ins Metall ist daher nicht möglich.

Abbildung 3-9 Sperrpolung
Kein Löcherstrom vom
Halbleiter zum Metall wegen
vergrößerter Energiebarriere



Die Energieschwelle für Elektronen des Metalls zum Leitungsband des Halbleiters vergrößert sich ebenfalls um $e \cdot U_R$. Damit ist auch ein Elektronenstrom vom Metall in den Halbleiter nicht möglich.

Abbildung 3-10 Sperrpolung
Kein Elektronenstrom vom
Metall zum Halbleiter wegen
vergrößerte Energiebarriere



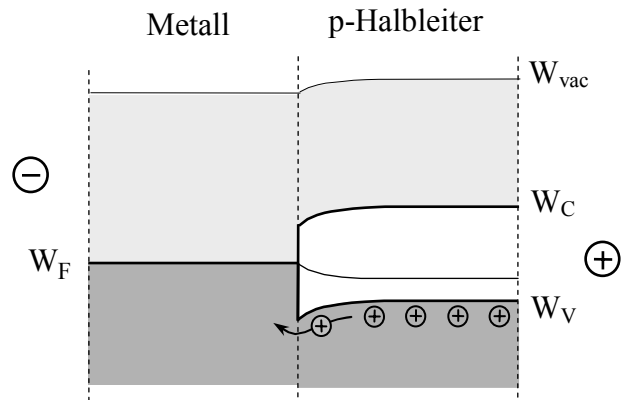
Bei einer negativen Spannung des p-Halbleiters gegenüber dem Metall kann daher (außer einem kleinen Sperrstrom) kein Strom fließen (→ Sperrpolung).

Metall-Halbleiter-Übergänge

3.1.2.3 Flusspolung

Durch Anlegen einer positiven Spannung U_F wird die Energieschwelle für Löcher zwischen p-Halbleiter und Metall reduziert. Sie beträgt dann $e \cdot (U_k - U_F)$. Es tritt ein Löcherstrom vom Halbleiter ins Metall auf (Die Löcher wandern im Halbleiter zum Metall und rekombinieren dort mit Elektronen). Der Löcherstrom nimmt mit wachsender Spannung exponentiell zu.

Abbildung 3-11 Flusspolung .
Löcherstrom vom Halbleiter
zum Metall wegen reduzierter
Energiebarriere



3.1.3 Eigenschaften des Schottky-Kontakts

Kennlinie

Wie beim pn-Übergang folgt die Kennlinie des Schottky-Überganges der Gleichung

$$I = I_s \cdot \left(\exp \frac{U}{U_T} - 1 \right)$$

Im Gegensatz zum pn-Übergang wird der Sättigungsstrom I_s beim Schottky-Übergang ausschließlich von Majoritätsträgern bestimmt. Dies hat vielfache Auswirkungen.

Da kaum Hochinjektionserscheinungen (siehe Abschnitt 2.2.6.1) auftreten, folgt die Kennlinie des Schottkyüberganges der o.g. theoretischen Beziehung über mehrere Größenordnungen des Stromes.

Der Sättigungsstrom I_s ist beim Schottky-Übergang viel größer als beim pn-Übergang.

Durchlassspannung

Wegen des größeren Sättigungsstromes I_s ist die Durchlassspannung eines Schottky-Überganges deutlich niedriger als beim pn-Übergang.

Sperrstrom

Der Sperrstrom ist deutlich größer als beim pn-Übergang. Wegen der Spannungsabhängigkeit der Schottky-Barriere W_{Bn} (siehe Abschnitt 3.1.1.2) nimmt der Sperrstrom mit wachsender Sperrspannung zu.

Durchbruchspannung

Die Durchbruchspannungen von Schottky-Übergängen sind niedriger als bei vergleichbaren pn-Übergängen.

Temperaturverhalten

Der Temperaturdurchgriff im Flussbetrieb ist geringer als beim pn-Übergang. Bei $T \approx 300$ K beträgt er:

$$D_\vartheta \approx -1,2 \text{ mV/K}$$

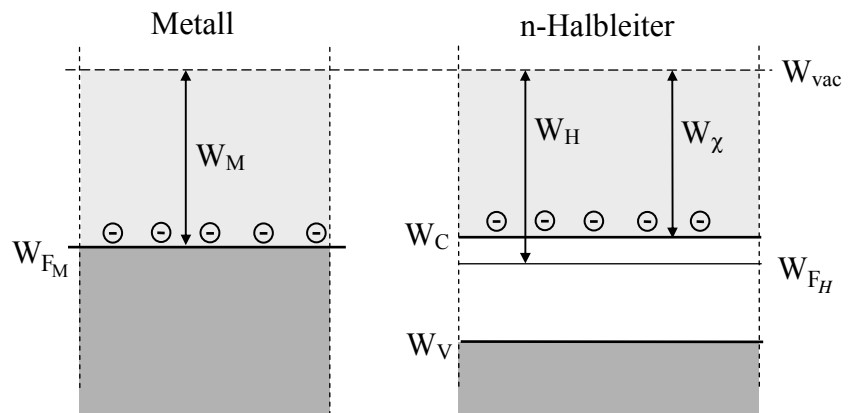
Dynamische Eigenschaften

Da langsame Minoritätsträgervorgänge keine Bedeutung haben, sind die dynamischen Eigenschaften (Schaltzeiten etc.) z.T. um Größenordnungen besser als beim pn-Übergang.

3.2 Ohmscher Kontakt

3.2.1 Übergang von n-Halbleiter zu Metall mit kleinerer Austrittsarbeit ($W_M < W_H$)

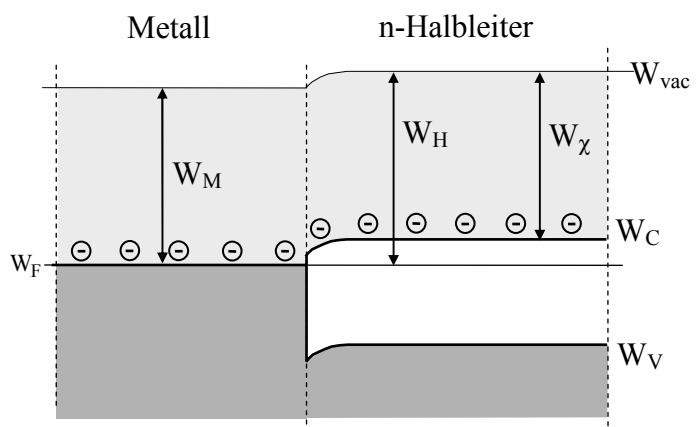
Abbildung 3-12
Getrennte Energiebänder-Schemata für n-Halbleiter und Metall geringerer Austrittsarbeit ($W_M < W_H$)



Bringt man einen n-Halbleiter mit einem Metall geringerer Austrittsarbeit in Kontakt, so diffundieren Elektronen vom Metall in den Halbleiter, bis sich die Fermi-niveaus angeglichen haben. Es tritt eine Elektronenanreicherung auf der Halbleiterseite der Grenzfläche auf. (Beachte: Keine an freien Ladungsträgern verarmte Raumladungszone sondern Ladungsträgeranreicherung). Der Halbleiter lädt sich negativ um U_k gegenüber dem Metall auf. Die Spannung U_k verhindert eine weitere Diffusion von Elektronen vom Metall in den Halbleiter.

Es bildet sich keine Schottkybarriere W_{Bn} oder nur eine solche von minimaler Höhe heraus ($W_M - W_\chi$ ist sehr klein oder negativ).

Abbildung 3-13
Energiebänderschema von n-Halbleiter mit Metallkontakt ($W_M < W_H$) ohne äußere Spannung



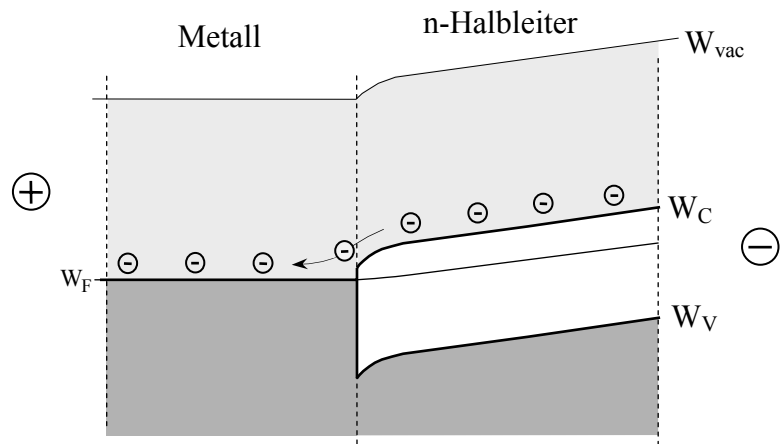
Legt man an diesen Übergang eine äußere Spannung, so fließt -unabhängig von der Polarität dieser Spannung- in jedem Falle ein Elektronenstrom.

Liegt der Minuspol der Spannung am Halbleiter, so fließen die Elektronen zum Metall. Sie müssen hierzu keine Energieschwelle überwinden.

Da keine Verarmungszone (Raumladungszone mit fehlenden freien Ladungsträgern) vorliegt, fällt die (geringe) äußere Spannung über den Bahnwiderständen im Halbleiter ab⁽⁵⁾. Dies macht sich in den folgenden Abbildungen durch ein (stark vergrößert dargestelltes) Gefälle der Bandkanten im Halbleiter bemerkbar.

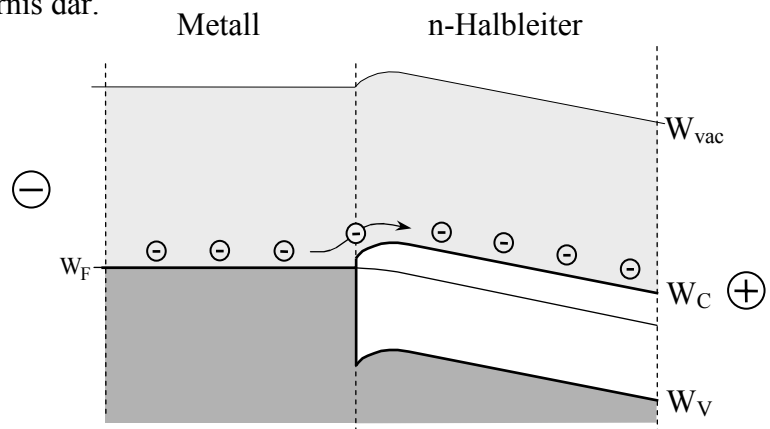
⁽⁵⁾ Dieser Spannungsabfall am ohmschen Widerstand des Halbleiterkristalls tritt auch in Halbleitern mit pn- oder Schottky-Übergängen auf. Im Verhältnis zum Spannungsabfall an den vorhandenen Raumladungszonen fällt der Spannungsabfall an den Bahnwiderständen dort aber nicht ins Gewicht.

Abbildung 3-14
Ohmscher Kontakt mit
n-Halbleiter -
Minuspol am Halbleiter



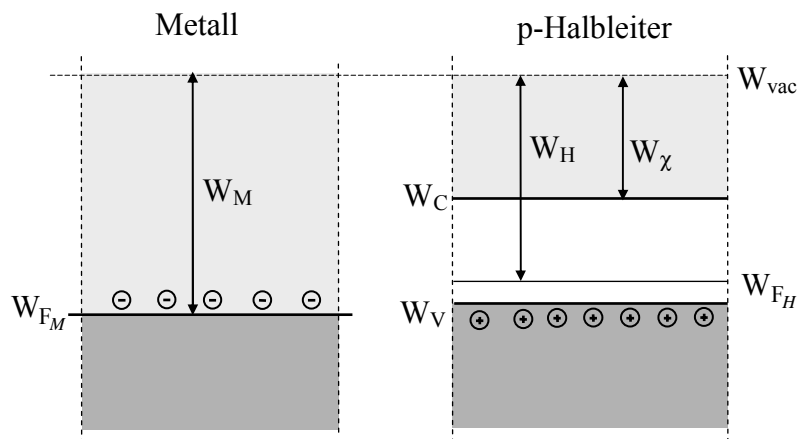
Liegt der Minuspol am Metall, so wird die interne Spannung U_k abgeschwächt und Elektronen strömen vom Metall in den Halbleiter. Die niedrige oder gar fehlende Schottkybarriere stellt kein Hindernis dar.

Abbildung 3-15
Ohmscher Kontakt mit
n-Halbleiter -
Pluspol am Halbleiter



3.2.2 Übergang von p-Halbleiter zu Metall mit größerer Austrittsarbeit ($W_M > W_H$)

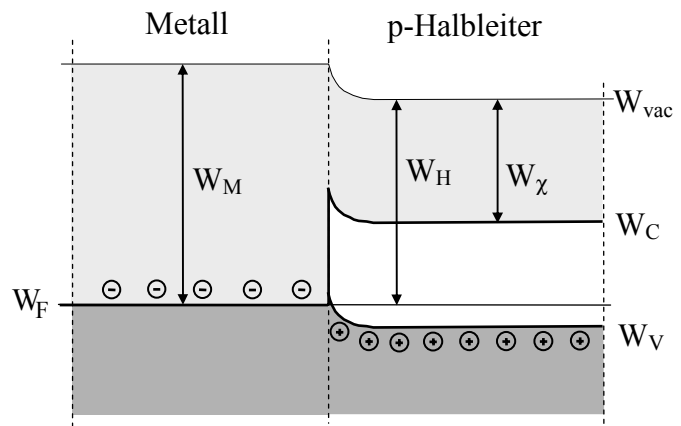
Abbildung 3-16
Getrennte Energiebänder-
Schemata für p-Halbleiter
und Metall höherer Austritts-
arbeit ($W_M > W_H$)



Bringt man einen p-Halbleiter mit einem Metall größerer Austrittsarbeit in Kontakt, so treten Valenzelektronen des Halbleiters in das Metall über. Anders ausgedrückt diffundieren Löcher aus dem Metall in den Halbleiter und reichern sich dort an. (Beachte: Keine an freien Ladungsträgern verarmte Raumladungszone sondern Ladungsträgeranreicherung). Dies geschieht solange, bis die sich aufbauende Spannung U_k eine weitere Diffusion beendet und sich die Fermi-niveaus angeglichen haben.

Metall-Halbleiter-Übergänge

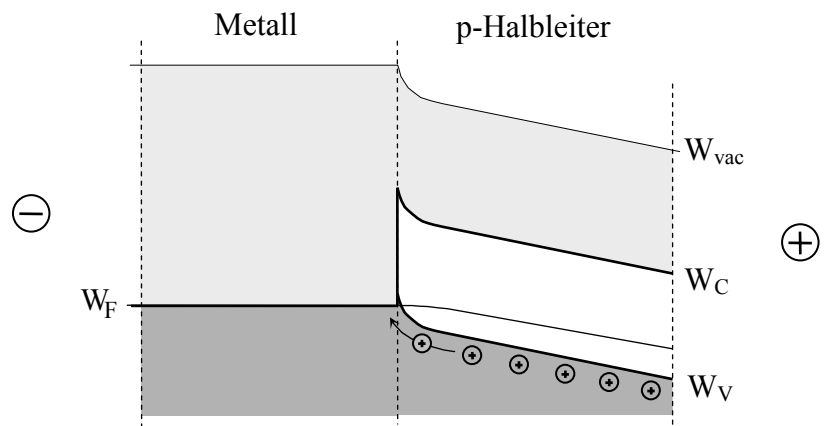
Abbildung 3-17
Energiebänderschema von
p-Halbleiter mit Metallkontakt
($W_M > W_H$)
ohne äußere Spannung



Legt man an diesen Übergang eine äußere Spannung, so fließt -unabhängig von der Polarität dieser Spannung- in jedem Falle ein Löcherstrom.

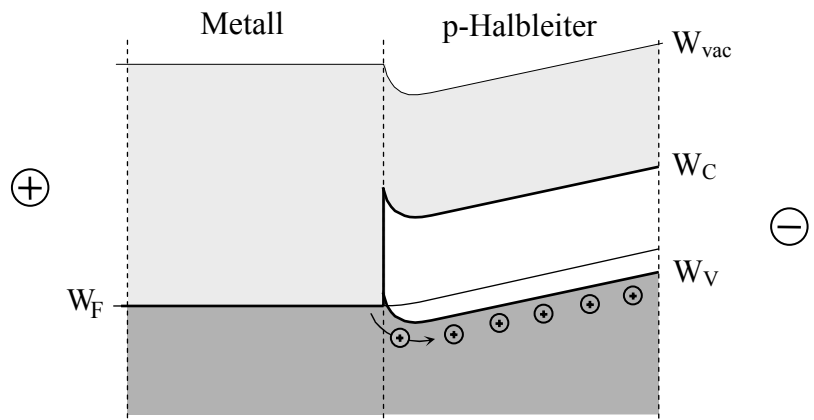
Liegt der Pluspol der Spannung am Halbleiter, so fließen die Löcher vom Halbleiter zum Metall. Sie müssen hierzu keine Energieschwelle überwinden.

Abbildung 3-18
Ohmscher Kontakt mit
p-Halbleiter
Pluspol am Halbleiter



Liegt der Pluspol der Spannung am Metall, so wird die interne Spannung U_k abgeschwächt und Löcher strömen vom Metall in den Halbleiter (Valenzelektronen aus dem Halbleiter treten in das Metall über).

Abbildung 3-19
Ohmscher Kontakt mit
p-Halbleiter
Pluspol am Metall

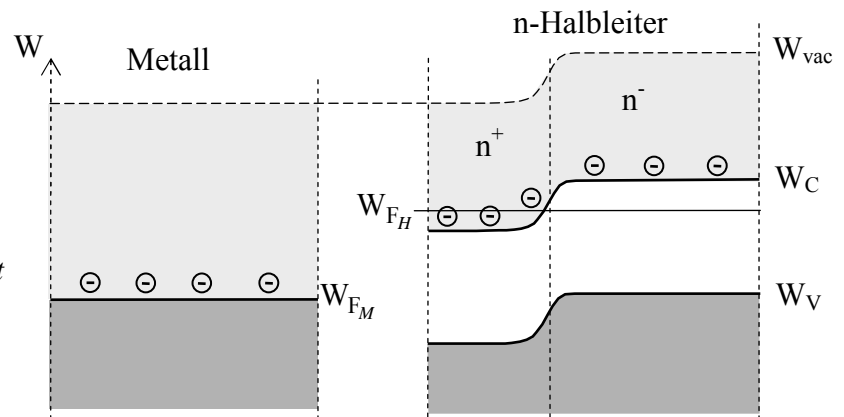


3.2.3 Ohmscher Kontakt durch hochdotierte Halbleiterzwischenschicht

Ohmsche Kontakte lassen sich auch durch eine sehr hochdotierte Halbleiterzwischenschicht unter dem Metallkontakt erreichen. Insbesondere bei n-leitenden Halbleitern wird dieser Weg vorzugsweise beschritten.

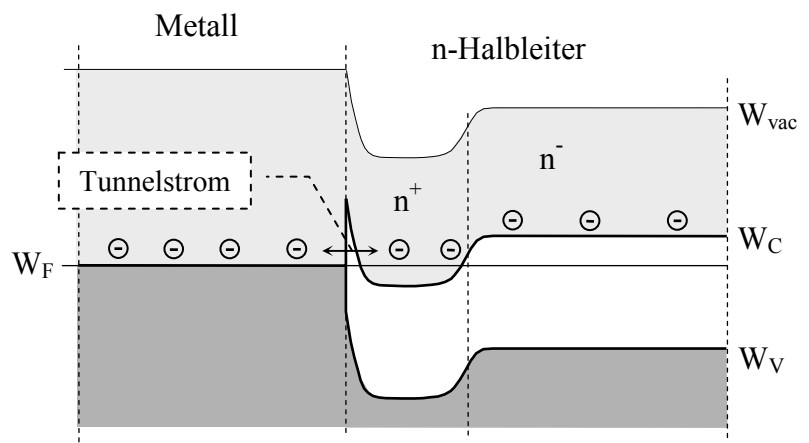
Die Dotierung der Zwischenschicht wird so hoch gewählt (deutlich $> 3 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$), dass das Fermi-niveau im Leitungsband des Halbleiters liegt („entarteter“ Halbleiter).

Abbildung 3-20
Getrennte Energiebänder-
schemata für Metall und
n-Halbleiter mit hoch-
dotierter Oberflächenschicht



Bringt man eine Metallisierung auf den Halbleiter auf, so bildet sich wegen der hohen Dotierung eine sehr dünne Raumladungszone zwischen Metall und Halbleiter. Diese dünne Schicht kann von Elektronen in beiden Richtungen durchtunnelt werden. Trotz einer evtl. hohen Schottkybarriere zeigt der Metall-Halbleiter-Übergang rein ohmsches Verhalten.

Abbildung 3-21
Ohmscher Kontakt durch
Tunneleffekt



3.3 Übungsaufgaben zu Metall-Halbleiter-Übergängen

Aufgabe 3-1: Austrittsarbeit, Elektronenaffinität

- (a) Was versteht man unter der Vacuumenergie ?
- (b) Was versteht man unter der Austrittsarbeit von Metallen und von Halbleitern ?
- (c) Was versteht man unter der Elektronenaffinität bei Halbleitern ?

Aufgabe 3-2: Schottkykontakte

- (a) Unter welchen Voraussetzungen entsteht ein Schottkykontakt bei n-dotiertem Silizium ?
- (b) Unter welchen Voraussetzungen entsteht ein Schottkykontakt bei p-dotiertem Silizium ?
- (c) Was versteht man unter der Schottky-Barriere ?
- (d) Warum fließt bei Sperrpolung kein nennenswerter Strom durch den Schottkykontakt ?
- (e) Wie kommt ein Strom bei Flußpolung zustande ?
- (f) Ist der Sperrstrom am Schottky-Kontakt ein Majoritätsträger- oder ein Minoritätsträgerstrom ?

Aufgabe 3-3: Ohmscher Kontakt

- (a) Unter welchen Voraussetzungen entsteht ein ohmscher Kontakt bei n-dotiertem Silizium ?
- (b) Unter welchen Voraussetzungen entsteht ein ohmscher Kontakt bei p-dotiertem Silizium ?
- (c) Erkläre den Stromfluss in beiden Richtungen am ohmschen Kontakt.
- (d) Was versteht man unter einem „entarteten Halbleiter“ ? Welche Rolle spielt er für ohmsche Kontakte ?

4 Die Diode

4.1 Allgemeines

Ein Halbleiterkristall aus p-Zone, n-Zone und dazwischen liegendem pn-Übergang, mit äußeren Anschlüssen und einem geeigneten Gehäuse versehen, ergibt ein wichtiges elektronisches Bauelement \Rightarrow die **Diode**.

Wie in den Abschnitten 2.2.1 und 2.2.2 beschrieben, unterscheidet man beim Anlegen einer äußeren Spannung an die Diode die Sperrpolung und die Flusspolung.

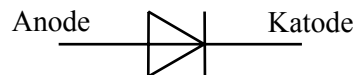
- Bei Sperrpolung sperrt die Diode. Es fließt lediglich ein kleiner Sperrsättigungsstrom.
- Bei Flusspolung leitet die Diode. Bereits bei kleinen Spannungen tritt ein mit der Spannung exponentiell ansteigender Durchlassstrom auf.

Die Diode kann demzufolge als elektronisches Ventil eingesetzt werden (Stromfluss nur in einer Richtung möglich). Dieser Ventilcharakter kommt im Schaltzeichen der Diode zum Ausdruck.

Schaltzeichen der Diode

Abbildung 4-1

Allgemeines Schaltzeichen der Diode



Der p-seitige Anschluss der Diode wird Anode, der n-seitige Anschluss Katode genannt.

Die Diode lässt Strom (konventionelle Stromrichtung) in Richtung der im Schaltzeichen integrierten Pfeilspitze zu (von Anode zu Katode).

Kennlinie

Der Gesamtstrom durch den idealen pn-Übergang beträgt:

$$I = I_S \cdot \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) \quad \text{mit } I_S = \text{Sperrsättigungsstrom}$$

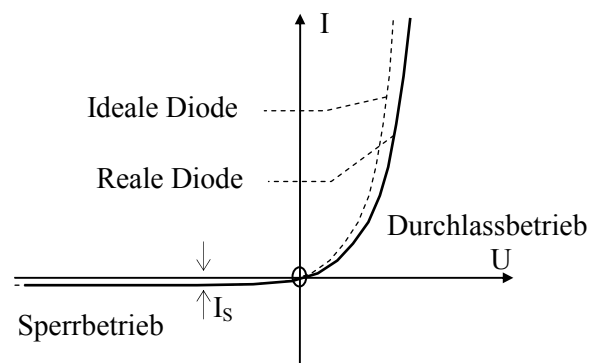
In der Gleichung ist die an die Diode angelegte äußere Spannung U einzusetzen. Hierbei ist eine Flussspannung positiv ($U = U_F > 0$), eine Sperrspannung negativ ($U = U_R < 0$) einzusetzen.

Reale Dioden zeigen Abweichungen von dieser Idealkennlinie. Im Durchlassbereich lässt sich dies mit einem Korrekturfaktor m im Exponenten der Gleichung annähern. Im Durchlassbereich mit $U_F \gg U_T$ kann außerdem die 1 in der Gleichung gegenüber dem Exponentialglied vernachlässigt werden. Für die Durchlasskennlinie gilt dann:

$$I_F = I_S \cdot e^{\frac{U_F}{m \cdot U_T}} \quad \text{mit } m = 1 \dots 2$$

Abbildung 4-2

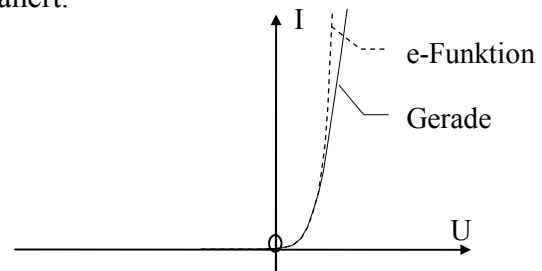
Kennlinie der Diode
(für kleine und mittlere Ströme)



Die Diode

Bei großen Durchlassströmen wirken sich zusätzlich zum eigentlichen pn-Übergang die Bahnwiderstände des Halbleiterkristalls aus. Dies führt dazu, dass sich die Dioden-Durchlass-Kennlinie bei großen Strömen einer Gerade annähert.

Abbildung 4-3
Diodenkennlinie bei
großen Durchlassströmen



Der Sperrstrom einer realen Diode ist wegen Oberflächeneffekten immer größer als I_S .

Belastungsgrenzen

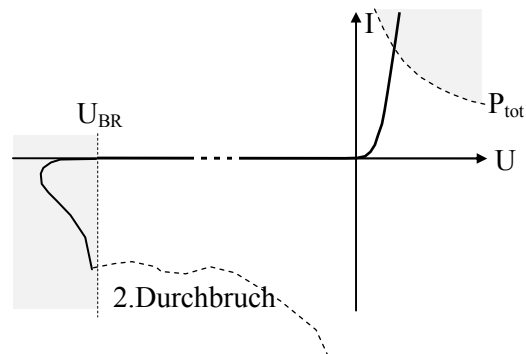
Der nutzbare Kennlinienbereich der Diode wird im Durchlassbereich begrenzt durch die maximal zulässige statische Verlustleistung P_{tot} .

Im Sperrbereich tritt bei Überschreiten eines typabhängigen Wertes der Sperrspannung ein starker Sperrstromanstieg auf.

Bei den Z-Dioden (siehe Abschnitt 4.5) kann dieser Durchbruch bis zu einer maximalen Sperrverlustleistung technisch genutzt werden (reversibler 1. Durchbruch).

Bei Überschreitung der maximalen Sperrverlustleistung und bei anderen Dioden besteht die Gefahr des thermischen Durchbruchs (siehe Abbildung 4-4, 2. Durchbruch) mit Zerstörung der Diode. Aus diesem Grunde darf eine maximale Sperrspannung U_{BR} bzw. bei Z-Dioden die maximal zulässige Sperrverlustleistung nicht überschritten werden.

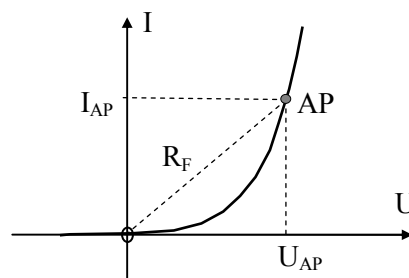
Abbildung 4-4
Belastungsgrenzen der Diode



Dynamisch sind kurzzeitig höhere Belastungen zulässig. Die entsprechenden Grenzdaten finden sich im Datenblatt.

Gleichstromwiderstand

Abbildung 4-5
Gleichstromwiderstand der Diode



Wird die Diode in einem Arbeitspunkt AP betrieben, so fließt der Strom I_{AP} und der Spannungsabfall beträgt U_{AP} .

Die Diode

Der Widerstand $R_F = \frac{U_{AP}}{I_{AP}}$ ist der Gleichstromwiderstand der Diode.

Der Gleichstromwiderstand ist eine reine Rechengröße und besitzt keine große Bedeutung. Es wird empfohlen, auf seine Verwendung zu verzichten.

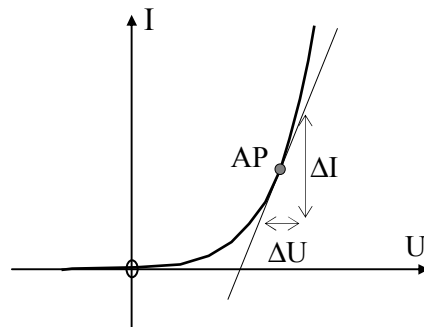
Wechselstromwiderstand - Differentieller Widerstand

Tritt im Arbeitspunkt AP eine kleine Spannungsänderung ΔU auf, so führt dies zu einer Stromänderung ΔI .

Das Verhältnis $r_f = \frac{\Delta U}{\Delta I}$ für $\Delta U \rightarrow 0$ ist der differentielle Widerstand im Arbeitspunkt.

Der differentielle Widerstand r_f ist ein Maß für die Steigung der Tangente an die Diodenkennlinie im Arbeitspunkt.

Abbildung 4-6
Tangente an die Kennlinie

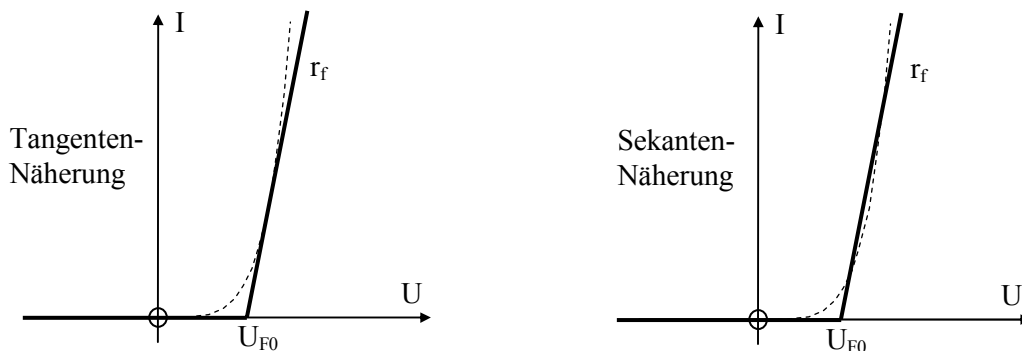


Der differentielle Widerstand ist z.B. bedeutsam für kleine Wechsignale, die im Arbeitspunkt überlagert werden.

Differentieller Widerstand r_f = Wechselstromwiderstand der Diode

Zur Vereinfachung der Behandlung von Dioden bei Schaltungsberechnungen wird die Diodenkennlinie häufig stückweise linearisiert. Hierzu wird der exponentiell ansteigende Kennlinienteil durch eine Gerade (Tangente oder Sekante im Arbeitsbereich) ersetzt. Der Schnittpunkt dieser Geraden mit der Spannungsachse wird Schwellspannung U_{F0} (in anderer Literatur oft auch U_S) genannt. Die Größen U_{F0} und r_f charakterisieren diese lineare Kennliniennäherung. (Weitere Informationen zu linearen Kennliniennäherungen finden sich im Anhang A, Abschnitt A.3.3)

Abbildung 4-7 Lineare Kennliniennäherung



4.2 Universal- und Richtdiode

Universal- oder Richtdioden werden vorwiegend zur Gleichrichtung eingesetzt, z.B. als

- Spannungsbegrenzer,
- Netzgleichrichter,
- Demodulator,
- Signaldioden,
- sowie in
- Spannungsvervielfachern usw.

Es gibt zahllose für unterschiedliche Anforderungen ausgelegte Typen und Bauformen.

Anwendungen der Universaldiode als Netzgleichrichter und Spannungsvervielfacher werden in den Abschnitten 6 bis 8 behandelt.

Die Tabelle 4-1 zeigt ausgewählte Daten einer Diode für kleine Ströme (Signaldiode), einer Kleinleistungsdioden und einer schnellen Leistungsdioden.

Tabelle 4-1 Daten verschiedener Universal- und Gleichrichtdioden

Typ		1 N 4148	MR 501, MR 502, .. 510	1 N 3913
Anwendung		Signaldiode	Kleinleistungsdioden	fast recovery Leistungsdioden
Grenzwerte				
periodische Spitzensperrspannung (peak repetitive reverse voltage)	U_{RRM}	100 V	100 V, 200 V, ...1000 V	400 V
Strommittelwert (average rectified forward current)	I_{OM}	150 mA	3 A	30 A
Einmaliger Spitzenstoßstrom (surge forward current)	I_{FSM}	500 mA	100 A	300 A
Typische Kennwerte (bei 25 °C)				
Sperrstrom (leakage current / reverse current)	I_R	25 nA	100 nA	10 µA
Sperrschichtkapazität ($U_R = 1V$) (junction capacitance)	C	4 pF	40 pF	90 pF
Sperrerholzeit (reverse recovery time)	t_{rr}	4 ns	5 µs	150 ns
Wärmewiderstand ⁽⁶⁾ (thermal resistance)	R_{th}	350 K/W	28 K/W	1,2 K/W (innerer R_{th})
Bauform		Glasgehäuse, axiale Anschlussdrähte	Plastikgehäuse, axiale Anschlussdrähte	Metallgehäuse mit Schraubanschluss

⁽⁶⁾ Der Wärmewiderstand wird in Abschnitt 21 behandelt

4.3 Hochsperrende Leistungsdioden

Für die Gleichrichtung sehr großer elektrischer Leistungen müssen Dioden mit hoher Sperrfähigkeit und niedrigem Durchlasswiderstand eingesetzt werden.

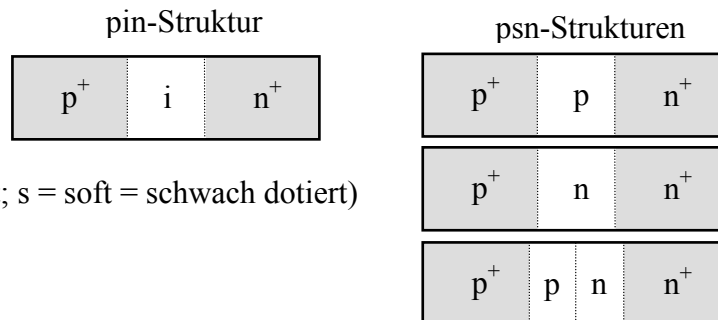
Diese Anforderungen widersprechen sich jedoch:

- Hohe Sperrfähigkeit erfordert eine große Sperrschichtweite, d.h. niedrige Dotierungen,
- ein niedriger Durchlasswiderstand erfordert geringe Bahnwiderstände, d.h. hohe Dotierung.

Um beide Forderungen in einem Bauteil zu erfüllen, wird zwischen hochdotierte p- und n-Zonen eine dünne niedrig oder nicht dotierte Zwischenschicht eingefügt.

Abbildung 4-8

pin- und psn-Dioden



(i = intrinsic = nicht dotiert; s = soft = schwach dotiert)

Diese Zwischenschicht nimmt einerseits hohe Sperrspannungen auf und wird andererseits im Durchlassbetrieb mit Ladungsträgern derart überschwemmt, dass sie (bei nicht zu hohen Frequenzen) keinen Beitrag zum Durchlasswiderstand leistet.

Durch solche Strukturen und weitere konstruktive Maßnahmen lassen sich Leistungsdioden für Durchlassströme bis zu mehreren 10 kA und Sperrspannungen von einigen 1000 V herstellen.

Tabelle 4-2 Daten der Hochleistungsdiode 5SDD 33L5000 (ABB Semiconductors)

Grenzwerte		
Periodische Spitzensperrspannung (50 Hz)	U_{RRM}	4000 V
Einmalige Spitzensperrspannung (< 5 ms)	U_{RSM}	5200 V
Strommittelwert (50 Hz)	I_{FAVM}	3300 A
Stromeffektivwert (50 Hz)	I_{FRMS}	5180 A
Einmaliger Spitzenstoßstrom	I_{FSM}	50 000 A (10 ms) 130 000 A (1 ms)
Typische Kennwerte		
Schwellspannung	U_{F0}	1,0 V
Differentieller Widerstand	r_f	0,13 mΩ
Durchlassspannung bei $I_F = 5000$ A	U_F	< 1,68 V
Sperrstrom (bei $\vartheta_j = 150$ °C; $U_R = 4000$ V)	I_{RRM}	< 400 mA
Max. zulässige Sperrschichttemperatur	ϑ_{Jmax}	150 °C
Wärmewiderstand (junction to case)	$R_{th/J-G}$	16 K/kW
- einseitig gekühlt		8 K/kW
Wärmewiderstand (case to heat sink)	$R_{th/G-K}$	6 K/kW
- einseitig gekühlt		3 K/kW
Bauform:	Scheibendiode	Ø 120 mm
		Dicke 27 mm

4.4 Schaltdioden

Für Schaltanwendungen werden Dioden mit speziellen dynamischen und statischen Eigenschaften benötigt. Je nach Einsatzfall sind gefordert:

- hohe Sperrfestigkeit, niedrige Durchlassspannung,
- sehr kleine Sperrverzögerungszeit,
- sanftes Abklingen des Rückstromes,
- abruptes Abreißen des Rückstromes,
- kleine Rückstromspitze usw..

Den unterschiedlichen Anforderungen entsprechend existiert ein breites Angebot von Schaltdioden mit z.T. sehr speziellen Eigenschaften:

- schnellschaltende Dioden mit kurzer Speicher- und Abfallzeit (z.B. mit Golddotierung zur Verkürzung der Ladungsträger-Lebensdauer),
- Ladungsspeicherdioden, Step-Recovery- oder Snapp-off-Dioden mit extrem kurzer Abfallzeit,
- fast-recovery-Dioden (GaAs-Dioden mit natürlicher kleiner Ladungsträger-Lebensdauer),
- Schottky-Dioden (siehe Abschnitt 4.9) usw..

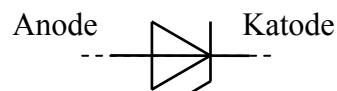
4.5 Die Z-Diode

Dioden, die für eine technische Nutzung von Zener- bzw. Lawinendurchbruch hergestellt werden, wurden früher unabhängig vom maßgeblichen Wirkungsprinzip Zener-Dioden genannt. Heute gilt die Bezeichnung **Z-Diode**.

Für Z-Dioden wird folgendes Schaltzeichen verwendet:

Abbildung 4-9

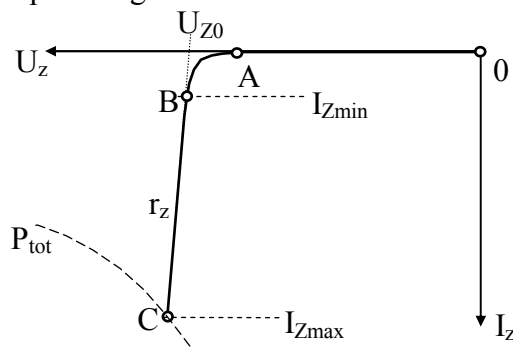
Schaltzeichen der Z-Diode



Die Sperrkennlinie der Z-Diode hat prinzipiell folgendes Aussehen:

Abbildung 4-10

Sperrkennlinie der Z-Diode



Im Verlauf der Sperrkennlinie lassen sich die Abschnitte *Sperrbereich* (0 - A), *Knickbereich* (A - B) und *Durchbruchbereich* (B - C) unterscheiden.

Im Durchbruchbereich verläuft die Kennlinie in der Regel sehr steil, annähernd gerade und lässt sich in guter Näherung durch eine lineare Gleichung beschreiben (siehe hierzu Anhang A, Abschnitt A.3.3: Linearisierung von Kennlinien).

Einer der wichtigsten Anwendungszwecke der Z-Diode ist die Stabilisierung von Spannungen. Hierzu wird die Diode grundsätzlich im Durchbruchbereich betrieben. Dieser wird nach oben durch die maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} (entspricht dem Strom $I_{Z\text{max}}$) und nach unten durch den Strom $I_{Z\text{min}}$ begrenzt.

Die Diode

Der Strom I_{Zmin} grenzt den Durchbruchbereich gegenüber dem Knickbereich ab. Wird I_{Zmin} unterschritten, so geht die stabilisierende Wirkung der Durchbruchkennlinie verloren.

Tabelle 4-3 Daten einiger Z-Dioden-Typenreihen

Baureihe	BZX55	BZX85	BZV48	ZX
Bezeichnung	BZX 55 C2V7 ...BZX55 C110	BZX85 C2V7 ...BZX85 C110	BZV48 C3V3 ...BZV48 C200	ZX 3,9 ... ZX 200
Z-Spannungen ⁽⁷⁾ U_Z	2,7 ... 110 V	2,7 ... 110 V	3,3 ... 200 V	3,9 ... 200 V
Zul. Verlustleistung	0,5 W	1,3 W	5 W	10 W (Kühlblech)
Bauform	Glasgehäuse, axiale Anschlussdrähte	Glasgehäuse, axiale Anschlussdrähte	Plastikgehäuse, axiale Anschlussdrähte	Metallgehäuse mit Schraubanschluss

Z-Dioden mit hohen Durchbruchspannungen (bis in den kV-Bereich) werden meist Avalanche-Dioden genannt (avalanche = Lawine (engl.)).

4.6 Kapazitätsdiode

Bei den Kapazitätsdioden, auch Varaktordioden genannt, ist die spannungsabhängig veränderbare Sperrschichtkapazität funktionsbestimmend. Die Maximalwerte der Kapazität von Kapazitätsdioden liegen im Bereich 5 ... 300 pF.

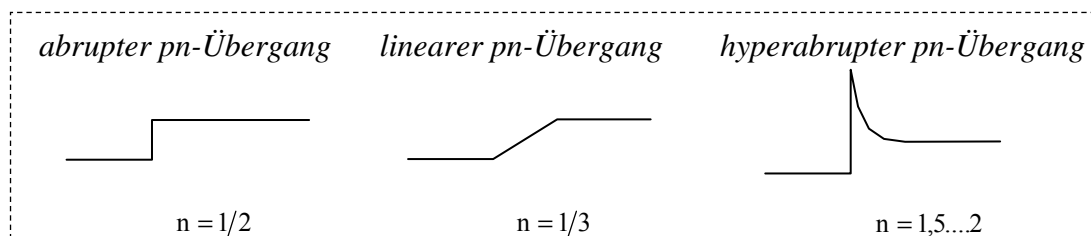
Durch geeignete Dotierungsprofile (linear, abrupt, hyperabrupt) lassen sich Sperrschichtkapazitäten realisieren, die durch Spannungsänderungen im Verhältnis 1:3 (bei hyperabrupt bis 1:30) variiert werden können.

Für die Sperrschichtkapazität als Funktion der Sperrspannung gilt grundsätzlich die Beziehung:

$$C_S = C_{S0} \cdot \left(\frac{U_D}{U_D + U_R} \right)^n$$

Je nach Dotierungsprofil ergeben sich andere Werte für den Exponenten n.

Abbildung 4-11 Dotierungsprofile von Kapazitätsdioden (einseitig hochdotiert)



Kapazitätsdioden kommen zum Einsatz als Abstimmioden (z.B. zur automatischen Scharfabstimmung von Rundfunk- und Fernsehempfängern, AFC), zur Frequenzvervielfachung, in (rauscharmen) parametrischen Verstärkern usw..

⁽⁷⁾ Üblich ist eine Staffellung nach der E24-Reihe: 2,7 / 3 / 3,3 / 3,6 / 3,9 / 4,3 / 4,7 / 5,1 / 5,6 / 6,2 / 6,8 / 7,5 / 8,2 / 9,1 / 10 / 11 / 12 / 13 / 15 / 16 / 18 / 20 / 22 / 24 / 27 usw.

Die Diode

Tabelle 4-4 Daten von Kapazitätsdioden

Typ	BB112	BB139	BB631	BB709A
Kapazität C_{\max} bei $U_R = 1 \text{ V}$	500 pF	50 pF	50 pF	35 pF
Kapazität C_{\min}	20 pF bei $U_R = 9 \text{ V}$	5 pF bei $U_R = 25 \text{ V}$	3,5 pF bei $U_R = 25 \text{ V}$	2,7 pF bei $U_R = 28 \text{ V}$
C_{\max} / C_{\min}	25	10	14,3	13
Serienwiderstand			0,9 Ω	0,75 Ω
Serieninduktivität			1,5 nH	4,5 nH
Anwendung	KML- Abstimmung	UKW-Abstimmung		

Bei Betrieb der Kapazitätsdioden im Sperrbereich ergeben sich hohe Werte der Güte bis in den GHz-Bereich ($Q = 1/(\omega CR) = 100 \dots 1000$).

Abbildung 4-12 Alternative Schaltzeichen der Kapazitätsdiode



4.7 Tunnel diode

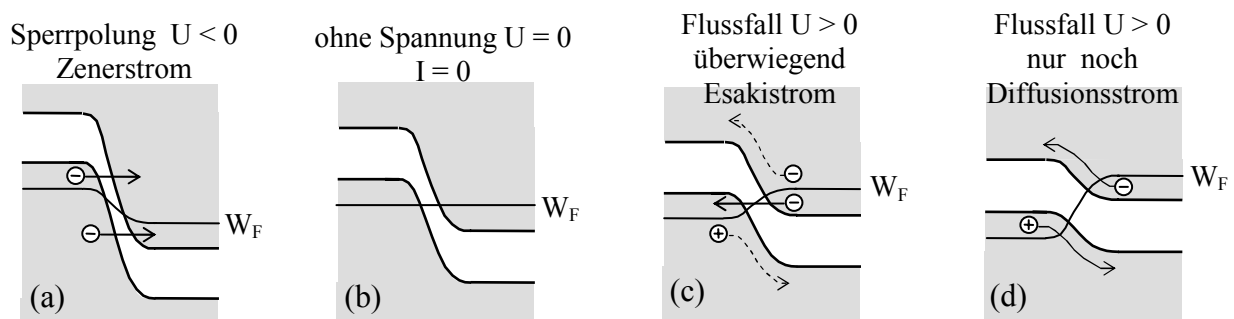
Bei der Tunnel diode liegt die Dotierung von n- und p-Zonen so hoch ($>> 10^{19} \text{ cm}^{-3}$), dass „Entartung“ eintritt.

Hierbei liegt das Fermi-Niveau nicht mehr innerhalb des verbotenen Bandes, sondern auf der p-Seite innerhalb des Valenzbandes, auf der n-Seite innerhalb des Leitungsbandes.

Bei der Tunnel diode stehen sich daher bereits im spannungslosen Zustand ein Teil des Valenzbandes der p-Seite und ein Teil des Leitungsbandes der n-Seite gegenüber. Zudem ist die Sperrschichtweite extrem gering.

Bereits bei kleinen äußeren Spannungen tunneln Ladungsträger durch die Sperrschicht.

Abbildung 4-13 Bändermodell der Tunnel diode



Bei Sperrpolung (a) tunneln Valenzelektronen vom Valenzband der p-Seite ins Leitungsband der n-Seite (Zenerstrom). Bereits bei kleinen Sperrspannungen tritt ein kräftiger Stromfluss auf. Die Tunnel diode hat keine Sperrfähigkeit.

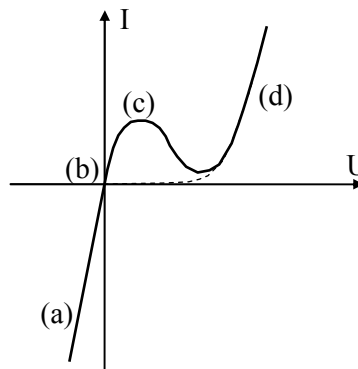
Die Diode

Bei schwacher Flusspolung (c) tunneln Leitungselektronen vom Leitungsband der n-Seite ins Valenzband der p-Seite (sog. Esaki-Strom). Bereits bei kleinen Flussspannungen tritt ein kräftiger Stromfluss auf.

Mit wachsender Flussspannung verringert sich allerdings der Bereich, in dem sich Valenzband und Leitungsband gegenüberstehen; schließlich hört diese Gegenständigkeit ganz auf (d). Demzufolge durchläuft der Esakistrom nach anfänglichem Steigen ein Maximum („Höckerstrom“) und sinkt dann gegen Null.

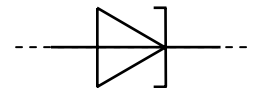
Dem Esakistrom überlagert ist der normale Durchlassstrom (Diffusionsstrom) der Diode. An den Stromhöcker des Esakistromes schließt sich daher ein Stromminimum („Talstrom“) und dann die normale Durchlasskennlinie der Diode an.

Abbildung 4-14
Kennlinie der Tunneldiode



Zwischen Höckerstrom und Talstrom tritt ein Kennlinienabschnitt mit negativem differentiellen Widerstand auf. Dadurch lässt sich die Tunneldiode zur Schwingungserzeugung im Mikrowellenbereich nutzen.

Abbildung 4-15 Schaltzeichen der Tunneldiode

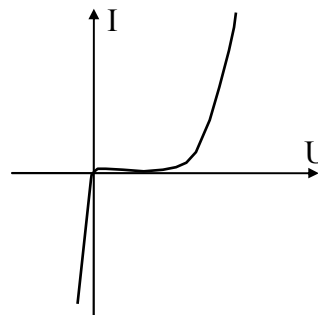
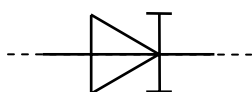


4.8 Backward-Diode

Eine Sonderform der Tunneldiode ist die Backward-Diode. Durch entsprechende Dotierung befinden sich bei der Backwarddiode die Valenzbandkante des p-Gebiets und die Leitbandkante des n-Gebiets im spannungslosen Zustand auf gleicher Höhe. Damit tritt bei Sperrpolung sofort Tunnelstrom auf, im Flussbereich jedoch nicht.

Die Backwarddiode besitzt daher keinen Stromhöcker im Flussbereich, bei Sperrpolung leitet sie jedoch bereits bei sehr kleinen Spannungen (keine Schwellspannung).

Abbildung 4-16
Schaltzeichen und Kennlinie
der Backward-Diode



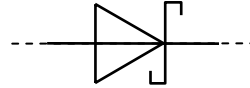
Aufgrund dieser Eigenschaften ist die Backward-Diode geeignet zur Gleichrichtung von Wechselspannungen im mV-Bereich. Dabei leitet die Backward-Diode in Sperrpolung und sperrt in Flusspolung.

4.9 Schottky-Diode

Die Schottky-Diode beruht nicht auf einem pn-Übergang, sondern auf einem Metall-Halbleiter-Übergang (in der Regel n-Halbleiter). Auch hier tritt (im Halbleiter) eine Raumladungszone mit Gleichrichter-Eigenschaften auf. (siehe hierzu Abschnitt 3)

Abbildung 4-17

Schaltzeichen der Schottky-Diode



Im Gegensatz zum pn-Übergang ist bei Flusspolung praktisch nur eine Majoritätsträgerart (Elektronen des n-leitenden Halbleiters) beteiligt. Langsame Minoritätsträgerprozesse entfallen. Dadurch sind die dynamischen Eigenschaften der Schottky-Diode erheblich besser als bei der pn-Diode (z.B. sehr viel kürzere Schaltzeiten).

Die Schleusenspannung der Schottky-Diode ist deutlich niedriger als die der pn-Diode (z.B. 0,3 ... 0,4V).

Die Kennlinie folgt über mehrere Größenordnungen exakt dem theoretischen Verlauf der e-Funktion (sehr viel besser als bei der pn-Diode).

Andererseits hat die Schottky-Diode auch weniger günstige Eigenschaften als die pn-Diode:

Der Sperrstrom ist ein Majoritätsträgerstrom, um mehrere Größenordnungen höher und wesentlich stärker von der Sperrspannung abhängig als bei der pn-Diode.

Die Durchbruchspannung ist erheblich niedriger als bei pn-Dioden.

Tabelle 4-5 Daten von Schottky-Dioden

Typ		1N 5711	BAT 42	1N5819	MBR 1035
Grenzwerte					
Strommittelwert	I_{FAVM}	15 mA	100 mA	1 A	10 A
Sperrspannung	U_{RRM}	70 V	30 V	40 V	35 V
Typische Kennwerte					
Durchlassspannung	U_F	< 0,41 V bei 1 mA	< 0,4 V bei 10 mA	< 0,35 V bei 100 mA	< 0,57 V bei 10 A
Sperrschichtkapazität	C	2 pF	5 pF		

Wichtige Anwendungsbereiche der Schottky-Diode sind:

- Höchsthäufigkeits-Diode (Gleichrichtung, Mischung),
- Schaltdiode mit extrem kurzer Schaltzeit,
- Leistungsgleichrichter für hohe Schaltfrequenzen (z.B. in Schaltnetzteilen),
- Klammerdiode für bipolare Schalttransistoren (zur Vermeidung einer starken Übersteuerung),
- Schottky-Logik-Schaltkreise,
- opto-elektronische Bauteile usw..

4.10 Weitere Diodenformen

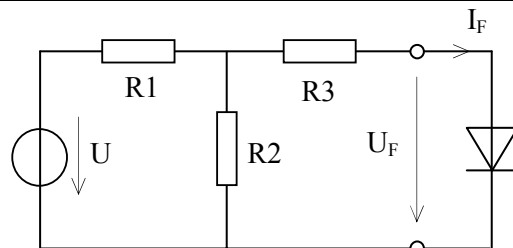
Die Liste der heute verfügbaren Dioden ließe sich beliebig weiterführen (laufzeitgesteuerte Bauelemente wie Impatt-, Tunnett-, Baritt- und Qwitt-Dioden, Volumenbarrieren-Dioden, Shockleydioden, Gunndiode usw.). Diese werden hier jedoch nicht behandelt.

4.11 Übungsaufgaben zu Dioden

Aufgabe 4-1: Allgemeine Fragen zu Dioden

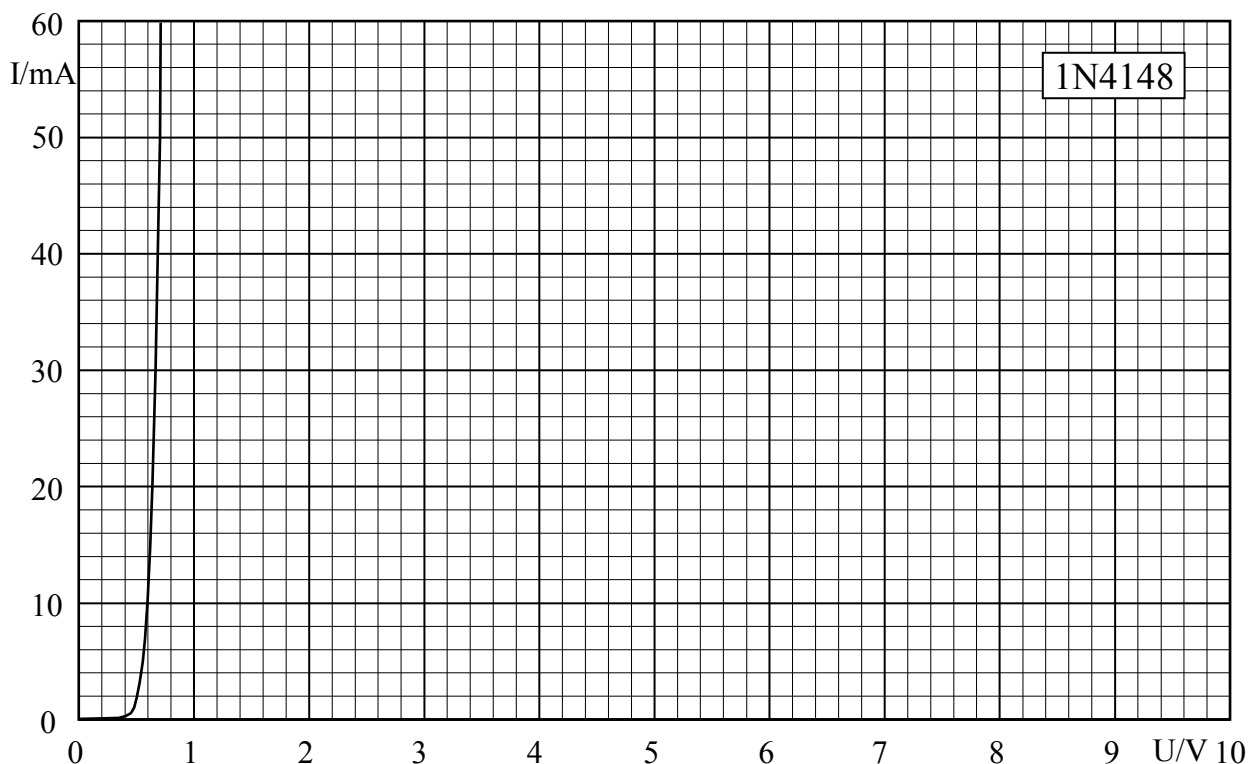
- (a) Warum weicht die Durchlaßkennlinie einer Diode für große Ströme vom exponentiellen Verlauf ab und geht in einen annähernd linearen Verlauf über ?
- (b) Was versteht man unter dem differentiellen Widerstand der Diode ?
- (c) Wozu dient die Intrinsic-Zone bei hochsperrenden Leistungsdioden ?
- (d) Wodurch erreicht man kleine Durchlass-Spannungen bei hochsperrenden Leistungsdioden ?
- (e) Was ist eine Avalanche-Diode ?
- (f) Was versteht man unter einem hyperabrupten pn-Übergang ? Wozu dient er ?
- (g) Wozu verwendet man die Backward-Diode ?
- (h) Welches sind die speziellen Eigenschaften einer Schottky-Diode ?

Aufgabe 4-2: Grafische Ermittlung des Arbeitspunktes



$U = 12\text{ V}$
 $R_1 = 90\ \Omega$
 $R_2 = 180\ \Omega$
 $R_3 = 100\ \Omega$
Diode: 1N4148

Ermittle grafisch Durchlass-Strom I_F und Durchlass-Spannung U_F der Diode.



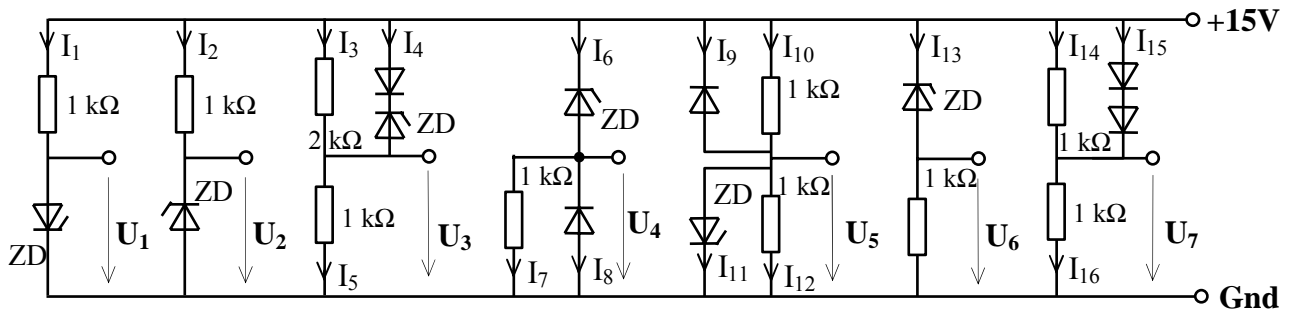
Aufgabe 4-3: Einfache Widerstands-Diodenschaltungen

In vielen Fällen kann man die Funktion einer Diode in einer Schaltung ausreichend beurteilen, in dem man die nicht lineare (z.B. exponentielle) Kennlinie einer Diode durch eine lineare Näherung ersetzt (siehe hierzu Abschnitt A.3.3 im Anhang A)

Analysiere mit dieser Vorgehensweise die folgenden Einzelschaltungen und ermittle jeweils die eingezeichneten Spannungen und Ströme.

Für eine Diode in Flußpolung soll (als Näherung) gelten $U_F = 0,7 \text{ V}$.

Für eine Z-Diode im Durchbruch soll (als Näherung) gelten $U_Z = 8,2 \text{ V}$.



Aufgabe 4-4: Dioden-Logikschaltung

Die Eingänge E₁ sowie E₂ der gezeichneten Schaltung können unabhängig voneinander entweder an Masse (0V) oder an U_B (+5V) angeschlossen werden (4 Kombinationen).

Trage in die Tabelle A ein, welche Spannung sich dann jeweils am Ausgang A gegenüber Masse einstellt (berücksichtige $U_F = 0,7 \text{ V}$ für eine leitende Diode).

Spannungen zwischen 0V und 1V sollen nun als logisches 0-Signal, Spannungen zwischen 4V und 5V als logisches 1-Signal betrachtet werden. Übertrage damit die Werte für das Ausgangssignal aus Tabelle A als logische Zustände in die Wahrheitstabelle B.

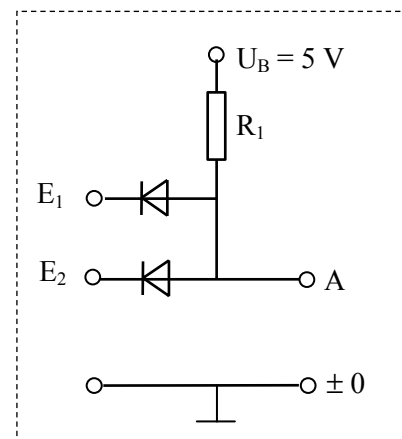


Tabelle A

E1	E2	A
0V	0V	
0V	5V	
5V	0V	
5V	5V	

Wahrheitstabelle B

E1	E2	A
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

Welche logische Verknüpfung der Eingangssignale führt die Schaltung durch ?

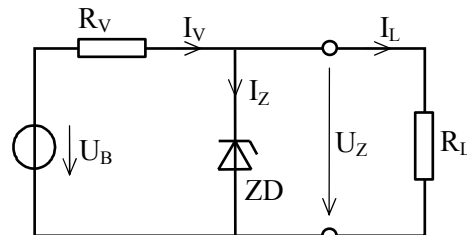
5 Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

Die Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode dient der Erzeugung einer konstanten, lastunabhängigen Gleichspannung aus einer höheren, evtl. nicht konstanten und lastabhängigen Gleichspannung.

In den folgenden Abschnitten sollen anhand der einfachen Stabilisierungsschaltung die Methoden der grafischen und rechnerischen Schaltungsanalyse (siehe Anhang A) beispielhaft geübt werden, damit sie später bei komplexeren Schaltungen beherrscht werden.

5.1 Grundschtung

Abbildung 5-1
Stabilisierungs-Grundschtung



Die Stabilisierungs-Grundschtung besteht aus der Reihenschaltung eines Widerstandes R_V und einer im Durchbruch betriebenen Z-Diode. Diese Reihenschaltung wird aus einer (evtl. nicht stabilisierten) höheren Gleichspannung U_B gespeist.

Im Durchbruchbetrieb der Z-Diode ist die Sperrspannung in einem großen Strombereich annähernd konstant. An der Z-Diode kann daher eine stabilisierte Gleichspannung U_Z abgegriffen und einer Last (z.B. R_L) zugeführt werden. Die stabilisierende Wirkung der Z-Diode ist um so größer, je steiler ihre Durchbruchkennlinie verläuft.

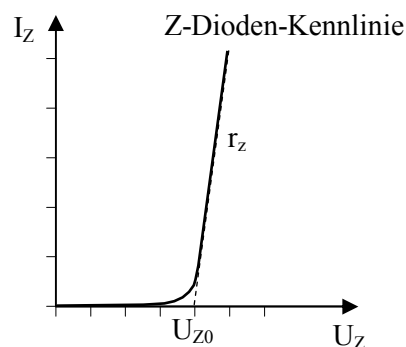
Abbildung 5-2 Dimensionierungsbeispiel für die folgenden Analysen

$$U_B = 20 \text{ V} \quad R_V = 200 \, \Omega \\ R_L = 400 \, \Omega$$

Daten zur Kennlinien-Linearisierung der
Z-Dioden-Kennlinie

(siehe Anhang A, Abschnitt A.3.3:
Linearisierung von Kennlinien

$$U_{Z0} = 8 \text{ V} \quad r_z = 20 \, \Omega$$



5.1.1 Graphische Schaltungsanalyse

Zur graphischen Schaltungsanalyse⁽⁸⁾ muss die Stabilisierungsschaltung in einen (möglichst linearen) aktiven Zweipol und einen passiven Zweipol unterteilt werden. Die Kennlinien der beiden Zweipole müssen dann zum Schnitt gebracht werden.

Es sind drei Varianten möglich, die Stabilisierungsschaltung in einen aktiven und einen passiven Zweipol zu unterteilen:

Variante	Aktiver Zweipol	passiver Zweipol
A	$U_B, R_V, \text{Z-Diode}$	R_L
B	U_B, R_V, R_L	Z-Diode
C	U_B, R_V	Z-Diode, R_L

⁽⁸⁾ Die zahlenmäßigen Ergebnisse aller folgenden Analysen beziehen sich auf die Dimensionierung gemäß Abbildung 5-2

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

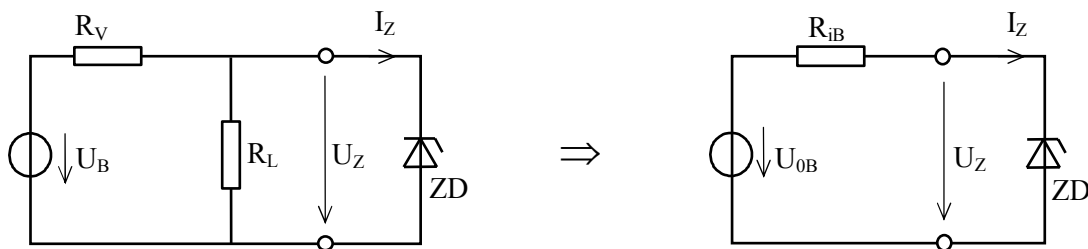
* Variante A

Um bei Variante A einen linearen aktiven Zweipol zu erhalten, muss die Z-Diode durch eine lineare Ersatzschaltung aus U_{Z0} und r_z ersetzt werden. Man erhält dann einen aktiven Zweipol mit zwei Quellen, der nun in eine einfache Ersatzquelle umgewandelt wird.

Die Stabilisierungsschaltung wird hierbei insgesamt in eine lineare Schaltung überführt. Diese lineare Schaltung lässt sich sehr einfach rechnerisch analysieren, so dass man sich eine graphische Lösung sparen kann. Auf rechnerische Analysen wird im Abschnitt 5.1.2 eingegangen.

* Variante B

Abbildung 5-3 Ersatzschaltungen für Variante B



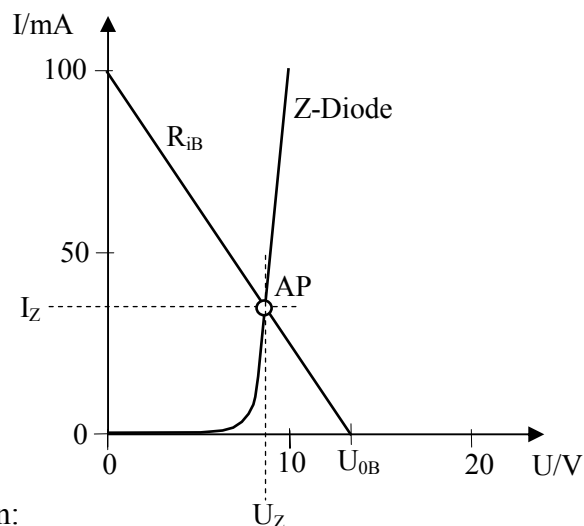
Die Komponenten der Ersatzquelle errechnen sich zu:

$$U_{0B} = U_B \cdot \frac{R_L}{R_V + R_L} = 13,3 \text{ V}$$

$$R_{iB} = R_V // R_L = 133,3 \, \Omega$$

Mittels Schnittpunktverfahren erhält man auf graphischem Wege den Arbeitspunkt der Z-Diode:

Abbildung 5-4
Ermittlung des Arbeitspunktes
für Variante B



Aus der Zeichnung kann abgelesen werden:

$$I_Z \approx 35 \text{ mA}$$

$$U_Z \approx 8,7 \text{ V}$$

Ströme und Spannungen für die übrigen Bauteile der Stabilisierungsschaltung lassen sich anschließend berechnen:

$$I_L = U_Z / R_L = 21,75 \text{ mA}$$

$$U_L = U_Z \approx 8,7 \text{ V}$$

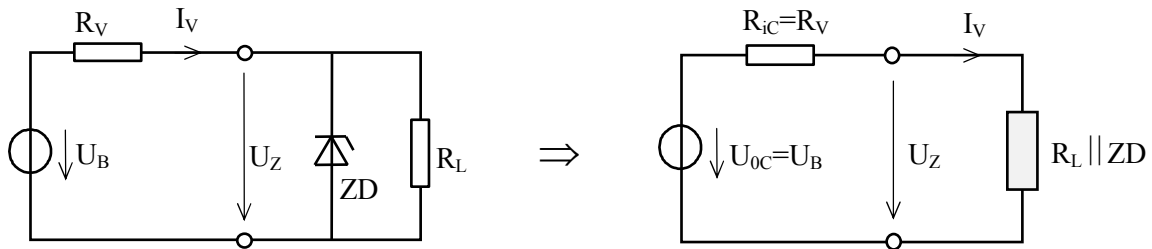
$$I_V = I_Z + I_L = 56,75 \text{ mA}$$

$$U_{R_V} = U_B - U_Z \approx 11,3 \text{ V}$$

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

* Variante C

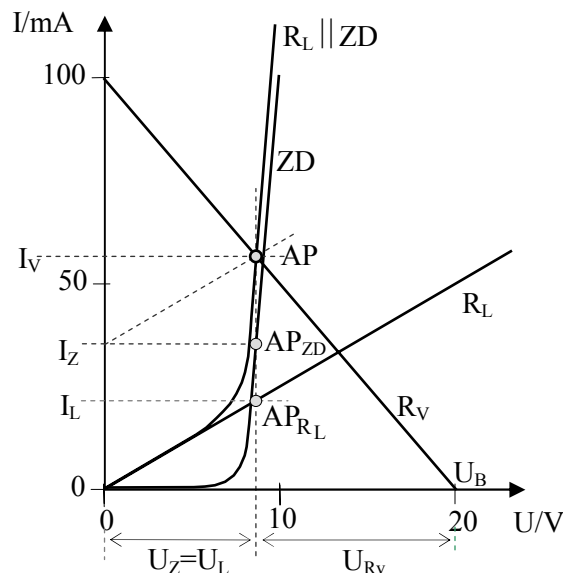
Abbildung 5-5 Ersatzschaltbilder für Variante C



Z-Diode und parallelgeschalteter Lastwiderstand bilden einen passiven nichtlinearen Zweipol. Die Kennlinie dieses passiven Zweipoles erhält man, indem man die Kennlinien von Z-Diode und Lastwiderstand in Stromrichtung addiert.

Anschließend erhält man den Arbeitspunkt AP an den Zweipolklemmen durch Schnitt der Kennlinien von aktivem und passivem Zweipol.

Abbildung 5-6
Graphische Analyse
bei Lösungsvariante C



Aus der Zeichnung lassen sich Strom und Spannung im Arbeitspunkt AP ablesen:

$$U_Z = U_L \approx 8,7 \text{ V}$$

$$I_V \approx 56,7 \text{ mA}$$

Da in der Zeichnung die Einzelkennlinien von Z-Diode und Lastwiderstand enthalten sind, lassen sich durch Schnitt mit der Linie $U = U_Z = U_L$ auch die Arbeitspunkte AP_{ZD} und AP_{R_L} einzeichnen und die Einzelströme I_Z und I_L ablesen:

$$I_Z \approx 35 \text{ mA}$$

$$I_L \approx 21,5 \text{ mA}$$

Die Spannung am Vorwiderstand R_V ergibt sich aus der Differenz von U_B und U_Z :

$$U_{R_V} = U_B - U_Z \approx 11,3 \text{ V}$$

Bei Variante C (graphische Zusammenfassung von Z-Diode und Lastwiderstand) lassen sich alle Ströme und Spannungen graphisch ermitteln. Berechnungen entfallen fast vollständig.

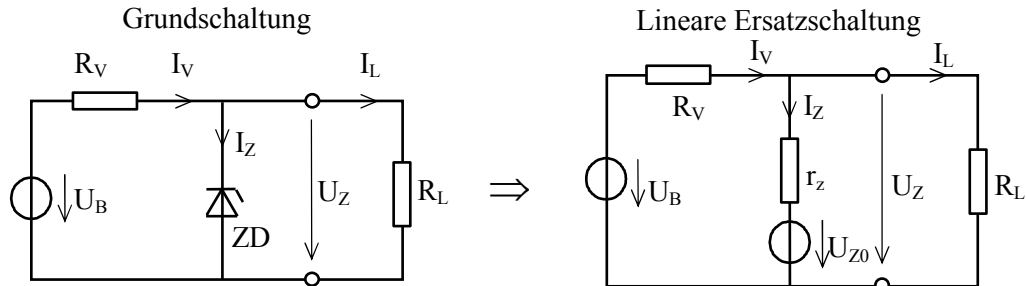
Vorteilhaft ist, dass bei den gezeigten graphischen Lösungen sofort erkennbar ist, ob die Z-Diode im linearen Teil der Durchbruchkennlinie betrieben wird (siehe Abschnitt 5.2.1).

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

5.1.2 Rechnerische Schaltungsanalyse (Betrieb mit Gleichspannung)

Für eine rechnerische Analyse der Stabilisierungsschaltung wird die Z-Diode durch eine lineare Ersatzschaltung⁽⁹⁾ ersetzt.

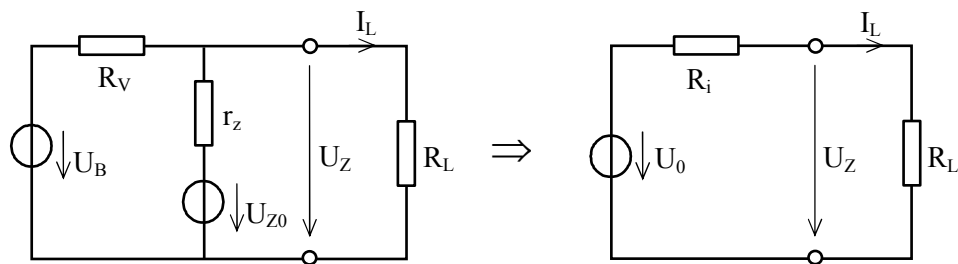
Abbildung 5-7 Überführung der Grundsaltung in eine lineare Ersatzschaltung



5.1.2.1 Berechnung mittels Zweipoltheorie

Die lineare Ersatzschaltung in Abbildung 5-7 enthält einen Quellenzweipol mit zwei Quellen. Dieser Quellenzweipol lässt sich weiter zusammenfassen (Siehe auch Abschnitt 5.1.1, Variante A).

Abbildung 5-8 Vereinfachung des Quellenzweipols



Leerlaufspannung der Stabilisierungsschaltung

$$U_0 = U_B \cdot \frac{r_z}{R_V + r_z} + U_{Z0} \cdot \frac{R_V}{R_V + r_z} = 9,09\text{V} \quad (\text{Überlagerungsgesetz})$$

Innenwiderstand der Stabilisierungsschaltung

$$R_i = R_V // r_z = 18,18 \, \Omega$$

Strom und Spannung an der Last

$$I_L = \frac{U_0}{R_i + R_L} \approx 21,74\text{mA}$$

$$U_L = U_Z = U_0 \cdot \frac{R_L}{R_i + R_L} \approx 8,7\text{V} \quad (\text{Spannungsteilerregel})$$

Ausgehend von U_Z können anschließend I_Z und dann alle anderen Größen in der Schaltung berechnet werden.

⁽⁹⁾ Für die Linearisierung der Z-Diodenkennlinie werden die Daten gemäß Abbildung 5-2 verwendet.

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

5.1.2.2 Berechnung mit Kirchhoffschen Gesetzen

Für die Berechnung mit Kirchhoffschen Regeln dient das lineare Ersatzschaltbild nach Abbildung 5-7.

Maschengleichungen

$$U_Z = U_{Z0} + I_Z \cdot r_z$$

$$U_B = I_V \cdot R_V + U_Z$$

$$U_Z = I_L \cdot R_L$$

Knotengleichung

$$I_V = I_Z + I_L$$

Hieraus lassen sich folgende Gleichungen für Ströme und Spannungen an Z-Diode und Last ableiten:

Strom und Spannung an der Z-Diode

I_L gegeben:

$$I_Z = \frac{U_B - U_{Z0} - I_L \cdot R_V}{R_V + r_z}$$

$$U_Z = \frac{U_B \cdot r_z + (U_{Z0} - I_L \cdot r_z) \cdot R_V}{R_V + r_z}$$

R_L gegeben:

$$I_Z = \frac{U_B \cdot R_L - U_{Z0} \cdot (R_L + R_V)}{r_z \cdot R_L + r_z \cdot R_V + R_L \cdot R_V} \approx 34,78 \text{ mA}$$

$$U_Z = \frac{(U_B \cdot r_z + U_{Z0} \cdot R_V) \cdot R_L}{R_V \cdot r_z + R_V \cdot R_L + R_L \cdot r_z} \approx 8,7 \text{ V}$$

Strom und Spannung am Lastwiderstand

$$I_L = \frac{U_B \cdot r_z + U_{Z0} \cdot R_V}{R_V \cdot r_z + R_V \cdot R_L + R_L \cdot r_z} \approx 21,74 \text{ mA}$$

$$U_L = U_Z = \frac{(U_B \cdot r_z + U_{Z0} \cdot R_V) \cdot R_L}{R_V \cdot r_z + R_V \cdot R_L + R_L \cdot r_z} \approx 8,7 \text{ V}$$

Strom und Spannung am Vorwiderstand

$$I_V = I_Z + I_L \approx 56,5 \text{ mA}$$

$$U_{R_V} = U_B - U_Z \approx 11,3 \text{ V}$$

Es besteht sehr gute Übereinstimmung zwischen den Ergebnissen der Berechnungen und den Ergebnissen der graphischen Analysen nach Abschnitt 5.1.1.

5.2 Berechnung von Grenzwerten

Anmerkung

Im folgenden werden **Grenzwerte** (Grenzdaten), die nicht über- oder unterschritten werden dürfen, durch die Indices „max“ und „min“ gekennzeichnet. Werden diese Grenzwerte über- oder unterschritten, so ist die ordnungsgemäße Funktion der betroffenen Schaltung nicht mehr gewährleistet oder es droht die Gefahr der Zerstörung von Bauteilen.

In der Praxis **auftretende Maximal- bzw. Minimalwerte**, die nicht Grenzwerte im obigen Sinn sind (z.B. maximale oder minimale Werte toleranzbehafteter Größen), werden mit denselben Indices in Klammern „(max)“ bzw. „(min)“ gekennzeichnet.

5.2.1 Zulässiger Arbeitsbereich der Z-Diode

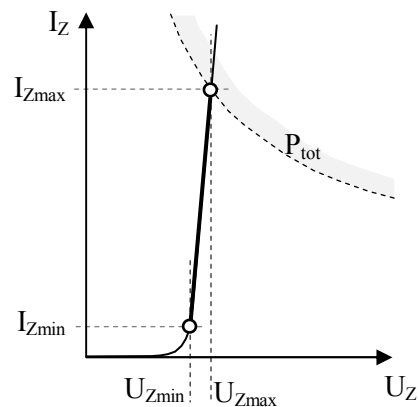
Zur Stabilisierung darf die Z-Diode nur im Bereich $I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$ betrieben werden.

Unterhalb von I_{Zmin} wird die Kennlinie immer flacher, so dass keine stabilisierende Wirkung mehr vorhanden ist.

Oberhalb von I_{Zmax} wird die maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} der Z-Diode überschritten; es droht die Zerstörung der Diode.

Abbildung 5-9

Zulässiger Arbeitsbereich der Z-Diode



Ermittlung der Grenzwerte

- * I_{Zmax} lässt sich aus P_{tot} berechnen (z.B. $P_{tot} = 0,8 \text{ W}$)

$$\text{Es gilt: } P_{tot} = I_{Zmax} \cdot U_{Zmax} = I_{Zmax} \cdot (U_{Z0} + I_{Zmax} \cdot r_z) = I_{Zmax}^2 \cdot r_z + I_{Zmax} \cdot U_{Z0}$$

Die Lösung dieser quadratischen Gleichung liefert:

$$I_{Zmax} = -\frac{U_{Z0}}{2 \cdot r_z} + \sqrt{\frac{P_{tot}}{r_z} + \left(\frac{U_{Z0}}{2 \cdot r_z}\right)^2} \approx 82,85 \text{ mA}$$

Dem entspricht:

$$U_{Zmax} = P_{tot} / I_{Zmax} \approx 9,66 \text{ V}$$

- * I_{Zmin} ist aus der Kennlinie zu entnehmen z.B. $I_{Zmin} = 10 \text{ mA}$

(Ersatzweise kann man auch wählen $I_{Zmin} = 5 \dots 10 \% \text{ von } I_{Zmax}$)

Dem Strom I_{Zmin} entspricht eine Spannung U_{Zmin} :

$$U_{Zmin} = U_{Z0} + I_{Zmin} \cdot r_z = 8,2 \text{ V}$$

Die folgenden Berechnungen zielen auf die Einhaltung des zulässigen Arbeitsbereiches

$$I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$$

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

5.2.2 Grenzwerte für die Einzelbauelemente

Im folgenden werden Grenzwerte für die Größe der einzelnen Bauelemente der Stabilisierungsschaltung berechnet.

Die Grenzwerte für ein Bauelement werden unter der Voraussetzung berechnet, dass die Größe der jeweils anderen Bauelemente vorgegeben und bekannt ist.

5.2.2.1 Einfluss der Bauelementetoleranzen auf den Z-Dioden-Strom

* I_Z nimmt bei toleranzbehafteten Bauelementen den **niedrigsten Wert** ein für

$$U_{B(\min)}, \quad R_{V(\max)}, \quad I_{L(\max)}, \quad R_{L(\min)}$$

* I_Z nimmt bei toleranzbehafteten Bauelementen den **höchsten Wert** ein für

$$U_{B(\max)}, \quad R_{V(\min)}, \quad I_{L(\min)}, \quad R_{L(\max)}$$

Diese Angaben sind bei der Ermittlung der Grenzwerte für die einzelnen Bauteile zu berücksichtigen.

5.2.2.2 Grenzwerte für die Versorgungsspannung U_B

Es gilt $U_B = (I_Z + I_L) \cdot R_V + U_Z$ bzw. $U_B = I_Z \cdot R_V + U_Z \cdot (1 + \frac{R_V}{R_L})$

Mit steigender Versorgungsspannung U_B steigt der Z-Dioden-Strom I_Z .

Der Grenzwert $U_{B\max}$ ist so festzulegen, dass die Grenze $I_{Z\max}$ nicht überschritten wird:

$$U_{B\max} = (I_{Z\max} + I_L) \cdot R_V + U_{Z\max}$$

bzw.

$$U_{B\max} = I_{Z\max} \cdot R_V + U_{Z\max} \cdot (1 + \frac{R_V}{R_L})$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $R_{V(\min)}$, $R_{L(\max)}$, bzw. $I_{L(\min)}$.

Mit sinkender Versorgungsspannung U_B sinkt der Z-Dioden-Strom I_Z .

Der Grenzwert $U_{B\min}$ ist so festzulegen, dass die Grenze $I_{Z\min}$ nicht unterschritten wird:

$$U_{B\min} = (I_{Z\min} + I_L) \cdot R_V + U_{Z\min}$$

bzw.

$$U_{B\min} = I_{Z\min} \cdot R_V + U_{Z\min} \cdot (1 + \frac{R_V}{R_L})$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $R_{V(\max)}$, $R_{L(\min)}$, bzw. $I_{L(\max)}$.

Die Grenzwerte der Versorgungsspannung lassen sich auch graphisch ermitteln:

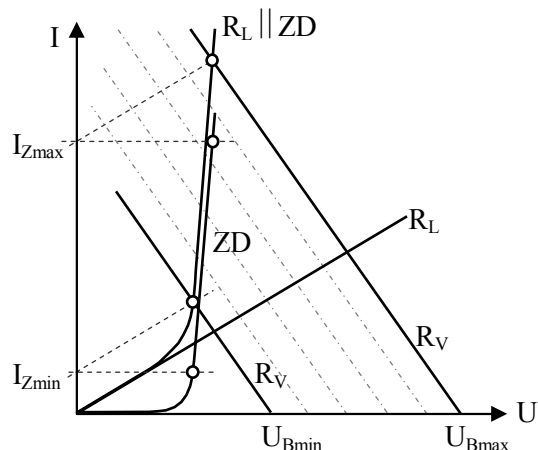


Abbildung 5-10
Grenzwerte der
Versorgungsspannung
(ohne Toleranzen für R_L und R_V)

Zunächst müssen die Grenzen $I_{Z\min}$ und $I_{Z\max}$ von der Z-Dioden-Kennlinie auf die Summenkennlinie ($R_L // ZD$) übertragen werden.

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

Durch die so gewonnenen Grenzen des zulässigen Arbeitsbereiches auf der Summenkennlinie zieht man Widerstandsgeraden für R_V . Die Schnittpunkte dieser Widerstandsgeraden mit der Spannungsachse ergeben die Grenzwerte U_{Bmin} und U_{Bmax} .

5.2.2.3 Grenzwerte für den Vorwiderstand R_V

Es gilt
$$R_V = \frac{U_B - U_Z}{I_Z + I_L} \quad \text{bzw.} \quad R_V = \frac{U_B - U_Z}{I_Z + (U_Z/R_L)}$$

Mit steigender Größe des Vorwiderstandes R_V sinkt der Z-Dioden-Strom I_Z .

Der Grenzwert R_{Vmax} ist so festzulegen, dass die Grenze I_{Zmin} nicht unterschritten wird:

$$R_{Vmax} = \frac{U_B - U_{Zmin}}{I_{Zmin} + I_L} \quad \text{bzw.} \quad R_{Vmax} = \frac{U_B - U_{Zmin}}{I_{Zmin} + (U_{Zmin}/R_L)}$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $U_{B(min)}$, $R_{L(min)}$, bzw. $I_{L(max)}$.

Mit sinkender Größe des Vorwiderstandes R_V steigt der Z-Dioden-Strom I_Z .

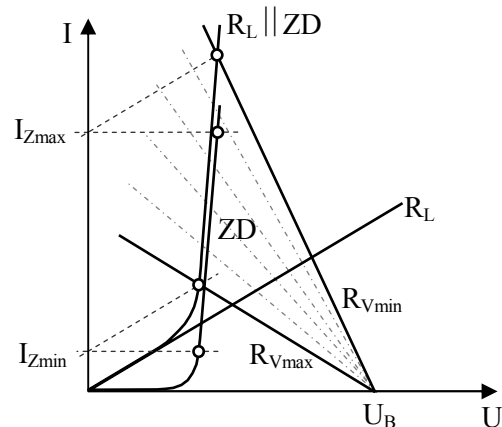
Der Grenzwert R_{Vmin} ist so festzulegen, dass die Grenze I_{Zmax} nicht überschritten wird:

$$R_{Vmin} = \frac{U_B - U_{Zmax}}{I_{Zmax} + I_L} \quad \text{bzw.} \quad R_{Vmin} = \frac{U_B - U_{Zmax}}{I_{Zmax} + U_{Zmax}/R_L}$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $U_{B(max)}$, $R_{L(max)}$, bzw. $I_{L(min)}$.

Die Grenzwerte des Vorwiderstandes lassen sich auch graphisch ermitteln:

Abbildung 5-11
Grenzwerte des
Vorwiderstandes R_V
(ohne Toleranzen für U_B und R_L)



Ausgehend vom Punkt U_B auf der Spannungsachse werden Widerstandsgeraden durch die Grenzwerte I_{Zmin} und I_{Zmax} auf der Summenkennlinie $R_L // ZD$ gezeichnet. Die beiden Widerstandsgeraden entsprechen den Grenzwerten R_{Vmax} und R_{Vmin} .

5.2.2.4 Grenzwerte für den Lastwiderstand R_L

Für R_L gilt
$$R_L = \frac{U_Z \cdot R_V}{U_B - U_Z - I_Z \cdot R_V}$$

Mit steigender Größe des Lastwiderstandes R_L steigt der Z-Diodenstrom I_Z .

Der Grenzwert R_{Lmax} ist so festzulegen, dass die Grenze I_{Zmax} nicht überschritten wird:

$$R_{Lmax} = \frac{U_{Zmax} \cdot R_V}{U_B - U_{Zmax} - I_{Zmax} \cdot R_V}$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $U_{B(max)}$, $R_{V(min)}$.

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

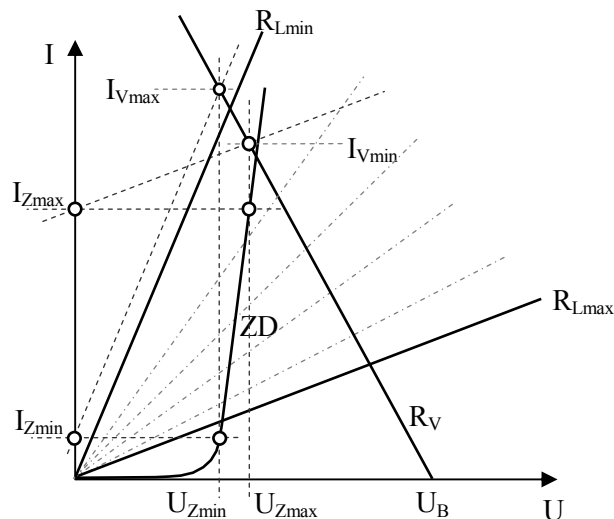
Mit sinkender Größe des Lastwiderstandes R_L sinkt der Z-Diodenstrom I_Z .
Der Grenzwert R_{Lmin} ist so festzulegen, dass die Grenze I_{Zmin} nicht unterschritten wird:

$$R_{Lmin} = \frac{U_{Zmin} \cdot R_V}{U_B - U_{Zmin} - I_{Zmin} \cdot R_V}$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $U_{B(min)}$, $R_{V(max)}$.

Die Grenzwerte des Lastwiderstandes lassen sich auch graphisch ermitteln:

Abbildung 5-12
Grenzwerte des
Lastwiderstandes R_L
(ohne Toleranzen für U_B und R_V)



- Ausgehend vom Punkt U_B auf der Spannungsachse wird die Widerstandsgerade für R_V eingezeichnet. Jeder Arbeitspunkt des passiven Zweipols aus Z-Diode und Lastwiderstand muss auf dieser Generatorkennlinie liegen.
- Im Punkt U_{Zmin} auf der Spannungsachse wird eine Senkrechte errichtet und mit der Widerstandsgeraden von R_V zum Schnitt gebracht. Der Schnittpunkt gibt den Arbeitspunkt mit der niedrigsten zulässigen Z-Dioden-Spannung U_{Zmin} , dem niedrigsten zulässigen Z-Dioden-Strom I_{Zmin} und dem Strom I_{Vmax} wieder. Eine Gerade durch diesen Arbeitspunkt und den Punkt I_{Zmin} auf der Strom-Achse hat die Steigung des kleinsten zulässigen Widerstandes R_L . Eine Parallele dieser Geraden durch den Ursprung des Koordinatensystems ist die Kennlinie von R_{Lmin} .
- Im Punkt U_{Zmax} auf der Spannungsachse wird eine Senkrechte errichtet und mit der Widerstandsgeraden von R_V zum Schnitt gebracht. Dieser Schnittpunkt gibt den Arbeitspunkt mit der höchsten zulässigen Z-Dioden-Spannung U_{Zmax} , dem höchsten zulässigen Z-Dioden-Strom I_{Zmax} und dem Strom I_{Vmin} wieder. Eine Gerade durch diesen Arbeitspunkt und den Punkt I_{Zmax} auf der Strom-Achse hat die Steigung des größten zulässigen Widerstandes R_L . Eine Parallele dieser Geraden durch den Ursprung des Koordinatensystems ist die Kennlinie von R_{Lmax} . Hat die Verbindungsgerade eine negative Steigung, so ist der höchste zulässige Lastwiderstand $R_{Lmax} \rightarrow \infty$. Der Arbeitspunkt I_{Zmax} / U_{Zmax} der Z-Diode kommt dann bei keinem Lastwiderstand vor.

5.2.2.5 Grenzwerte für den Laststrom I_L

Für I_L gilt
$$I_L = \frac{U_B - U_Z}{R_V} - I_Z$$

Mit steigender Größe des Laststromes I_L sinkt der Z-Diodenstrom I_Z .

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

Der Grenzwert $I_{L\max}$ ist so festzulegen, dass die Grenze $I_{Z\min}$ nicht unterschritten wird:

$$I_{L\max} = \frac{U_B - U_{Z\min}}{R_V} - I_{Z\min}$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $U_{B(\min)}$, $R_{V(\max)}$.

Mit sinkender Größe des Laststromes I_L steigt der Z-Diodenstrom I_Z .

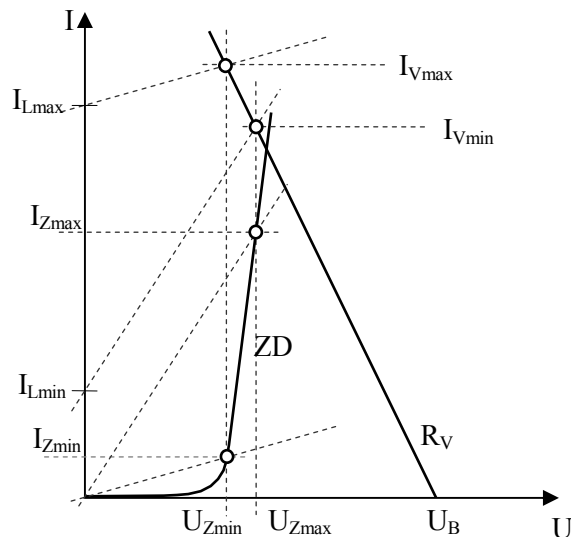
Der Grenzwert $I_{L\min}$ ist so festzulegen, dass die Grenze $I_{Z\max}$ nicht überschritten wird:

$$I_{L\min} = \frac{U_B - U_{Z\max}}{R_V} - I_{Z\max}$$

Bei toleranzbehafteten Bauteilen sind einzusetzen $U_{B(\max)}$, $R_{V(\min)}$.

Die Grenzwerte des Laststromes lassen sich auch graphisch ermitteln:

Abbildung 5-13
Grenzwerte des
Laststromes I_L
(ohne Toleranzen für U_B und R_V)



- Ausgehend vom Punkt U_B auf der Spannungsachse wird die Widerstandsgerade für R_V eingezeichnet. Jeder Arbeitspunkt des passiven Zweipols aus Z-Diode und Lastwiderstand muss auf dieser Generatorkennlinie liegen.
- Im Punkt $U_{Z\min}$ auf der Spannungsachse wird eine Senkrechte errichtet und mit der Widerstandsgeraden von R_V zum Schnitt gebracht. Der Schnittpunkt gibt den Arbeitspunkt mit der niedrigsten zulässigen Z-Dioden-Spannung $U_{Z\min}$, dem niedrigsten zulässigen Z-Dioden-Strom $I_{Z\min}$ und dem Strom $I_{V\max}$ wieder. Die Differenz aus $I_{V\max}$ und $I_{Z\min}$ ergibt den maximal zulässigen Laststrom $I_{L\max}$.
- Im Punkt $U_{Z\max}$ auf der Spannungsachse wird eine Senkrechte errichtet und mit der Widerstandsgeraden von R_V zum Schnitt gebracht. Dieser Schnittpunkt gibt den Arbeitspunkt mit der höchsten zulässigen Z-Dioden-Spannung $U_{Z\max}$, dem höchsten zulässigen Z-Dioden-Strom $I_{Z\max}$ und dem Strom $I_{V\min}$ wieder. Die Differenz aus $I_{V\min}$ und $I_{Z\max}$ ergibt den niedrigsten zulässigen Laststrom $I_{L\min}$. Ist der Strom $I_{V\min}$ kleiner als $I_{Z\max}$, so ist der niedrigste zulässige Laststrom $I_{L\min} = 0$.

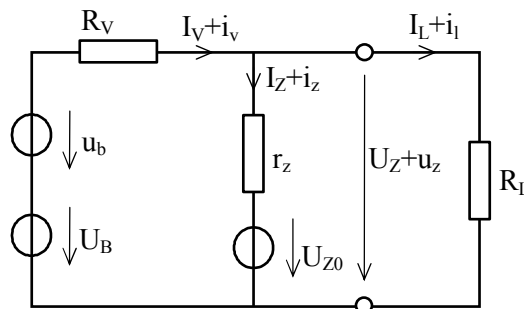
5.3 Überlagerung von Gleich- und Wechselspannung

5.3.1 Wechselanteil der stabilisierten Gleichspannung

Häufig ist der Gleichspannung, aus der die Stabilisierungsschaltung versorgt wird, eine Wechselspannung überlagert, z.B. Welligkeit einer durch Gleichrichtung und Glättung aus einer Wechselspannung gewonnenen Gleichspannung (siehe Abschnitt 6).

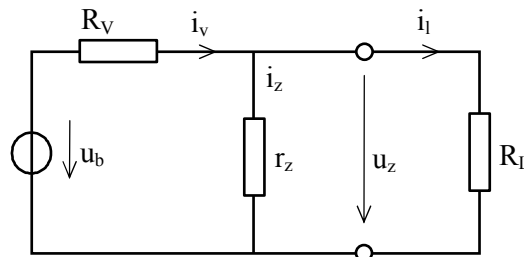
Zur rechnerischen Abschätzung des Einflusses der überlagerten Wechselspannung dient das folgende Ersatzschaltbild :

Abbildung 5-14
Überlagerung von
Gleich- und Wechselspannung



Nach dem Überlagerungsgesetz kann der Einfluss der einzelnen Quellen getrennt voneinander betrachtet werden. Zur Analyse des Einflusses der Wechselspannung kann demnach aus Abbildung 5-14 ein Wechselstrom-Ersatzschaltbild abgeleitet werden. Hierzu werden alle Gleichspannungsquellen durch Kurzschlüsse (d.h. $U = 0$) ersetzt.

Abbildung 5-15
Wechselstrom-Ersatzschaltbild



Anhand des Wechselstrom-Ersatzschaltbildes lässt sich der Wechselanteil u_z der Z-Dioden-Spannung errechnen:

$$u_z = \frac{r_z // R_L}{R_V + r_z // R_L} \cdot u_b$$

Für eine wirksame Spannungsstabilisierung müssen die Bedingungen ($R_L \gg r_z$) und ($R_V \gg r_z$) erfüllt sein:

Mit $R_L \gg r_z$ erhält man:

$$u_z \approx \frac{r_z}{R_V + r_z} \cdot u_b$$

Mit $R_V \gg r_z$ ergibt sich schließlich:

$$u_z \approx \frac{r_z}{R_V} \cdot u_b$$

Der Quotient

$$\frac{u_b}{u_z} = \frac{R_V}{r_z}$$

wird **Glättungsfaktor** bzw. **Siebfaktor** genannt.

Er gibt an, um welchen Faktor der Wechselanteil der Eingangsspannung gedämpft wird.

Zahlenbeispiel: $R_V = 200 \, \Omega$ $r_z = 20 \, \Omega$ \Rightarrow $\frac{u_b}{u_z} \approx 10$

(d.h. der Wechselanteil am Ausgang der Stabilisierungsschaltung ist 10 mal kleiner als am Eingang)

Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

5.3.2 Verlustleistung der Z-Diode

Der Augenblickswert der Verlustleistung an der Z-Diode ergibt sich aus dem Produkt

$$p_Z(t) = u_Z(t) \cdot i_Z(t)$$

Mit $u_Z(t) = U_Z + u_z(t)$

und $i_Z(t) = I_Z + i_z(t)$

ergibt sich eine mittlere Verlustleistung

$$P_{V_Z} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p_Z(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_Z(t) \cdot i_Z(t) \cdot dt$$

Mit $\int_0^T u_z(t) \cdot dt = 0$ und $\int_0^T i_z(t) \cdot dt = 0$

sowie $u_z(t) = i_z(t) \cdot r_Z$

ergibt sich

$$P_{V_Z} = U_Z \cdot I_Z + r_Z \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_z^2 \cdot dt = U_Z \cdot I_Z + i_{z\text{eff}}^2 \cdot r_Z = U_Z \cdot I_Z + \frac{u_{z\text{eff}}^2}{r_Z}$$

Die gesamte Verlustleistung setzt sich demnach aus einem reinen Gleich- und einem reinen Wechselanteil zusammen:

$$P_{V_Z} = P_{V=} + P_{V\sim}$$

$$P_{V=} = U_Z \cdot I_Z \qquad P_{V\sim} = i_{z\text{eff}}^2 \cdot r_Z = \frac{u_{z\text{eff}}^2}{r_Z}$$

5.3.3 Genauere Betrachtung des differentiellen Widerstandes

Die Durchbruchspannung der Z-Diode ist temperaturabhängig.

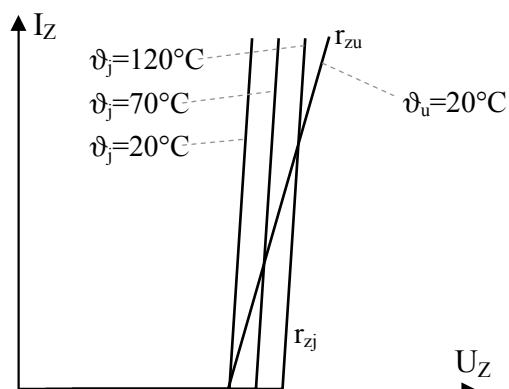
Näherungsweise gilt $U_Z(\vartheta_2) = U_Z(\vartheta_1) \cdot [1 + \alpha \cdot (\vartheta_2 - \vartheta_1)]$

Eine Änderung der Temperatur führt damit zu einer Parallelverschiebung der Durchbruchkennlinie.

Maßgeblich für die Durchbruchspannung ist die jeweilige Sperrschichttemperatur ϑ_j .

In Abbildung 5-16 sind die (linearisierten) Durchbruchkennlinien einer Z-Diode für drei unterschiedliche Sperrschichttemperaturen dargestellt.

Abbildung 5-16
Temperaturabhängigkeit
der Durchbruchkennlinie
einer Z-Diode
(Lawineneffekt \Rightarrow
positiver Temperaturkoeffizient α)



Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

Jede der drei Kennlinien gilt unter der Voraussetzung, dass die Sperrschichttemperatur unabhängig vom gerade fließenden Strom einen konstanten Wert hat. Die konstante Sperrschichttemperatur beim Durchlaufen der Kennlinie kann nur bei schnellen Vorgängen eingehalten werden, bei denen die Sperrschichttemperatur (wegen der vorhandenen Wärmekapazität) dem zeitlichen Verlauf der Verlustleistung nicht folgen kann.

Es handelt sich bei den drei Kennlinien also um dynamische Kennlinien. Die dynamischen Kennlinien sind steil und besitzen den differentiellen Widerstand $r_{zj} = r_{zdyn}$.

In der Abbildung 5-16 ist eine weitere, flachere Kennlinie eingezeichnet. Diese Kennlinie gilt unter der Voraussetzung, dass die Diode bei einer konstanten Umgebungstemperatur (im Beispiel $\vartheta_u = 20^\circ\text{C}$) betrieben und die Kennlinie sehr langsam durchfahren wird. Bei dieser Betriebsweise stellt sich bei jedem Wert des Z-Diodenstromes eine von der jeweiligen Verlustleistung abhängige Sperrschichttemperatur ein. Mit steigendem Strom I_Z steigt damit die Sperrschichttemperatur. Der positive Temperaturkoeffizient der Durchbruchspannung führt dazu, dass sich eine flachere Kennlinie mit einem deutlich höheren differentiellen Widerstand r_{zu} ergibt.

Die Kennlinie für konstante Sperrschichttemperatur $\vartheta_j = 20^\circ\text{C}$ lautet:

$$U_{Z20} = U_{Z0} + r_{zdyn} \cdot I_Z$$

Im statischen Betrieb bei der Umgebungstemperatur $\vartheta_u = 20^\circ\text{C}$ mit dem Strom I_Z steigt die Sperrschichttemperatur proportional zur auftretenden Verlustleistung P_V an um

$$\Delta\vartheta = P_V \cdot R_{th} \quad (10)$$

Es stellt sich dann folgende Durchbruchspannung ein:

$$U_{Zu} = U_{Z20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta)$$

Mit

$$P_V = U_{Zu} \cdot I_Z$$

wird daraus

$$U_{Zu} = U_{Z20} \cdot (1 + \alpha \cdot U_{Zu} \cdot I_Z \cdot R_{th})$$

und mit

$$U_{Z20} \cdot U_{Zu} \approx U_Z^2$$

ergibt sich

$$U_{Zu} \approx U_{Z20} + \alpha \cdot U_Z^2 \cdot R_{th} \cdot I_Z$$

Setzt man die oben angegebene Gleichung für U_{Z20} ein,

so erhält man:

$$U_{Zu} \approx U_{Z0} + r_{zdyn} \cdot I_Z + \alpha \cdot U_Z^2 \cdot R_{th} \cdot I_Z$$

Klammert man I_Z aus

$$U_{Zu} \approx U_{Z0} + (r_{zdyn} + \alpha \cdot U_Z^2 \cdot R_{th}) \cdot I_Z = U_{Z0} + r_{zu} \cdot I_Z$$

so wird deutlich, dass sich der differentielle Widerstand r_{zu} der Z-Diode für statischen Betrieb aus zwei Komponenten zusammensetzt:

$$\boxed{r_{zu} = r_{zdyn} + r_{zth}} = r_{zdyn} + \alpha \cdot U_Z^2 \cdot R_{th}$$

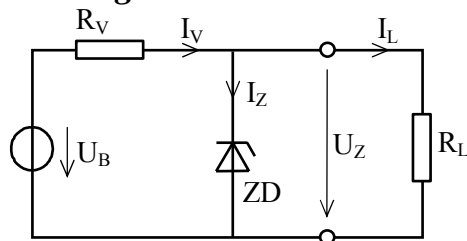
Neben dem dynamischen Anteil r_{zdyn} ist ein thermisch bedingter Anteil r_{zth} wirksam:

$$\boxed{r_{zth} = \alpha \cdot U_Z^2 \cdot R_{th}}$$

⁽¹⁰⁾ Der Wärmewiderstand R_{th} wird im Abschnitt 21 behandelt.

5.4 Übungsaufgaben zur Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode

Für alle folgenden Aufgaben gilt diese Schaltung



Aufgabe 5-1: Grafische Analyse der Stabilisierungsschaltung

Bei der Ermittlung der Kennlinie einer Z-Diode wurden folgende Meßwerte notiert:

U_Z /V	0	1	2	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5
I_Z /mA	0	0	0	0,1	0,8	2	5	16	43	71	99

- Geben Sie für die linearisierte Kennlinie die Werte U_{Z0} und r_z an.
- Welchen Wert I_{Zmin} würden Sie für diese Z-Diode festlegen?
Begründen Sie den gewählten Wert.
- Ermitteln Sie grafisch den größten zulässigen Strom durch die Z-Diode (I_{Zmax}) für $P_{tot} = 0,35$ W (Verlustleistungshyperbel in das Kennlinienfeld einzeichnen)
- Darf die Z-Diode mit einem Vorwiderstand $R_V = 100 \Omega$ an einer Spannungsquelle von $U_B = 12$ V betrieben werden? (kein Lastwiderstand parallel zur Z-Diode)

Aufgabe 5-2: Grafische Analyse des zulässigen Vorwiderstandes

$U_B = 24$ V \pm 2 V; $U_{Z0} = 15$ V; $r_z = 30 \Omega$; $I_{Zmin} = 10$ mA; $I_{Zmax} = 80$ mA; $R_L = 500 \Omega$

Ermittle grafisch R_{Vmin} und R_{Vmax} (Widerstandswerte angeben)

Aufgabe 5-3: Überlagerung von Gleich- und Wechselspannung

$R_V = 200 \Omega$; $R_L \geq 500 \Omega$; $U_{Z0} = 12$ V; $r_{zu} = 25 \Omega$; $\alpha = +0,1$ %/K; $R_{th} = 140$ K/W

Einer Gleichspannung $U_B = 20$ V ist eine Wechselspannung u_b mit der Amplitude $\hat{u}_b = 2$ V und der Frequenz $f = 1$ kHz überlagert.

Aus der Gesamtspannung $u_B = U_B + u_b$ soll mit Hilfe einer Z-Diode eine Gleichspannung von $U_Z \approx 12$ V mit einem Wechselanteil von maximal $\hat{u}_Z = 0,1$ V gewonnen werden.

Kann diese Forderung mit der gezeichneten Schaltung erfüllt werden ?

(Berechne hierzu die tatsächlich auftretende Amplitude der Wechselspannung u_Z)

6 Netzgleichrichter

Netzgleichrichter dienen dazu, aus der Wechselspannung eines vorhandenen Versorgungsnetzes (50 Hz in vielen Teilen der Welt, 60 Hz in USA, 16 2/3 Hz bei den Eisenbahnen) eine Gleichspannung zu gewinnen.

Charakteristisch für Netzgleichrichter ist, dass Frequenz und Amplitude der Netzspannung am Ort des Verbrauchers vorgegeben sind und zwischen dem Wechselstrom-Netz und dem Gleichrichter grundsätzlich ein Transformator zur Pegelanpassung und zur galvanischen Entkopplung vorhanden ist.

In diesem Abschnitt wird die Gleichrichtung bei Ein-Phasen-Wechselspannung behandelt.

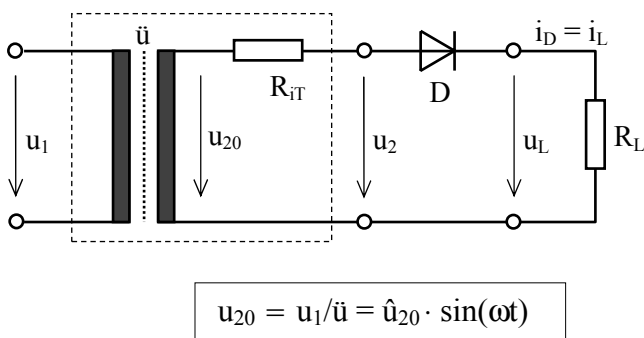
Am Beispiel der Netzgleichrichter sollen exemplarisch Vorgehensweisen zur näherungsweise Berechnung nichtlinear arbeitender Schaltungen aufgezeigt werden.

Eine kurze Einführung in Gleichrichter bei Drehstrom-Netzen erfolgt im Abschnitt 7.

6.1 Gleichrichterschaltungen ohne Glättung (mit ohmscher Last)

6.1.1 Einweggleichrichter

Abbildung 6-1 Einweggleichrichter

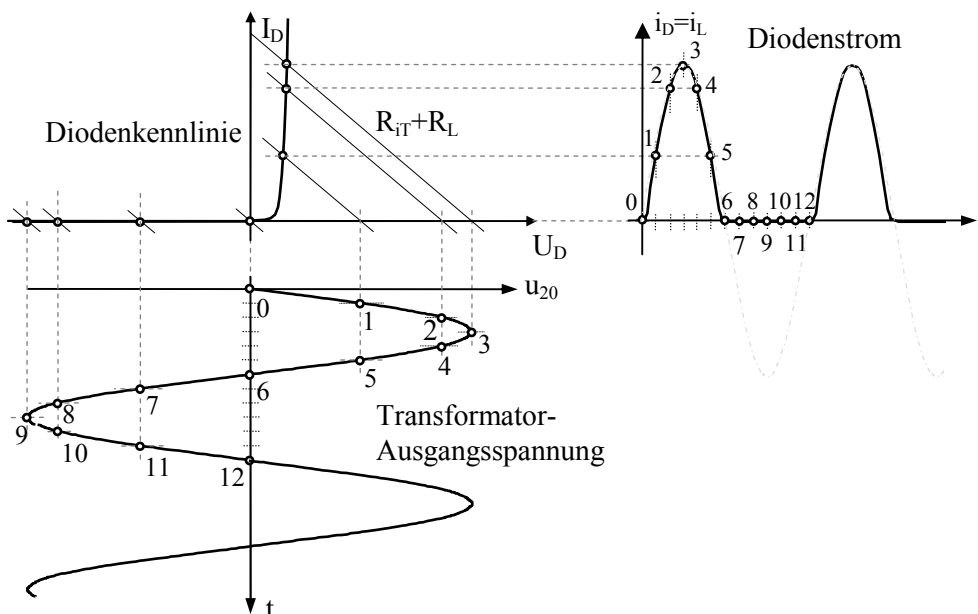


- u_1 = primärseitige Klemmenspannung des Trafos
- u_{20} = sekundärseitige Leerlaufspannung des Trafos
- u_2 = sekundärseitige Klemmenspannung des Trafos
- R_{iT} = Ersatzwiderstand für die Wicklungswiderstände des Trafos
 $(R_{iT} \approx R_{Cu2} + \frac{R_{Cu1}}{\ddot{u}^2})$

6.1.1.1 Graphische Analyse

Die graphische Analyse des Einweggleichrichters erfolgt gemäß Anhang A, Abschnitt A.5.2.2.

Abbildung 6-2 Graphische Analyse des Einweggleichrichters



Netzgleichrichter

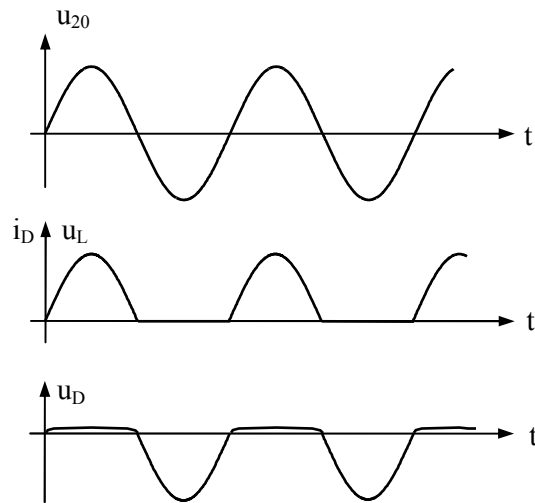
Aus Abbildung 6-2 wird erkennbar, dass die Diode in jeder positiven Halbwelle der Netzspannung Strom fließen lässt. Wegen der nichtlinearen Kennlinie der Diode treten bei Laststrom und Lastspannung Abweichungen von der Sinusform auf. Diese Abweichungen sind um so geringer je größer die Transformator-Ausgangsspannung im Vergleich zur Dioden-Durchlassspannung ist.

In den negativen Halbwellen sperrt die Diode; es fließt kein Strom.

Da in jeder Netzperiode nur eine Halbwelle durchgelassen wird, spricht man auch vom Halbwellen-Gleichrichter.

Abbildung 6-3 zeigt die gegenseitige Zuordnung der Zeitverläufe von Spannungen und Strömen beim Einweggleichrichter mit ohmscher Last.

Abbildung 6-3
Zeitdiagramme von
Spannungen und Strömen
beim Einweggleichrichter



Da der Einweggleichrichter nur jede zweite Halbwelle der Wechselspannung nutzt und daher eine pulsierende Gleichspannung mit großen zeitlichen Lücken erzeugt, ist er für die meisten Anwendungen ungeeignet und besitzt nur geringe Bedeutung.

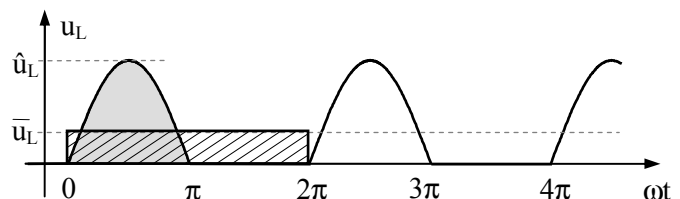
6.1.1.2 Berechnung (Näherungsformeln)

Mittelwerte

Die folgenden Mittelwerte für die Gleichspannung an der Last sind unter der Voraussetzung $u_{20} \gg u_F$ angegeben. Unter dieser Voraussetzung kann die Durchlassspannung der Gleichrichterdiode vernachlässigt werden. Vereinfachend wird weiterhin unterstellt, dass die Wicklungswiderstände R_{iT} des Transformators vernachlässigbar klein sind. Unter diesen Voraussetzungen gilt in der Durchlassphase der Diode $u_{20} \approx u_L(t)$

* Arithmetischer Mittelwert

Abbildung 6-4
Arithmetischer Mittelwert



Zur Berechnung des arithmetischen Mittelwertes sucht man ein Rechteck der Länge 2π , dessen Fläche gleich groß ist wie die Fläche unter einer Halbwelle der pulsierenden Gleichspannung $u_L(\omega t)$. Die Höhe dieses Rechtecks entspricht dem Mittelwert \bar{u}_L .

Netzgleichrichter

$$\bar{u}_L \cdot 2\pi = \int_0^{\pi} \hat{u}_L \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

$$\bar{u}_L = \frac{1}{2\pi} \cdot \hat{u}_L \cdot [-\cos(\omega t)] \Big|_0^{\pi}$$

$$\bar{u}_L = \frac{\hat{u}_L}{\pi} \approx 0,32 \cdot \hat{u}_{20} \quad (\text{arithmetischer Mittelwert})$$

* Effektivwert

Der Effektivwert $U_{\text{RMS}} = U_{\text{eff}}$ einer Wechselspannung entspricht jener Gleichspannung, die an einem ohmschen Widerstand dieselbe elektrische Leistung umsetzt wie die Wechselspannung.

Zur Ermittlung der Wechselstrom-Leistung integriert man die Momentanleistung über eine Periode der Wechselspannung und bildet dann den arithmetischen Mittelwert.

$$P_{\text{Lelektr}} = U_{\text{LRMS}}^2 / R_L = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{[u_L(\omega t)]^2}{R_L} \cdot d(\omega t)$$

Daraus ergibt sich
$$U_{\text{LRMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{u}_L^2 \cdot \sin^2(\omega t) \cdot d(\omega t)}$$

Mit
$$\sin^2 \alpha = \frac{1}{2} \cdot [1 - \cos(2\alpha)]$$

ergibt sich
$$U_{\text{LRMS}} = \hat{u}_L \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{2}}$$

$$U_{\text{LRMS}} = \frac{\hat{u}_L}{2} \approx \frac{\hat{u}_{20}}{2} = \frac{U_{20\text{RMS}}}{\sqrt{2}} \quad (\text{Effektivwert})$$

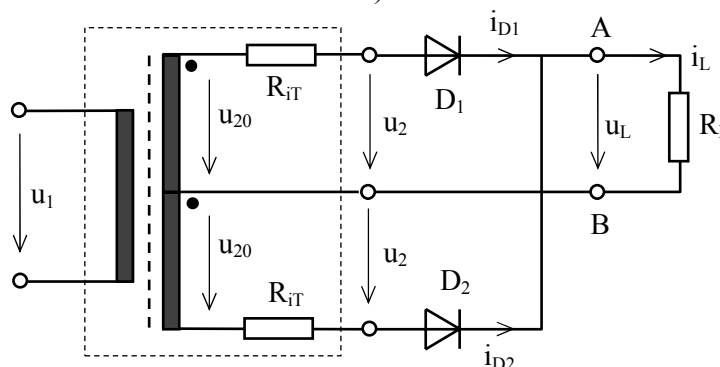
6.1.2 Zweiweggleichrichter - Mittelpunktschaltung

Der Zweiweggleichrichter vermeidet die Nachteile des Einweggleichrichters:

Er nutzt positive und negative Halbwellen der gleichzurichtenden Wechselspannung.

Eine Variante des Zweiweggleichrichters ist die Mittelpunktschaltung. (Die zweite Variante (Brückengleichrichter) wird im Abschnitt 6.1.3 behandelt)

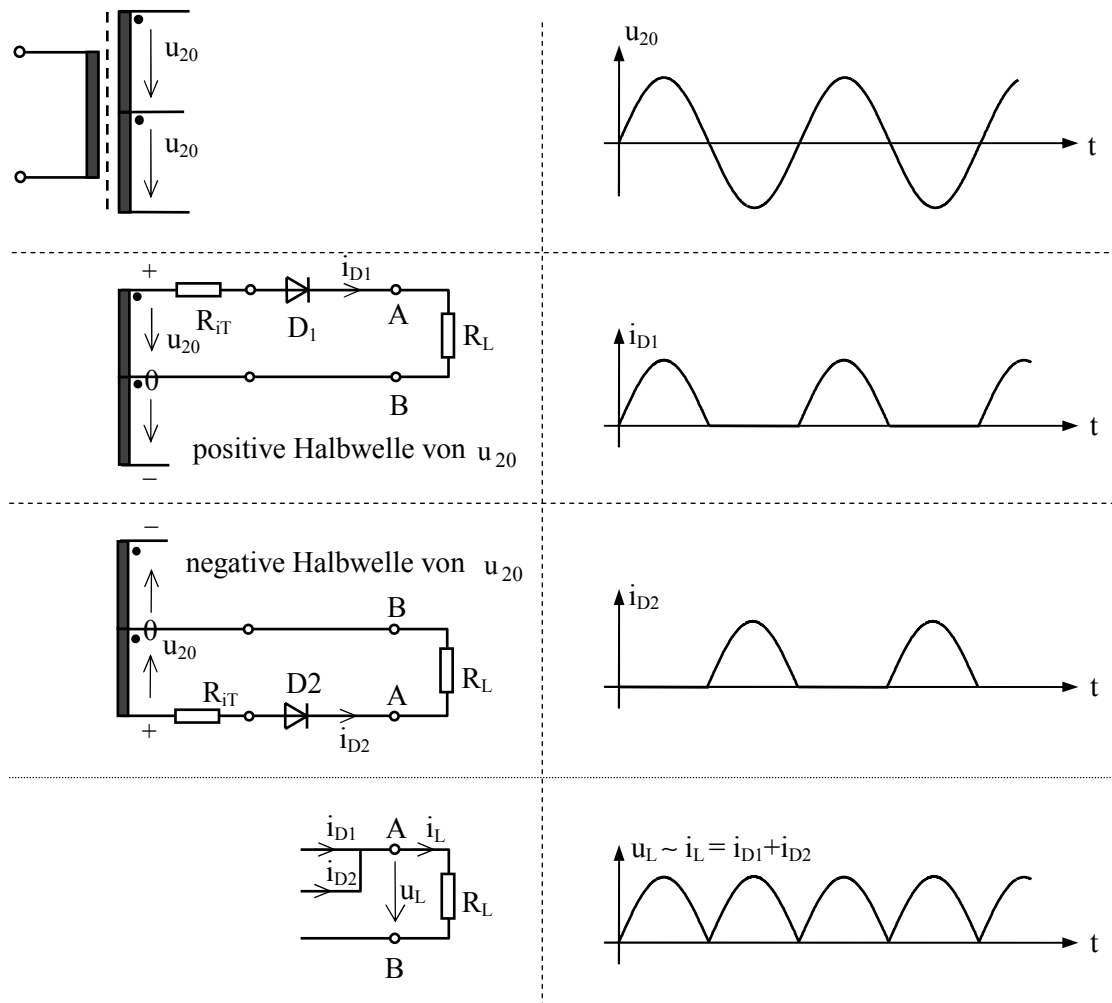
Abbildung 6-5
Mittelpunktschaltung



Die Funktion der Mittelpunktschaltung entspricht dem Einweggleichrichter, wobei für beide Spannungshalbwellen jeweils eine eigene Transformator-Sekundärwicklung und eine eigene Gleichrichterdiode vorhanden ist.

6.1.2.1 Grafische Analyse der Mittelpunktschaltung

Abbildung 6-6 Funktion der Mittelpunktschaltung (grafische Analyse der Schaltungsteile)



Vorteile der Mittelpunktschaltung

(im Vergleich zum Brückengleichrichter nach Abschnitt 6.1.3)

- Es liegt immer nur eine Diode im Strompfad → Geringere Spannungs- und Leistungsverluste am Gleichrichter
- Durchgehender Bezugsleiter von Transformator-Ausgangswicklung bis zur Last

Nachteile der Mittelpunktschaltung

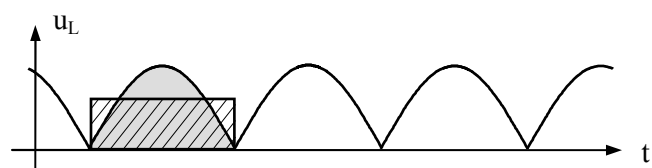
- zweite Sekundärwicklung am Transformator erforderlich

6.1.2.2 Näherungsweise Berechnung der Mittelpunktschaltung

Näherungsformeln für die Mittelwerte (für $u_{20} \gg U_{F0} \rightarrow u_{20} \approx \hat{u}_L$)

* Arithmetischer Mittelwert

Abbildung 6-7
Arithmetischer Mittelwert



Netzgleichrichter

$$\bar{u}_L = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{u}_L \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

$$\bar{u}_L = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_L \approx 0,64 \cdot \hat{u}_L \approx 0,64 \cdot \hat{u}_{20}$$

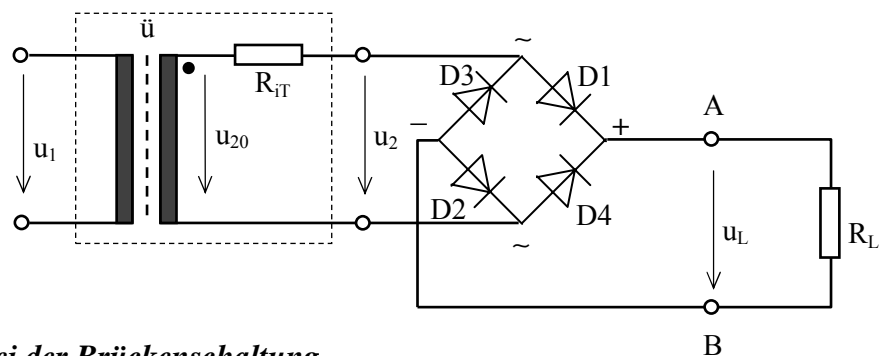
* Effektivwert

$$U_{L_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{u}_L^2 \cdot \sin^2(\omega t) \cdot d(\omega t)}$$

$$U_{L_{RMS}} = \frac{\hat{u}_L}{\sqrt{2}} \approx \frac{\hat{u}_{20}}{\sqrt{2}} = U_{20_{RMS}}$$

6.1.3 Zweiweggleichrichter - Brückengleichrichter (Graetz-Gleichrichter)

Abbildung 6-8
Brückengleichrichter

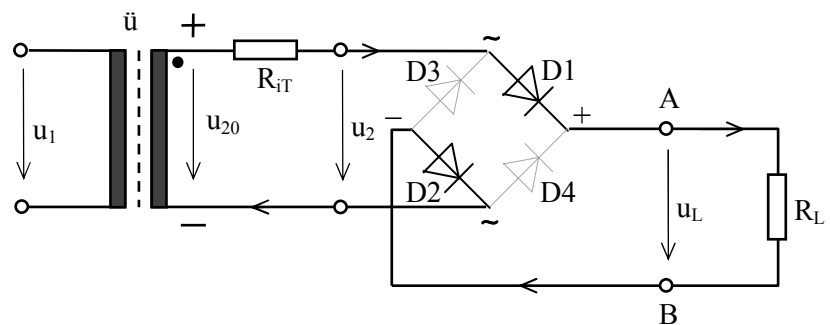


6.1.3.1 Stromfluss bei der Brückenschaltung

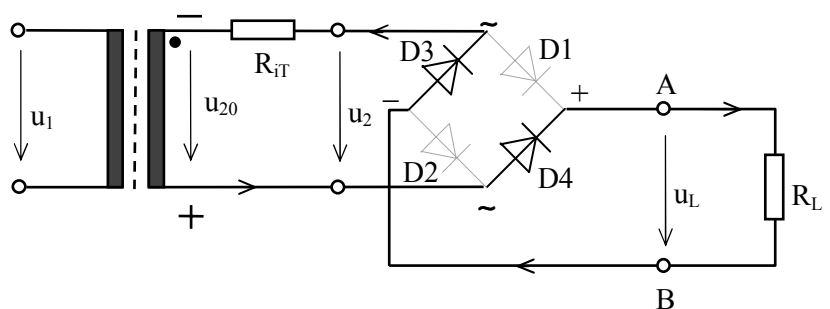
Bei der Brückenschaltung liegen immer zwei Dioden im Stromfluss, zwei Dioden sind gesperrt.

(a) Positive Halbwelle

Abbildung 6-9
Stromfluss bei
Brückenschaltung



(b) Negative Halbwelle



Netzgleichrichter

Für kleinere und mittlere Leistungen werden Gleichrichter mit 4 Dioden in Brückenordnung als komplettes Bauteil angeboten

Tabelle 6-1 Daten von Si-Brückengleichrichtern

Typ (Baureihe)	B40C800 ... B380C1500	B40C1500 ... B380C5000
Nennanschlussspannung	40 ... 380 V _{eff}	40 ... 380 V _{eff}
Durchlassspannung (Spannungsabfall)	≈ 1,5 V	≈ 1,5 V
Max. Strommittelwert I _{0AVM}	800 ... 1500 mA	1500 ... 5000 mA
Periodischer Spitzenstrom I _{FM}	10 A	10 ... 40 A
Einmaliger Spitzenstoßstrom I _{FSM}	50 A	50 ... 200 A
Bauform	Rundgehäuse	Flachgehäuse

Vorteile der Brückenschaltung

- nur eine Transformator-Sekundärwicklung erforderlich

Nachteile der Brückenschaltung

- 4 Dioden erforderlich
- jeweils zwei Dioden gleichzeitig stromdurchflossen → doppelte Spannungs- und Leistungsverluste
- nicht für die Gleichrichtung kleiner Spannungen geeignet
- kein gemeinsamer Bezugsleiter für Transformator und Last.

6.1.3.2 Näherungsweise Berechnung der Brückenschaltung

Näherungsformeln für Mittelwerte (für $\hat{u}_{20} \gg U_{F0}$; $\hat{u}_{20} \approx \hat{u}_L$)

* Arithmetischer Mittelwert

$$\bar{u}_L = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_L \approx 0,64 \cdot \hat{u}_L \approx 0,64 \cdot \hat{u}_{20} \quad (\text{wie Mittelpunktschaltung})$$

* Effektivwert

$$U_{L_{RMS}} = \frac{\hat{u}_L}{\sqrt{2}} \approx \frac{\hat{u}_{20}}{\sqrt{2}} = U_{20_{RMS}} \quad (\text{wie Mittelpunktschaltung})$$

Unter Vernachlässigung der Dioden-Durchlassspannungen gilt für die Brückenschaltung:
Effektivwert Gleichspannung = Effektivwert Wechselspannung vor Gleichrichter

6.1.4 Genauere Berechnung der Zweiweggleichrichter

Eine genauere Berechnung ist erforderlich für

$$\hat{u}_{20} < 20 \cdot n \cdot U_{F0} \quad \text{oder} \quad R_L < 20 \cdot (R_{iT} + n \cdot r_f)$$

Anmerkung: Die folgenden Berechnungen gelten mit $n = 1$ für die Mittelpunktschaltung und mit $n = 2$ für die Brückenschaltung

Für die Berechnung der Gleichrichter verwendet man eine lineare Näherung der Diodenkennlinie mit Schwellspannung U_{F0} und differentielltem Widerstand r_f gemäß Abbildung 4-7 bzw. Anhang A, Abschnitt A.3.3: Linearisierung von Kennlinien.

Netzgleichrichter

Maschengleichung

$$(\text{für Durchlasspolung}) \quad \hat{u}_{20}(t) \geq n \cdot U_{F0} \Rightarrow u_D(t) = u_F(t) \geq U_{F0} \Rightarrow i_D(t) = i_F(t) \geq 0$$

$$\hat{u}_{20} - i_F \cdot R_{iT} - \underbrace{n \cdot (U_{F0} + i_F \cdot r_f)}_{u_F} - \underbrace{i_F \cdot R_L}_{u_L} = 0$$

$$u_L = R_L \cdot i_F = \hat{u}_{20} - n \cdot U_{F0} - i_F \cdot (R_{iT} + n \cdot r_f)$$

Mit $i_F = \frac{u_L}{R_L}$

ergibt sich
$$u_L = \frac{u_{20} - n \cdot U_{F0}}{1 + \frac{R_{iT} + n \cdot r_f}{R_L}}$$

Mit $k = \frac{R_{iT} + n \cdot r_f}{R_L}$

wird daraus

$$u_L = \frac{u_{20} - n \cdot U_{F0}}{1 + k}$$

* Arithmetischer Mittelwert

$$\bar{u}_L = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} u_L \cdot d\varphi$$

$$\bar{u}_L = \frac{1}{\pi \cdot (1 + k)} \cdot \int_0^{\pi} (\hat{u}_{20} \cdot \sin \varphi - n \cdot U_{F0}) \cdot d\varphi$$

$$\bar{u}_L = \frac{1}{1 + k} \cdot \left(\frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_{20} - n \cdot U_{F0} \right)$$

* Effektivwert

$$U_{L_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\hat{u}_{20} \cdot \sin \varphi - n \cdot U_{F0}}{1 + k} \right)^2 \cdot d\varphi}$$

$$U_{L_{RMS}} = \frac{1}{1 + k} \sqrt{\left(\frac{\hat{u}_{20}}{\sqrt{2}} \right)^2 - \frac{4}{\pi} \hat{u}_{20} \cdot n \cdot U_{F0} + (n \cdot U_{F0})^2}$$

* Nutzleistung (am Lastwiderstand)

$$P_L = \frac{U_{L_{RMS}}^2}{R_L}$$

* Transformator-Leistung

$$P_2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} u_{20} \cdot i_L \cdot d\varphi$$

Netzgleichrichter

Daraus ergibt sich:

$$P_2 = \frac{1}{(1+k) \cdot R_L} \cdot \left(\frac{\hat{u}_{20}^2}{2} - \frac{2 \cdot \hat{u}_{20} \cdot n \cdot U_{F0}}{\pi} \right)$$

* Verlustleistung (an Dioden und R_{iT})

$$P_V = P_2 - P_L$$

* Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_L}{P_2} = \frac{P_2 - P_V}{P_2} = 1 - \frac{P_V}{P_2}$$

* Verlustleistung an einer Diode

$$P_{VD} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi i_F \cdot u_F \cdot d\varphi$$

Mit

$$u_L = u_{20} - n \cdot u_F - i_F \cdot R_{iT}$$

$$u_{20} = \hat{u}_{20} \cdot \sin\varphi$$

$$u_F = U_{F0} + i_F \cdot r_f$$

$$i_F = \frac{u_L}{R_L} \quad \text{und}$$

$$\Sigma R = R_{iT} + n \cdot r_f + R_L$$

ergibt sich daraus:

$$P_{VD} = \frac{U_{F0}}{\Sigma R} \cdot \left(\frac{\hat{u}_{20}}{\pi} - \frac{n \cdot U_{F0}}{2} \right) + \frac{r_f}{\Sigma R^2} \cdot \left(\frac{\hat{u}_{20}^2}{4} - \frac{2 \cdot \hat{u}_{20} \cdot n \cdot U_{F0}}{\pi} + \frac{n^2 \cdot U_{F0}^2}{2} \right)$$

* Gleichrichter-Gesamtverlustleistung P_{VGI}

	Einweg- Gleichrichter	Mittelpunkt- Schaltung	Brücken- Gleichrichter
P_{VGI}	P_{VD}	$2 \cdot P_{VD}$	$4 \cdot P_{VD}$

6.2 Gleichrichterschaltungen mit Glättung

Zweck: Zur Hilfsenergie-Versorgung elektronischer Schaltungen werden in aller Regel Gleichspannungen benötigt, die nur innerhalb eines begrenzten Toleranzbereiches variieren dürfen. Spannungseinbrüche bis auf den Wert Null, wie sie bei den Gleichrichterschaltungen ohne Glättung nach Abschnitt 6.1 auftreten, sind in diesen Fällen unzulässig.

Die durch Gleichrichtung gewonnenen Gleichspannungen müssen daher meistens geglättet werden.

6.2.1 Glättungsarten

Zur Glättung einer durch Gleichrichtung aus einer Wechselspannung gewonnenen Gleichspannung dienen Energiespeicher in Form von Kapazitäten oder Induktivitäten. Sehr wirksam ist auch die Gleichrichtung von Drehstrom (siehe Abschnitt 7).

Anwendungsbereich verschiedener Glättungsarten:

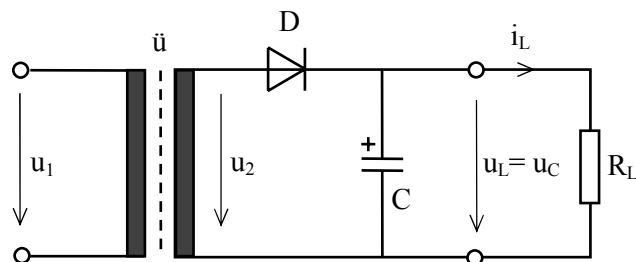
Leistung	Glättung durch	Welligkeit sinkt für	Welligkeit steigt für
klein ($< 1\text{kW}$)	Kondensator (C)	$I_L \rightarrow 0$	$I_L > 0$
mittel	Spule (L)	$I_L > 0$	$I_L \rightarrow 0$
groß	Drehstrom-Gleichrichter	Welligkeit weitgehend lastunabhängig	

Zur Gleichrichtung mit Glättung am Ein-Phasen-Wechselstromnetz dienen Einweg- und Zweiweggleichrichter, wie sie im Abschnitt 6.1 beschrieben wurden. Die Glättungsmittel werden parallel (Kondensatoren) oder in Reihe (Spulen) zur Last geschaltet.

Hier werden ausschließlich Schaltungen mit Kondensatoren als Energiespeicher näher betrachtet.

Einweggleichrichter mit Glättung

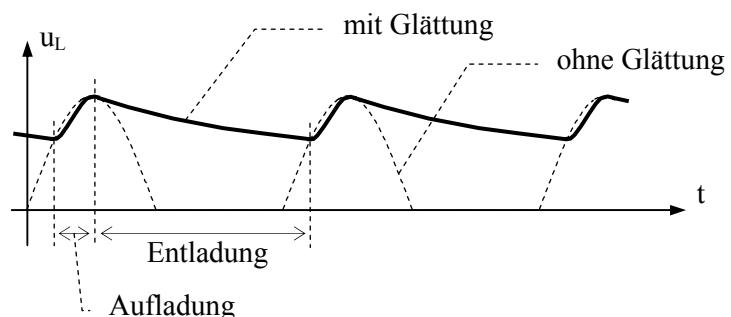
Abbildung 6-10
Einweggleichrichter
mit Glättungskondensator



Der Kondensator wird aufgeladen, solange die Transformator-Ausgangsspannung größer ist als die Kondensatorspannung (Flussbetrieb der Gleichrichterdiode). Die Spannung am Kondensator steigt bis knapp unter den Scheitelwert der Transformatorspannung.

Der Lastwiderstand wird aus dem Kondensator gespeist, solange die Transformator-Ausgangsspannung kleiner ist als die Kondensatorspannung (Sperrbetrieb der Gleichrichterdiode). Die Kondensatorspannung sinkt entsprechend der entnommenen Ladung.

Abbildung 6-11
Spannungsverlauf
bei Einweggleichrichtung
mit Glättung



Nachteile des Einweggleichrichters mit Glättung:

- nur ein Ladevorgang pro Netzperiode
- großer Kondensator erforderlich für kleine Welligkeit
- große Verluste an Diode und Trafo
- einseitige Trafomagnetisierung

Zweiweggleichrichter mit Glättung

Eine deutliche Verbesserung stellt die Zweiweggleichrichtung mit Glättung dar. Dies wird am Beispiel des Brückengleichrichters gezeigt.

Abbildung 6-12

Brückengleichrichter mit Glättung

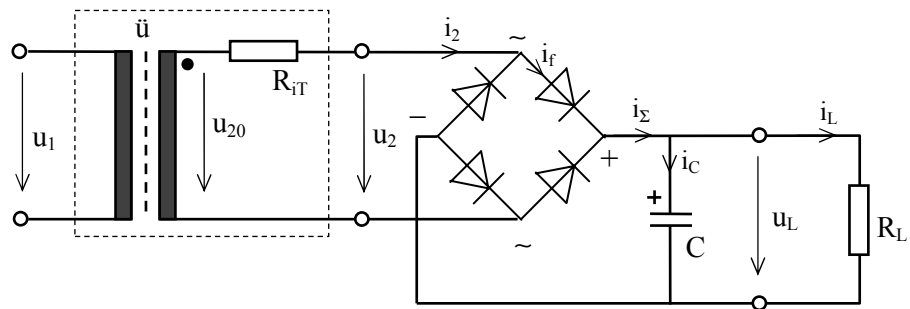
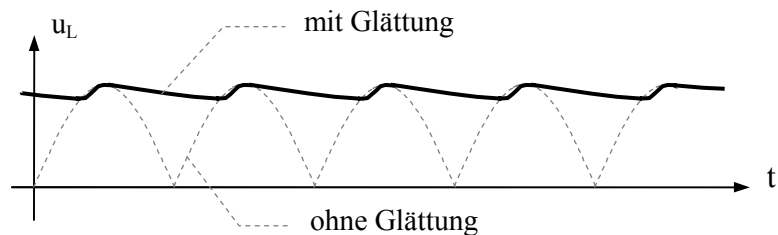


Abbildung 6-13

Spannungsverlauf bei Zweiweggleichrichtung mit Glättung



Bei der Zweiweggleichrichtung wird der Glättungskondensator mit der doppelten Netzfrequenz nachgeladen. Die Welligkeit ist bei gleichem Glättungsaufwand deutlich kleiner als bei der Einweggleichrichtung.

6.2.2 Berechnung des Zweiweggleichrichters mit Glättungskondensator

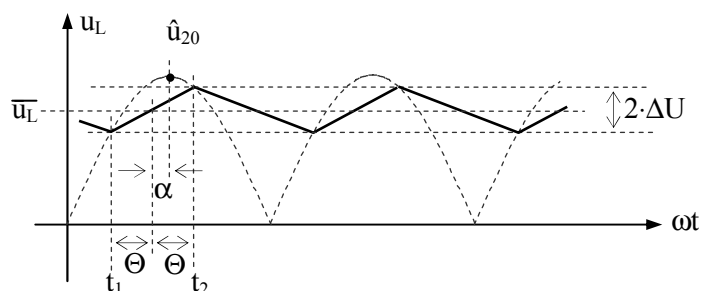
Bei den Netzgleichrichtern mit Glättungskondensator liegt im quasistationären Betrieb sog. „ausgewogener Betrieb“ vor. Hierzu stellen sich automatisch eine solche Kondensatorspannung und ein solcher Stromflusswinkel ein, dass die in einer Netzperiode dem Kondensator zugeführte Ladung der im gleichen Zeitraum abgeführten Ladung gleich ist.

6.2.2.1 Stromflusszeit - Stromflusswinkel

Mit einem linearisierten Verlauf ergibt sich folgendes Zeitdiagramm der Ausgangsspannung (Spannung an Glättungskondensator und Lastwiderstand):

Abbildung 6-14

Linearisierter Verlauf der Ausgangsspannung



Zwischen den Zeitpunkten t_1 und t_2 wird der Kondensator vom Transformator aufgeladen. Die Zeitspanne $t_F = t_2 - t_1$ wird **Stromflusszeit** genannt. Der entsprechende Winkel $2\Theta = \omega \cdot t_F$ wird als **Stromflusswinkel** bezeichnet.

Die Mitte des Ladestromstoßes ist um den Winkel α gegenüber dem Scheitelpunkt von u_{20} verschoben.

Die Ausgangsspannung schwankt um den Mittelwert \bar{u}_L (Schwankungshöhe $2 \cdot \Delta U$).

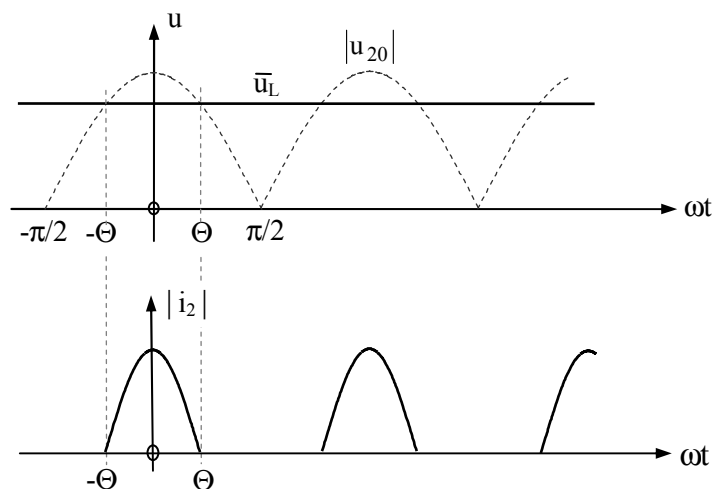
Netzgleichrichter

Für die folgenden Berechnungen wird ein sehr großer Glättungskondensator ($C \rightarrow \infty$) zugrunde gelegt.

Unter dieser Voraussetzung wird die Welligkeit gleich Null ($2 \cdot \Delta U = 0$), die Ausgangsspannung wird konstant $u_L(\omega t) = \bar{u}_L$ und die Mitte des Stromstoßes an der Transformator-Sekundärwicklung fällt mit der Mitte der Netzhalbwellen zusammen ($\alpha = 0$).

Für den Transformatorstrom wird näherungsweise ein sinusförmiger Verlauf unterstellt.

Abbildung 6-15
Strom- und Spannungsverlauf
für $C \rightarrow \infty$



Anmerkung:

Eine geschlossene Form der Berechnung der Ausgangsgrößen der Gleichrichterschaltung aus den Eingangsgrößen [z.B. $u_L = f(u_{20})$, $u_L = f(R_{iT})$] und umgekehrt ist nicht möglich. Aus diesem Grunde erfolgt hier die Berechnung unter Zuhilfenahme des Ein- und Ausgangsgrößen verbindenden Winkels Θ als Parameter.

6.2.2.2 Erforderliche Transformator-Ausgangsspannung

Für die Berechnung des Zweiweggleichrichters dient folgende Maschengleichung:

$$\hat{u}_{20} \cdot \cos(\omega t) - u_L(\omega t) - i_2(\omega t) \cdot (n \cdot r_f + R_{iT}) - n \cdot U_{F0} = 0$$

Bei den Winkeln $-\Theta$ und Θ ist der Transformatorstrom i_2 gerade Null.

Aus der Maschengleichung ergibt sich dann

$$\hat{u}_{20} \cdot \cos \Theta = \bar{u}_L + n \cdot U_{F0}$$

Damit ergibt sich die erforderliche Transformator-Sekundärspannung zu

$$U_{20_{\text{RMS}}} = \frac{\bar{u}_L + n \cdot U_{F0}}{\sqrt{2} \cdot \cos \Theta}$$

Ein günstiger Wert für Θ beträgt 0,6.

Damit wird der gesamte Stromflusswinkel $2\Theta = 1,2$ bzw. $2\Theta = 68,8^\circ$

6.2.2.3 Transformatorstrom

(a) Stromverlauf

Der Ausgangsstrom i_2 des Transformators wird als näherungsweise sinusförmig betrachtet:

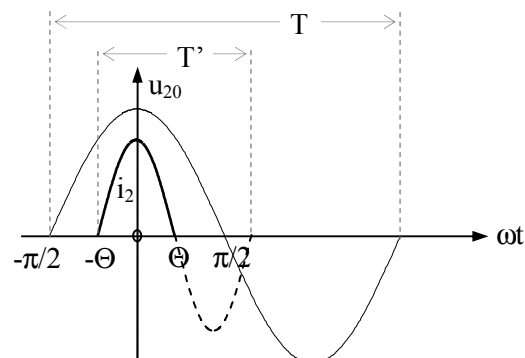
$$i_2 = \hat{i}_2 \cdot \cos(\omega' t)$$

Siehe hierzu Abbildung 6-16

Die Frequenz ω' der entsprechenden Sinusfunktion ist höher als die Frequenz ω der Netzspannung u_{20}

$$u_{20} = \hat{u}_{20} \cdot \cos(\omega t)$$

Abbildung 6-16
Angenäherter Verlauf
des Transformatorstromes



Aus der Abbildung lassen sich folgende Proportionalitäten ablesen:

$$T \sim 2\pi \quad \text{und} \quad T' \sim 4 \cdot \Theta$$

Mit $\omega \sim 1/T$ und $\omega' \sim 1/T'$ ergibt sich $\omega' = \frac{\pi}{2 \cdot \Theta} \cdot \omega$

und damit der Stromverlauf

$$i_2 = \hat{i}_2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2 \cdot \Theta} \cdot \omega t\right)$$

$$\text{für } -\Theta \leq \omega t \leq +\Theta$$

(b) Stromscheitelwert

Es gilt: Die während einer Netzhälfte vom Transformator gelieferte Ladungsmenge Q_2 ist gleich der während derselben Zeit durch die Last fließenden Ladungsmenge Q_L .

$$Q_2 = Q_L$$

$$\int_{-\Theta}^{+\Theta} i_2(\omega t) \cdot d(\omega t) = \bar{i}_L \cdot \pi$$

$$\int_{-\Theta}^{+\Theta} \hat{i}_2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2 \cdot \Theta} \cdot \omega t\right) \cdot d(\omega t) = \bar{i}_L \cdot \pi$$

Daraus ergibt sich

$$\hat{i}_2 = \frac{\pi^2}{4 \cdot \Theta} \cdot \bar{i}_L$$

Beispiele:

$2 \cdot \Theta$	\hat{i}_2
60°	$4,7 \cdot \bar{i}_L$
70°	$4,1 \cdot \bar{i}_L$
90°	$2,8 \cdot \bar{i}_L$

Netzgleichrichter

(c) Effektivwert des Transformatorstromes

* Brückenschaltung
$$I_{2\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} i_2^2(\omega t) \cdot d(\omega t)}$$

Mit $\cos^2 ax = (1/2) \cdot (\cos 2ax + 1)$

ergibt sich

$$I_{2\text{RMS}} = \hat{i}_2 \cdot \sqrt{\frac{\Theta}{\pi}} = \frac{\pi^2}{4 \cdot \sqrt{\pi \cdot \Theta}} \cdot \bar{i}_L$$

Beispiele:

$2 \cdot \Theta$	$I_{2\text{RMS}}$
60°	$1,93 \cdot \bar{i}_L$
70°	$1,8 \cdot \bar{i}_L$
90°	$1,57 \cdot \bar{i}_L$

Da bei der Brückenschaltung durch eine einzelne Gleichrichterdiode nur jeder zweite Ladestromstoß fließt, ist der Effektivwert des Stromes durch eine Diode

$$I_{\text{FRMS}} = \frac{I_{2\text{RMS}}}{\sqrt{2}}$$

* Mittelpunktschaltung

Bei der Mittelpunktschaltung fließt der Strom abwechselnd durch die beiden Trafo-Sekundärwicklungen. Für die vom Transformator zu übertragende Leistung ist jedoch der Strom durch beide Wicklungen maßgeblich. Für die Effektivwerte von sekundärseitigem Transformator-Gesamtstrom und Diodenstrom gelten daher dieselben Gleichungen wie bei der Brückenschaltung

6.2.2.4 Leistungsberechnungen

* Sekundärseitige Scheinleistung des Transformators

$$P_{S2} = U_{20\text{RMS}} \cdot I_{2\text{RMS}}$$

Die Typeleistung P_T des Transformators muss größer (mindestens gleich groß) sein.

Herstellerangaben zu verschiedenen Trafogrößen:

Kern	M42	M55	M65	M74	M85a	M85b	M102a	M102b
P_T/VA	5,9	17,1	34,5	58,9	77,6	105	131	189
P_{Fe}/W	0,3	0,75	1,35	2,15	2,95	4,15	4,55	6,8

Kern	EI42	EI54	EI60	EI78	EI84a	EI84b	EI92a	EI92b
P_T/VA	4,3	10,9	16,5	44,5	56,8	83,8	62,9	85,0
P_{Fe}/W	0,27	0,56	0,77	1,73	2,13	3,20	1,65	2,3

P_{Fe} = Eisenverluste (durch Wirbelströme im Eisenkern des Transformators)

Netzgleichrichter

- * Wicklungsverluste am Transformator

$$P_{V_{Cu}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} R_{iT} \cdot i_2^2 \cdot d\varphi$$

$$P_{V_{Cu}} = (I_{2_{RMS}})^2 \cdot R_{iT}$$

- * Gleichstromleistung am Lastwiderstand

$$P_L = \overline{i_L} \cdot \overline{u_L}$$

- * Verlustleistung an einer Diode (Durchlassverluste)

$$P_{V_F} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} u_F \cdot i_F \cdot d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[U_{F0} \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} i_F \cdot d(\omega t) + r_f \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} i_F^2 \cdot d(\omega t) \right]$$

$$P_{V_F} = \frac{\overline{i_L}}{2} \cdot U_{F0} + (I_{F_{RMS}})^2 \cdot r_f$$

6.2.2.5 Glättungskondensator

C_L wird in der Stromflusszeit t_F aufgeladen, in der Zeit $(\frac{T}{2} - t_F)$ entladen

(siehe Abschnitt 6.2.2.1)

Im eingeschwungenen Zustand gilt

zugeführte Ladung = *abfließende Ladung*

$$C_L \cdot 2 \cdot \Delta U \approx \overline{i_L} \cdot \left(\frac{T}{2} - t_F \right)$$

Hieraus ergibt sich

$$C_L \approx \frac{\overline{i_L} \cdot \left(\frac{T}{2} - t_F \right)}{2 \cdot \Delta U} = \frac{\overline{i_L} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \Theta \right)}{\omega \cdot \Delta U}$$

Wegen der großen erforderlichen Kapazität kommen nur Elektrolytkondensatoren (Elko) in Frage. Auf richtige Polung der Elkos muss geachtet werden.

6.2.2.6 Welligkeit der Gleichspannung

Bei gegebenem Glättungskondensator beträgt die Welligkeit der Ausgangsspannung

$$\text{(absolut)} \quad 2 \cdot \Delta U \approx \frac{\overline{i_L} \cdot (\pi - 2 \cdot \Theta)}{\omega \cdot C_L} = \frac{\overline{u_L}}{R_L \cdot C_L} \cdot \left(\frac{T}{2} - t_F \right) \quad \left(\text{mit } \overline{i_L} = \frac{\overline{u_L}}{R_L} \right)$$

$$\text{(relativ)} \quad w = \frac{2 \cdot \Delta U}{\overline{u_L}} \approx \frac{\pi - 2 \cdot \Theta}{\omega \cdot C_L \cdot R_L} = \frac{1}{R_L \cdot C_L} \cdot \left(\frac{T}{2} - t_F \right)$$

6.2.2.7 Einschalt-Stoßstrom

Wird der Gleichrichter mit Glättungskondensator im Spannungsmaximum der Netzspannung zugeschaltet, so tritt ein einmaliger sehr hoher Stromstoß zur Aufladung des Kondensators auf.

Der Stromstoß wird nur durch die ohmschen Widerstände im Stromkreis begrenzt.

$$I_{FSM} = \frac{\hat{u}_{20} - n \cdot U_{F0}}{R_{iT} + n \cdot r_f}$$

6.2.2.8 Optimaler Wicklungswiderstand des Transformators

Der optimale Stromflusswinkel stellt sich nur dann ein, wenn die ohmschen Widerstände im Stromkreis einen geeigneten Gesamtwert besitzen. Dies trifft nur bei einer geeigneten Größe des Wicklungswiderstandes R_{iT} zu.

Ist R_{iT} zu groß, so fließt ein zu kleiner Ladestrom; der Stromflusswinkel steigt; die gewünschte Größe der Gleichspannung \bar{u}_L wird evtl. nicht erreicht.

Ist R_{iT} zu klein, so fließt ein unnötig großer Ladestrom; der Stromflusswinkel sinkt.

Die folgende Berechnung zeigt den Wicklungswiderstand, der für den gewünschten Stromflusswinkel Θ erforderlich ist.

Die Berechnung geht von der Tatsache aus, dass während einer Netzhalbwellen die vom Transformator abgegebene Ladung gleich groß ist, wie die durch die Last fließende Ladung

$$\int_{-\Theta}^{+\Theta} i_2(\omega t) \cdot d(\omega t) = \bar{i}_L \cdot \pi \quad (\text{ausgewogener Betrieb})$$

Berechnung von $i_2(\varphi)$

Die Maschengleichung der Gleichrichterschaltung lautet:

$$\hat{u}_{20} \cdot \cos(\omega t) - u_L(\omega t) - n \cdot U_{F0} - i_2(\omega t) \cdot (R_{iT} + n \cdot r_f) = 0$$

Legt man wie im Abschnitt 6.2.2.1 einen sehr großen Glättungskondensator zu Grunde ($C \rightarrow \infty$), so wird

$$u_L(\omega t) = u_L(\Theta) = \bar{u}_L$$

Die Maschengleichung lautet dann:

$$\hat{u}_{20} \cdot \cos(\omega t) - u_L(\Theta) - n \cdot U_{F0} - i_2(\omega t) \cdot (R_{iT} + n \cdot r_f) = 0$$

Mit $(\omega t) = \Theta$ und $i_2(\Theta) = 0$ ergibt sich daraus

$$\hat{u}_{20} \cdot \cos\Theta - u_L(\Theta) - n \cdot U_{F0} = 0$$

bzw. $u_L(\Theta) + n \cdot U_{F0} = \hat{u}_{20} \cdot \cos\Theta$

Setzt man dies in die Maschengleichung ein, so ergibt sich:

$$\hat{u}_{20} \cdot (\cos(\omega t) - \cos\Theta) - i_2(\omega t) \cdot (R_{iT} + n \cdot r_f) = 0$$

Damit ergibt sich der Transformatorstrom zu

$$i_2(\omega t) = \frac{\hat{u}_{20}}{R_{iT} + n \cdot r_f} \cdot (\cos(\omega t) - \cos\Theta)$$

Berechnung des Wicklungswiderstandes

Aus der Integration $\int_{-\Theta}^{+\Theta} \frac{\hat{u}_{20}}{R_{iT} + n \cdot r_f} \cdot (\cos(\omega t) - \cos\Theta) \cdot d(\omega t) = \bar{i}_L \cdot \pi$

errechnet sich der erforderliche Wicklungswiderstand des Transformators zu:

$$R_{iT} = \frac{2 \cdot \hat{u}_{20}}{\bar{i}_L \cdot \pi} \cdot (\sin\Theta - \Theta \cdot \cos\Theta) - n \cdot r_f$$

6.2.2.9 Abschätzung des Stromflusswinkels Θ bei bekanntem R_{iT}

Aus der Gleichung für R_{iT} lässt sich folgende transzendente Gleichung für den Stromflusswinkel ableiten:

$$A(\Theta) = \sin \Theta - \Theta \cdot \cos \Theta = \frac{(R_{iT} + n \cdot r_f) \cdot \pi}{2 \cdot \hat{u}_{20}} \cdot \bar{i}_L$$

Ist der dem Gleichrichter entnommene Gleichstrom \bar{i}_L bekannt, so lässt sich mit der Hilfsgröße $A(\Theta)$ der Stromflusswinkel Θ aus Abbildung 6-17 ablesen.

Mit $\hat{u}_{20} = \sqrt{2} \cdot U_{20\text{RMS}}$, $U_{20\text{RMS}} = \frac{\bar{u}_L + n \cdot U_{F0}}{\sqrt{2} \cdot \cos \Theta}$ sowie $R_L = \frac{\bar{u}_L}{\bar{i}_L}$

lässt sich aus der Gleichung für R_{iT} folgende transzendente Gleichung für Θ ableiten:

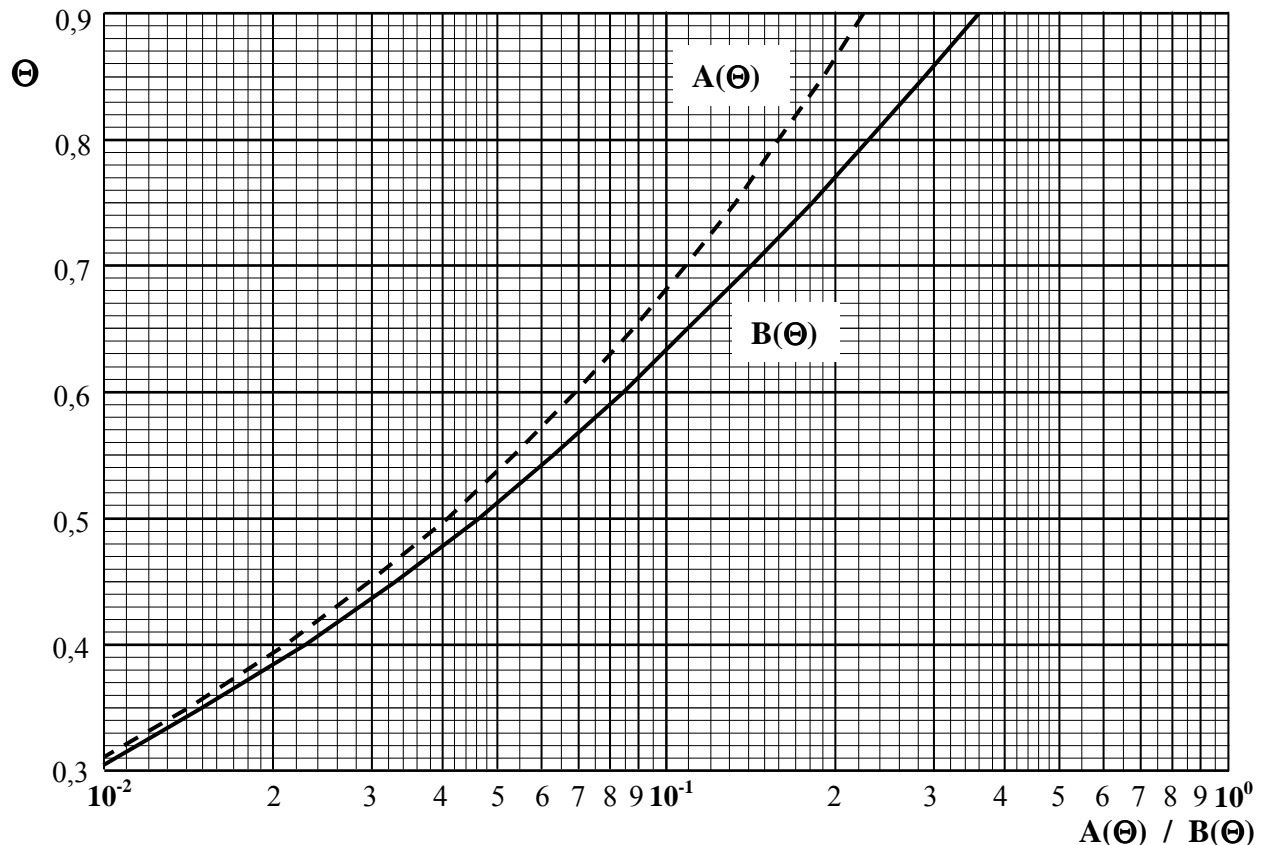
$$\tan \Theta - \Theta = \left(\frac{(R_{iT} + n \cdot r_f) \cdot \pi}{2 \cdot R_L} \right) \cdot \left(\frac{\bar{u}_L}{\bar{u}_L + n \cdot U_{F0}} \right)$$

Ist $\bar{u}_L \gg n \cdot U_{F0}$, so wird daraus

$$B(\Theta) = \tan \Theta - \Theta \approx \frac{(R_{iT} + n \cdot r_f) \cdot \pi}{2 \cdot R_L}$$

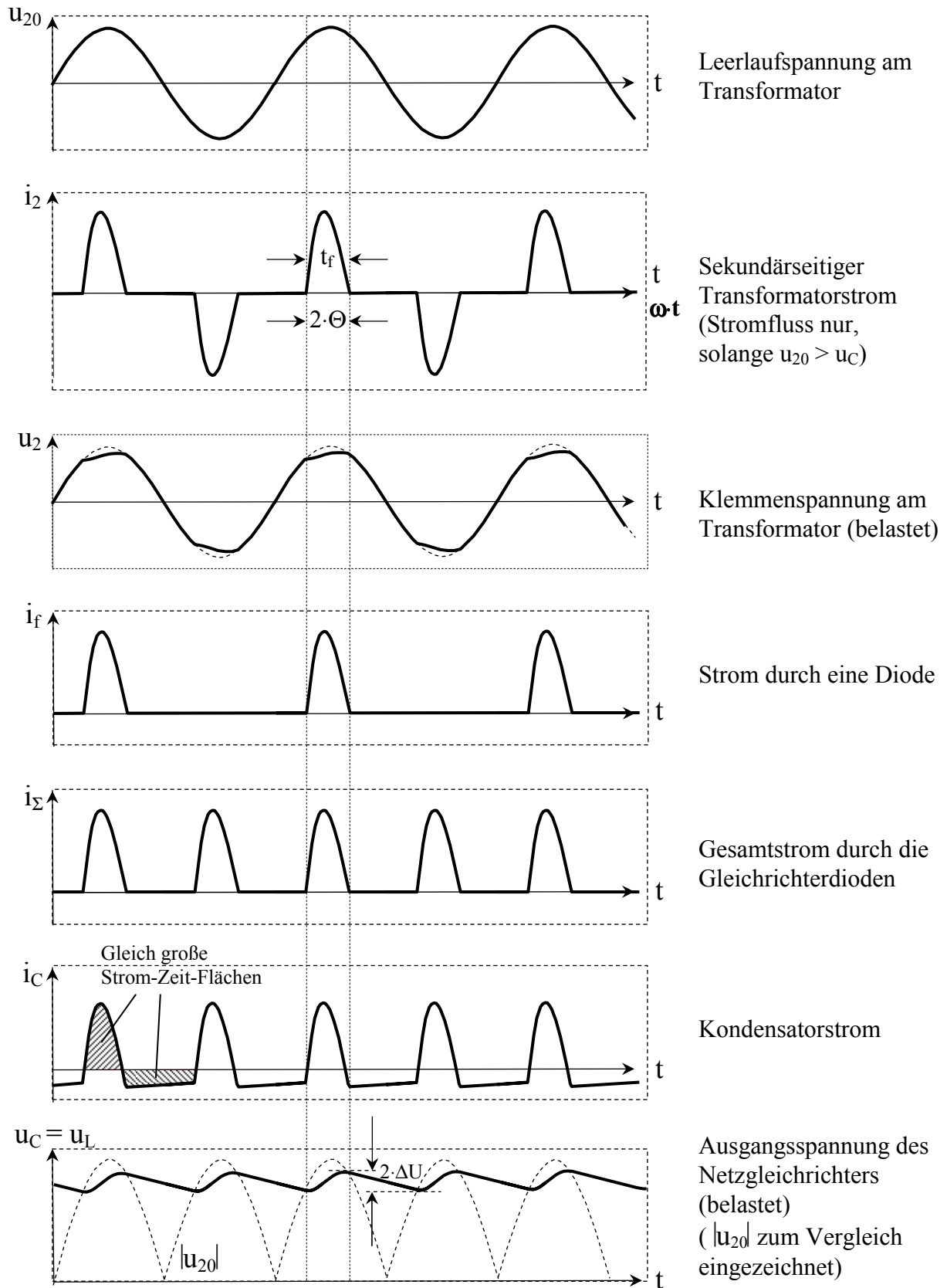
Ist der angeschlossene Lastwiderstand R_L bekannt, so lässt sich mit der Hilfsgröße $B(\Theta)$ der Stromflusswinkel Θ aus Abbildung 6-17 ablesen.

Abbildung 6-17 Ermittlung des Stromflusswinkels Θ



6.2.2.10 Strom- und Spannungsverläufe beim Brückengleichrichter mit Glättung

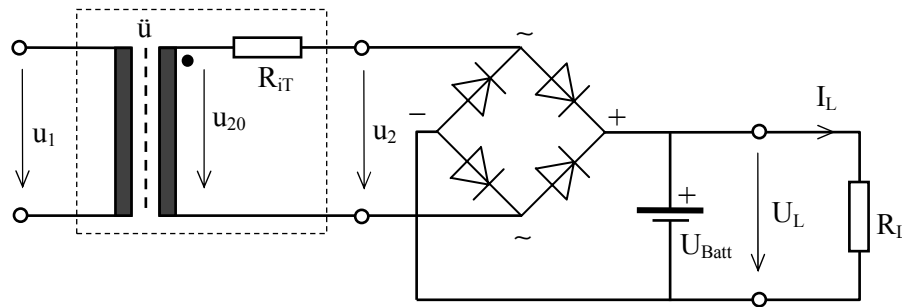
Abbildung 6-18 Strom- und Spannungsverläufe beim Brückengleichrichter mit Glättung



6.3 Gleichrichter mit Pufferbatterie

Wird eine Gleichspannung benötigt, die auch bei fehlender Wechselspannung zur Verfügung steht (sog. unterbrechungsfreie Gleichstromversorgung), so wird ein Gleichrichter mit Pufferbatterie eingesetzt. Beispiele sind die Stromversorgung im Kraftfahrzeug (Batterie zum Motorstart und zur Versorgung von Verbrauchern bei stehendem Motor) oder unterbrechungslose Notstromversorgungen (Notstromversorgung für Bankrechner, Krankenhäuser, Sicherheitssysteme in Kernkraftwerken etc.).

Abbildung 6-19 Netzgleichrichter mit Pufferbatterie



Die Batterie bestimmt die Größe der Lastspannung

$$U_L = U_{Batt} = \text{konst.}$$

(Annahme: $R_{iBatt} \approx 0$)

Der Laststrom beträgt
$$I_L = \frac{U_{Batt}}{R_L}$$

Ist die Generatorspannung u_{20} größer als die Batteriespannung plus Schwellspannung der Gleichrichterdioden, so liefert der Generator Strom an die Batterie. Dies ist in der folgenden Abbildung z.B. im Bereich $-\Theta \leq \omega t \leq +\Theta$ der Fall.

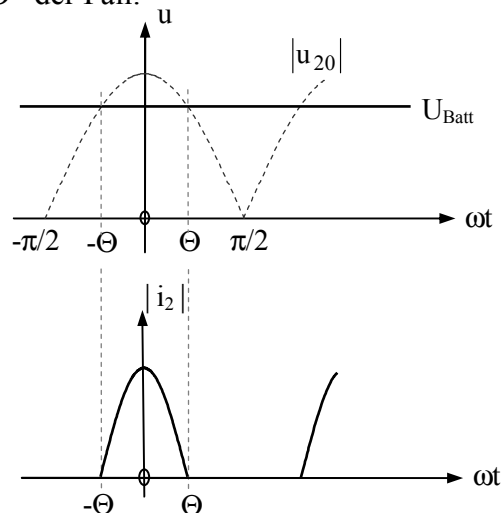


Abbildung 6-20
Spannungs- und Stromverläufe

Der Stromverlauf lässt sich aus der Maschengleichung berechnen:

$$u_{20} - 2 \cdot (U_{F0} + r_f \cdot i_2) - U_{Batt} - i_2 \cdot R_{iT} = 0$$

Mit $u_{20} = \hat{u}_{20} \cdot \cos(\omega t)$ wird daraus

$$i_2(\omega t) = \frac{\hat{u}_{20} \cdot \cos(\omega t) - U_{Batt} - 2 \cdot U_{F0}}{R_{iT} + 2 \cdot r_f} \quad \text{für} \quad -\Theta \leq \omega t \leq +\Theta$$

Netzgleichrichter

Für $\omega t = \pm \Theta$ wird $i_2 = 0$.

Daraus lässt sich der Stromflusswinkel Θ berechnen:

$$\Theta = \arccos \frac{U_{\text{Batt}} + 2 \cdot U_{F0}}{\hat{u}_{20}}$$

Ist der Laststrom kleiner als der arithmetische Mittelwert des Generatorstromes,

$$I_L < \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} i_2(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

so wird die Batterie geladen.

Ist der Laststrom größer als der arithmetische Mittelwert des Generatorstromes,

$$I_L > \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} i_2(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

so wird die Batterie entladen.

Ausgewogener Betrieb liegt vor, wenn der Batterie zugeführter und abgeführter Strom (bzw. deren Mittelwerte) gleich sind.

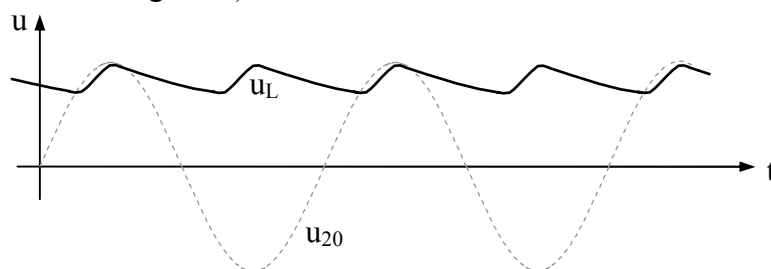
$$I_L = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\Theta}^{+\Theta} i_2(\omega t) \cdot d(\omega t)$$

Der Ladezustand der Batterie bleibt dann unverändert.

6.4 Übungsaufgaben zu Netzgleichrichtern

Aufgabe 6-1: Welligkeit der Ausgangsspannung

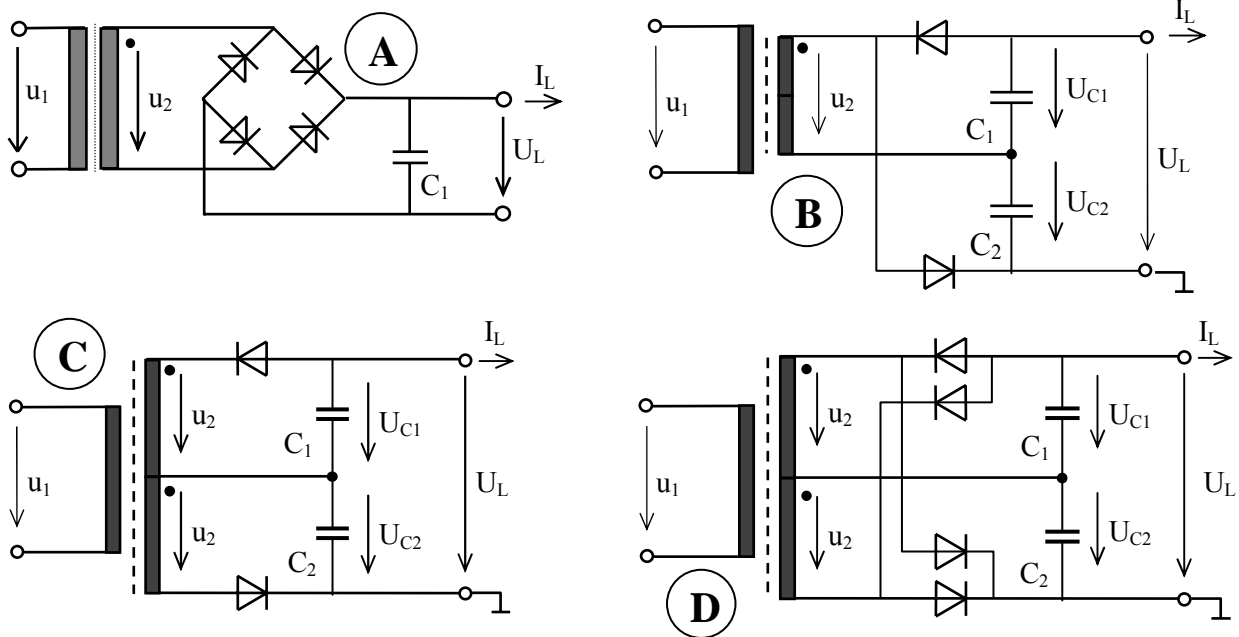
(Schaltung wie bei Aufgabe 6-3) In dem folgenden Diagramm ist der Verlauf der Spannung u_L bei Belastung mit dem Lastwiderstand R_L dargestellt (zusätzlich die sinusförmige Ausgangsspannung u_{20} des Netztransformators im Leerlauf als Orientierungshilfe)



Zeichne in das Diagramm den Verlauf von u_L für folgende Fälle und kennzeichne sie mit den Buchstaben (a) bis (c):

- (a) Ein zweiter gleich großer Lastwiderstand R_L wird parallel geschaltet.
- (b) Der Lastwiderstand wird entfernt.
- (c) Die Gleichrichterdiode D1 ist unterbrochen (mit Lastwiderstand R_L).

Aufgabe 6-2: Ausgangsspannung und Welligkeit verschiedener Gleichrichter

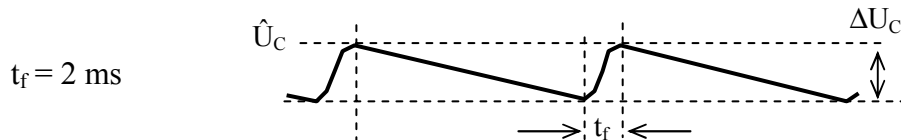


Für jede der vier Gleichrichterschaltungen gilt:

- Transformator-Sekundärspannung im Leerlauf: $U_{20\text{RMS}} = 27,6\text{V}$
- $R_{iT} \rightarrow 0$ (Innenwiderstand des Transformators)
- $C_1 = C_2 = 2000\text{ }\mu\text{F}$
- $U_F = 0,7\text{ V}$ (Durchlass-Spannung einer Diode)
- $I_L = 200\text{ mA} = \text{konstant}$

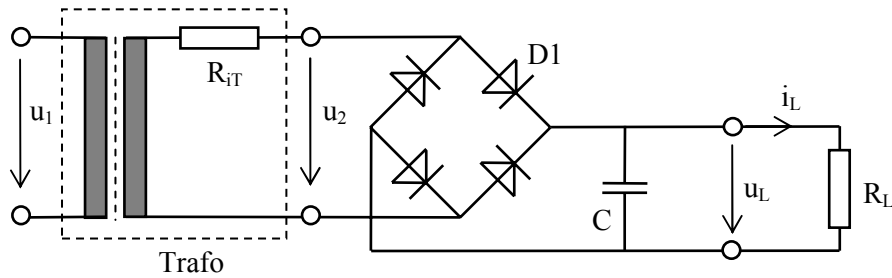
Tragen Sie in der folgenden Tabelle für jede Spannung ein den Maximalwert \hat{U}_x , die Größe des Wechselanteils ΔU_x und die Frequenz $f(\Delta U_x)$ des Wechselanteils ein.

	\hat{U}_{C1}	ΔU_{C1}	$f(\Delta U_{C1})$	\hat{U}_{C2}	ΔU_{C2}	$f(\Delta U_{C2})$	\hat{U}_L	ΔU_L	$f(\Delta U_L)$
A									
B									
C									
D									



Aufgabe 6-3: Dimensionierung einer Gleichrichterschaltung

Gegeben ist folgende Gleichrichterschaltung:



Die Schaltung ist für folgende Daten auszulegen:

$$\begin{aligned} \bar{u}_L &= 24 \text{ V}; & \bar{i} &= 2,5 \text{ A}; & \text{Wechselanteil von } u_L \text{ (Spitze-Spitze): } \Delta U &= 4 \text{ V}; \\ \text{Stromflusswinkel } \Theta &= 0,6 \text{ rad}; \\ \text{Gleichrichterdaten } U_{F0} &= 0,8 \text{ V}; & r_f &= 0,05 \Omega \end{aligned}$$

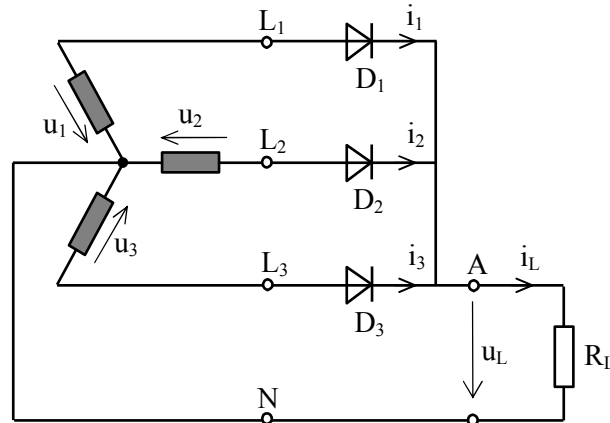
- Wie groß ist die erforderliche Transformator-Sekundärspannung (Effektivwert) ?
- Wie groß ist der optimale Wicklungswiderstand des Transformators ?
- Für welche Scheinleistung muss der Transformator ausgelegt werden ?
- Welche Kapazität muss der Kondensator C haben ?
- Wie groß ist der periodische Spitzen-Stoßstrom durch die Gleichrichterdiode ?
- Wie groß ist der einmalige Spitzen-Stoßstrom beim Einschalten ?

7 Drehstromgleichrichter

7.1 Mittelpunkt-Schaltung (Halbbrücke) (3-pulsiger Gleichrichter)

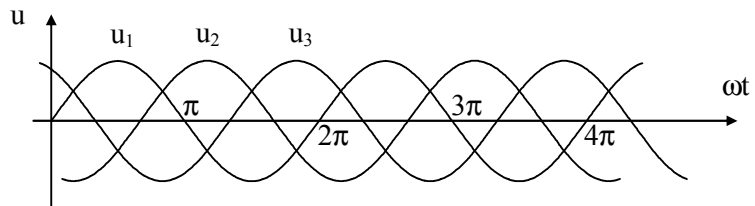
In Abbildung 7-1 sind die drei Sekundärwicklungen eines Drehstrom-Transformators in Sternschaltung dargestellt. Der Transformator gibt an den Klemmen L_1 , L_2 und L_3 jeweils gegen den Sternpunkt N die Spannungen u_1 , u_2 und u_3 ab (Strangspannungen).

Abbildung 7-1
Einweggleichrichter
am Drehstromnetz



Wie in der Abbildung 7-2 dargestellt, sind die Spannungen u_1 , u_2 und u_3 jeweils um 120° gegeneinander verschoben.

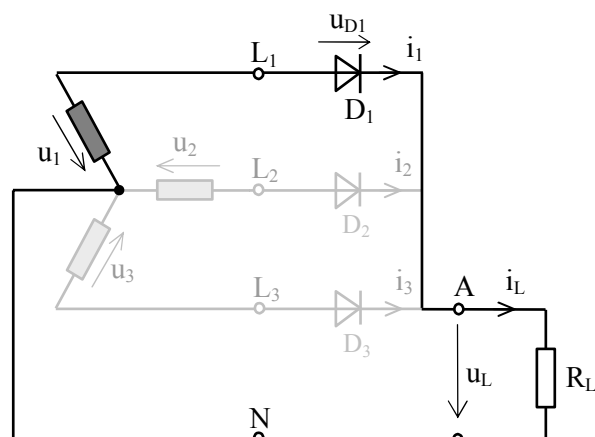
Abbildung 7-2
Strangspannungen am
Drehstromtransformator



Die Strangspannungen werden über drei Dioden (D_1 , D_2 , D_3) gleichgerichtet, die Gleichspannung wird anschließend der Last R_L zugeführt..

Jede der drei Transformatorwicklungen bildet zusammen mit einer Diode und dem Lastwiderstand einen Stromkreis mit Einweggleichrichtung. Abbildung 7-3 zeigt dies am Beispiel der Wicklung 1.

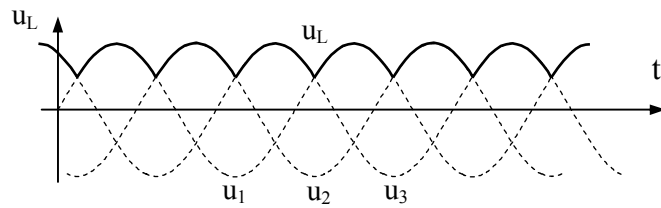
Abbildung 7-3
Einweggleichrichtung
von Strang 1



Da jeweils die positivste Strangspannung von den Dioden durchgeschaltet wird, ergibt sich durch die Gleichrichtung eine Ausgangsspannung $u_L = u_{AN}$, die der positiven Hüllkurve der drei Strangspannungen entspricht (Abbildung 7-4).

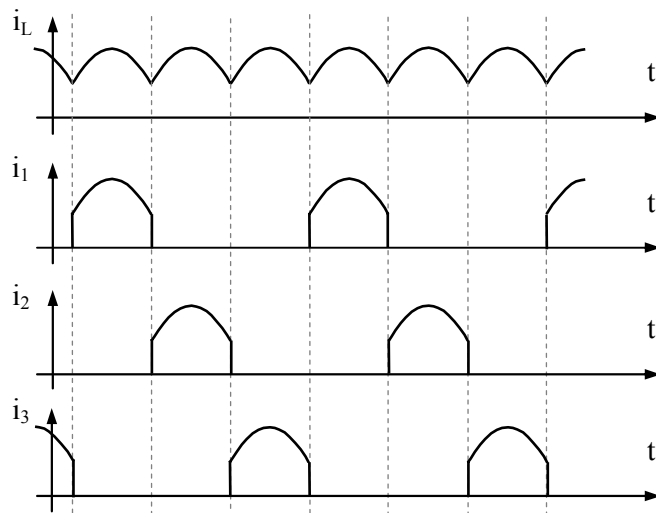
Drehstromgleichrichter

Abbildung 7-4
Gleichspannungsverlauf
nach dem Gleichrichter



Eine Diode ist jeweils dann leitend, wenn die Spannung im zugehörigen Strang des Transformators die positivste aller drei Strangspannungen ist. Dies ist innerhalb der positiven Halbwelle der jeweiligen Strangspannung zwischen 30° und 150° der Fall.

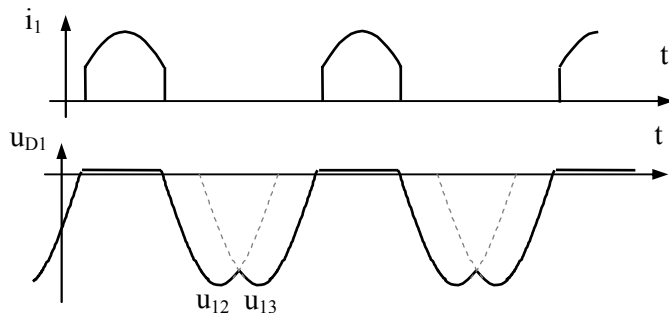
Abbildung 7-5
Stromverlauf durch
die Last und die Dioden
(ohne zusätzliche Glättung)



In der Sperrphase liegt an den einzelnen Dioden die jeweils negativste Außenleiterspannung (Spannung zwischen je zwei der Klemmen L_1, L_2, L_3).

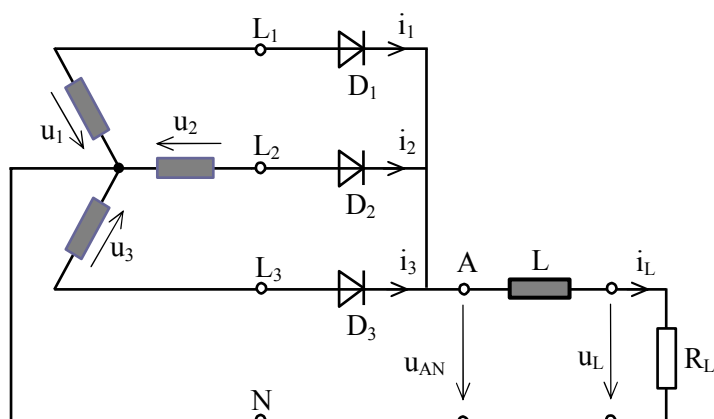
Abbildung 7-6 zeigt den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung an einer Diode am Beispiel der D_1 .

Abbildung 7-6
Strom und Spannung
an der Diode D_1



Durch eine Drosselspule (Induktivität L) können Strom und Spannung an der Last weitgehend geglättet werden.

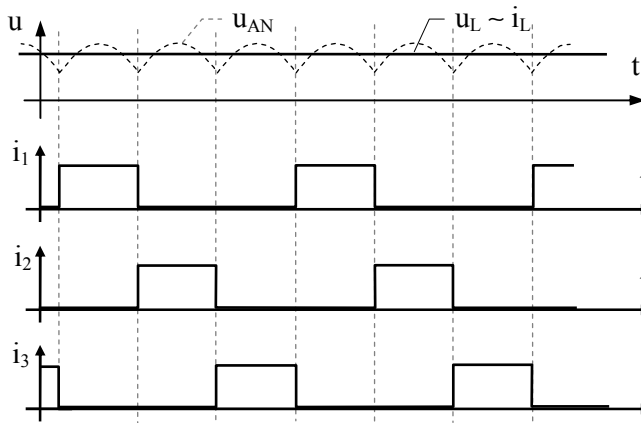
Abbildung 7-7:
Glättung des Laststromes
mit einer Drossel



Drehstromgleichrichter

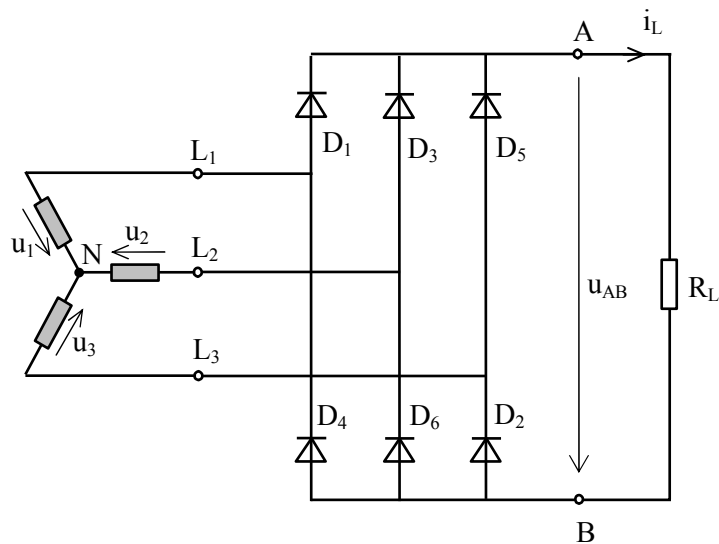
Es ergibt sich dann ein rechteckförmiger Stromverlauf durch die einzelnen Dioden.

Abbildung 7-8
Stromverlauf durch
die Last und die Dioden
(mit Glättung)



7.2 Drehstrom-Brückengleichrichter (6-pulsiger Gleichrichter)

Abbildung 7-9
Drehstrom-
Brückengleichrichter

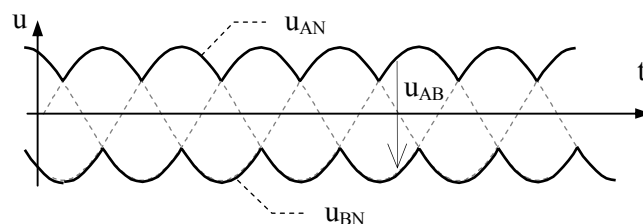


Der Drehstrom-Brückengleichrichter besteht aus zwei komplementären Halbbrücken:

Drei Gleichrichterdioden (D_1, D_3, D_5) bilden die positive Halbbrücke, mit der das jeweils positivste der Potenziale an den Klemmen L_1, L_2, L_3 an die Ausgangsklemme A gelegt wird. Zwischen der Klemme A und dem Sternpunkt N des Drehspannungssystems könnte die positive Gleichspannung u_{AN} gemessen werden (positive Hüllkurve der Strangspannungen u_1, u_2, u_3 wie bei der Einweggleichrichtung nach Abschnitt 7.1).

Drei weitere Dioden (D_2, D_4, D_6) bilden die negative Halbbrücke, mit der das jeweils negativste der Potenziale an den Klemmen L_1, L_2, L_3 an die Ausgangsklemme B gelegt wird. Zwischen der Klemme B und dem Sternpunkt N des Drehspannungssystems könnte die negative Gleichspannung u_{BN} gemessen werden (negative Hüllkurve der Strangspannungen u_1, u_2, u_3 ; Einweggleichrichtung der negativen Halbwellen).

Abbildung 7-10
Ausgangsspannungen des
Drehstrom-Brückengleichrichters



Drehstromgleichrichter

Grundsätzlich werden jedoch nicht diese beiden auf den Sternpunkt N bezogenen Gleichspannungen u_{AN} und u_{BN} , sondern die zwischen den Ausgangsklemmen A und B der Brückenschaltung liegende Gesamtspannung u_{AB} als Ausgangsspannung verwendet. In Abbildung 7-10 sind diese drei genannten Spannungen eingezeichnet. Die Gesamtspannung u_{AB} ergibt sich zu jedem Zeitpunkt aus dem Abstand der positiven zur negativen Hüllkurve der Strangspannungen $\Rightarrow u_{AB} = |u_{AN}| + |u_{BN}| = u_{AN} + u_{NB}$

Eine an die Ausgangsklemmen A und B angeschlossene Last wird zu jedem Zeitpunkt über die positive Halbbrücke mit dem jeweils positivsten und über die negative Halbbrücke mit dem jeweils negativsten der Potenziale an den Klemmen L_1, L_2, L_3 verbunden.

Mit dem Drehstrom- Brückengleichrichter werden daher nicht die Strangspannungen u_1, u_2, u_3 sondern die Außenleiterspannungen u_{12}, u_{23}, u_{31} und (da es sich um einen Zweiweggleichrichter handelt) die dazu entgegengesetzt gepolten Spannungen u_{21}, u_{32}, u_{13} gleichgerichtet.

Die Ausgangsspannung des Drehstrom-Brückengleichrichters entspricht daher der positiven Hüllkurve dieser Außenleiterspannungen (Abbildung 7-11).

Abbildung 7-11
Gleichrichtung der
Außenleiterspannungen

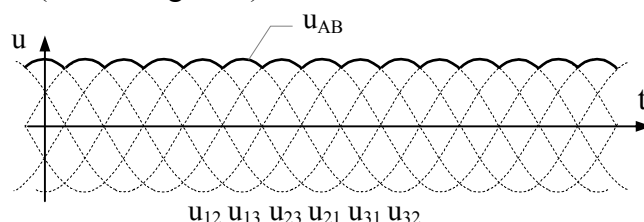
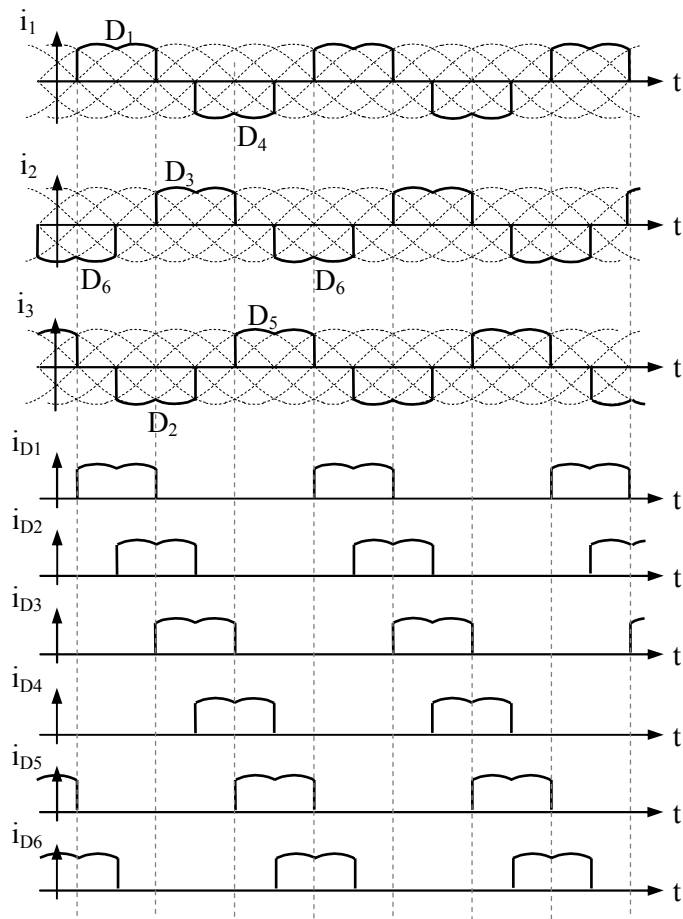


Abbildung 7-12 zeigt den Verlauf der Außenleiterströme sowie die Ströme durch die sechs Dioden des Gleichrichters.

Abbildung 7-12
Ströme am Drehstrom-
Brückengleichrichter

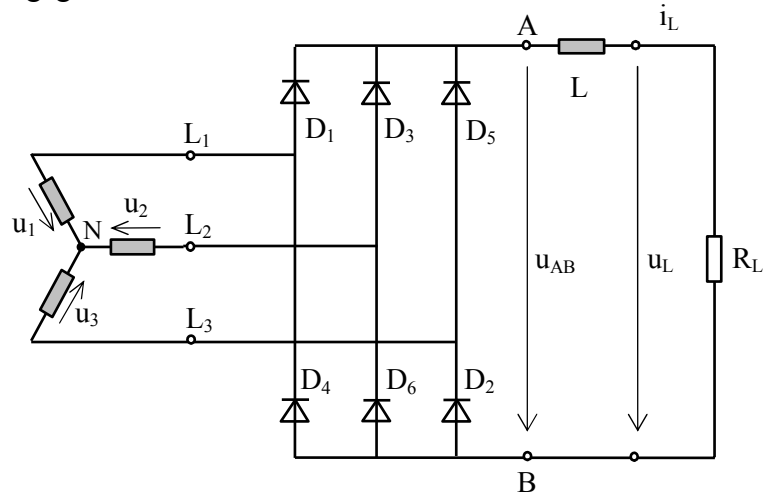


Drehstromgleichrichter

Der Spannungsverlauf an den einzelnen Gleichrichterdioden gleicht dem bei der Einweggleichrichtung (siehe Abbildung 7-6).

Während am Ausgang des Drehstrom-Brückengleichrichters noch eine merkliche Welligkeit der Spannung vorliegt (siehe Abbildung 7-11), können Strom und Spannung an der Last mit Hilfe einer Drossel L weitgehend geglättet werden.

Abbildung 7-13
Glättung des Laststromes

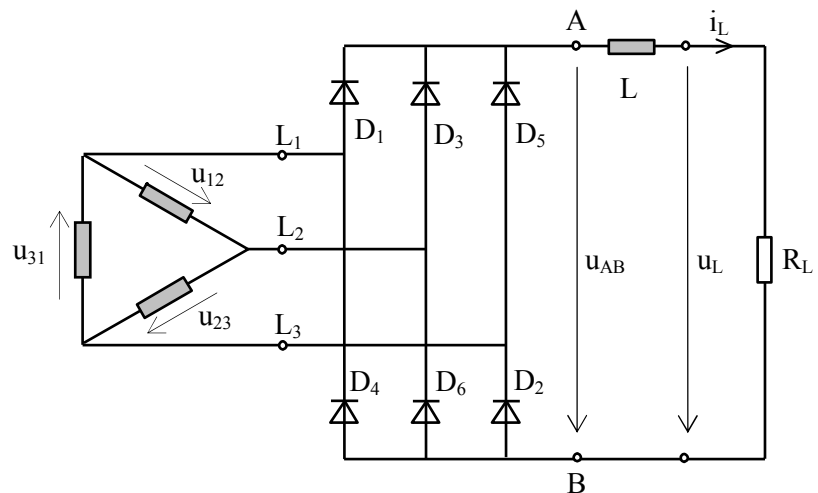


Die Außenleiter- und Diodenströme nehmen dann Rechteckform an.

Da die Außenleiterspannungen bei Sternschaltung größer sind als die Strangspannungen (z.B. $U_{12} = U_1 \cdot \sqrt{3}$), führt der Drehstrom-Brückengleichrichter im Vergleich zur Einweggleichrichtung (Halbbrücke gemäß Abschnitt 7.1) nicht nur zu einer geringeren Welligkeit sondern auch zu einem größeren Wert der Gleichspannung.

Bei dem Drehstrom-Brückengleichrichter wird der Sternpunkt N des Drehstromsystems nicht benötigt. Daher kann anstelle der sekundärseitigen Sternschaltung des Transformators auch die Dreieckschaltung (bei der ja kein Sternpunkt vorkommt) verwendet werden.

Abbildung 7-14
Drehstrom-
Brückengleichrichter
bei Dreieckschaltung



Bei der Dreieckschaltung sind Strang- und Außenleiterspannungen gleich. Bei gleichen Strangspannungen führt daher die Gleichrichtung an der Dreieckschaltung zu kleineren Gleichspannungen als die Sternschaltung.

Da die Dreieckschaltung keinen Sternpunkt N besitzt, ist eine Einweggleichrichtung (mit einer Halbbrücke gemäß Abschnitt 7.1) nicht möglich.

7.3 Übungsaufgaben zu Drehstromgleichrichtern

Aufgabe 7-1: Welligkeit am dreipulsigen Drehstromgleichrichter

Welches ist der niedrigste Wert der Ausgangsspannung eines 3-pulsigen Drehstromgleichrichters ohne Glättung mittels Drosselspulen (Angabe in % des Maximalwertes) ?

Aufgabe 7-2: Stromflusszeit/-winkel des dreipulsigen Drehstromgleichrichters

Wie groß ist die Stromflusszeit und der Stromflusswinkel durch eine Gleichrichterdiode beim 3-pulsigen Drehstromgleichrichter mit ohmscher Last ?

Aufgabe 7-3: Welligkeit am sechspulsigen Drehstromgleichrichter

Welches ist der niedrigste Wert der Ausgangsspannung eines 6-pulsigen Drehstromgleichrichters ohne Glättung mittels Drosselspulen (Angabe in % des Maximalwertes) ?

Aufgabe 7-4: Stromflusszeit/-winkel des sechspulsigen Drehstromgleichrichters

Wie groß ist die Stromflusszeit und der Stromflusswinkel durch eine Gleichrichterdiode beim 6-pulsigen Drehstromgleichrichter mit ohmscher Last ?

Aufgabe 7-5: Ausgangsspannung bei Stern- und Dreieckschaltung

Wie unterscheiden sich die Ausgangsspannungen zweier 6-pulsiger Drehstromgleichrichter, wenn bei einem der Transformatorausgang in Sternschaltung, bei dem anderen ein gleicher Transformator ausgangsseitig in Dreieckschaltung betrieben wird ?

Aufgabe 7-6: Glättungsdrossel

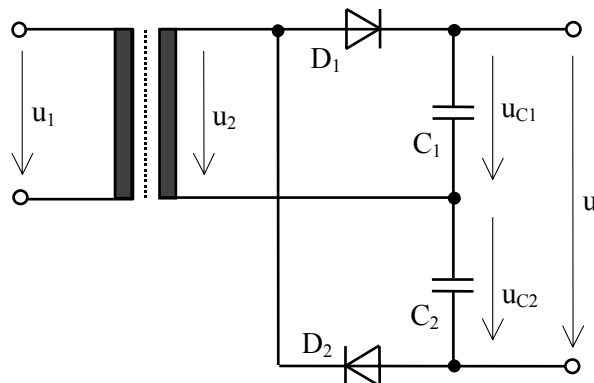
Der Ausgangsstrom bzw. die Spannung an der Last eines Drehstromgleichrichters lässt sich durch eine Drosselspule glätten. Wirkt diese Glättung im Leerlauf und bei Nennbelastung gleich gut ? (Antwort begründen)

8 Spannungsvervielfachung

Bei der Gleichrichtung von Wechselspannungen lassen sich Gleichspannungen gewinnen, die größer sind als die Amplitude der gleichgerichteten Wechselspannung⁽¹¹⁾.

8.1 Spannungsverdoppelung mit der Delonschaltung

Abbildung 8-1: Delonschaltung



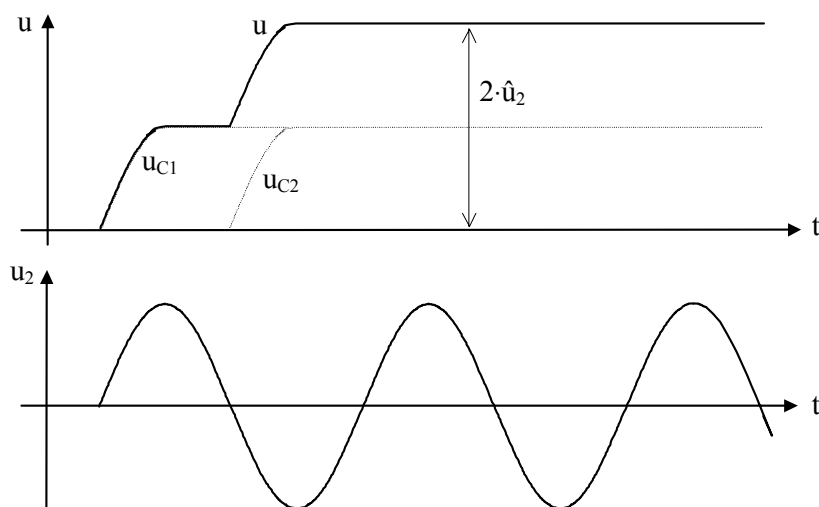
Mit Hilfe der Diode D_1 als Einweggleichrichter wird aus den positiven Halbwellen der Wechselspannung u_2 an dem Kondensator C_1 eine positive Spannung $u_{C1} \approx \hat{u}_2$ gewonnen.

Mit Hilfe der Diode D_2 als Einweggleichrichter wird aus den negativen Halbwellen der Wechselspannung u_2 an dem Kondensator C_2 eine positive Spannung $u_{C2} \approx \hat{u}_2$ gewonnen.

Am Ausgang der Delonschaltung ergibt sich eine Gesamtspannung

$$u = u_{C1} + u_{C2} \approx 2 \cdot \hat{u}_2$$

Abbildung 8-2: Spannungen an der unbelasteten Delonschaltung (mit Einschaltvorgang)

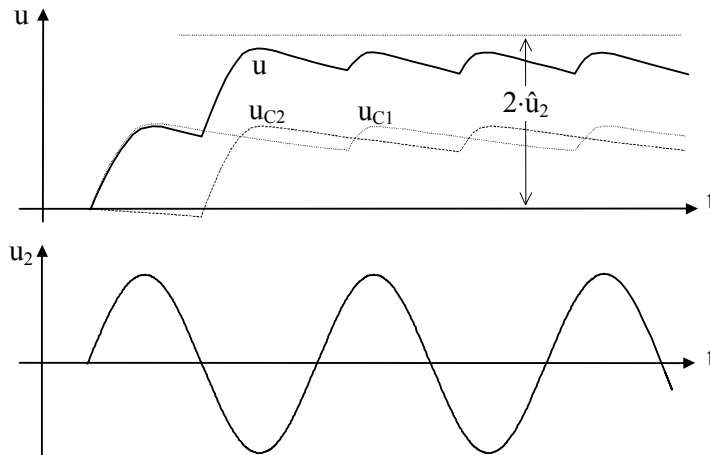


⁽¹¹⁾ Bei den Schaltungen zur Spannungsvervielfachung wird in den folgenden Darstellungen die Durchlassspannung der beteiligten Gleichrichterdioden gegenüber der gleichzurichtenden Spannung vernachlässigt. Es wird also mit $U_F = 0$ gerechnet.

Spannungsvervielfachung

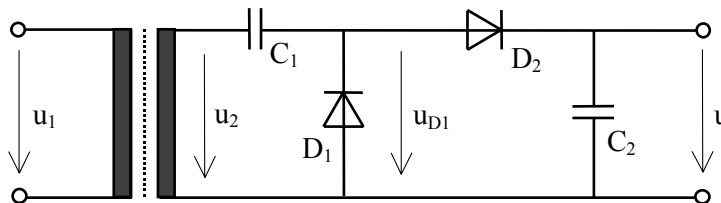
Wird an die Ausgangsklemmen eine Last angeschlossen, so führt dies zu einer Entladung der Kondensatoren C_1 und C_2 . In jeder positiven Halbwelle der Spannung u_2 wird C_1 , in jeder negativen Halbwelle C_2 wieder auf die volle Spannung \hat{u} aufgeladen. Die Ausgangsspannung wird wellig. Da nie beide Kondensatoren gleichzeitig nachgeladen werden, erreicht die Ausgangsspannung bei Belastung nie den vollen Wert $2 \cdot \hat{u}_2$.

Abbildung 8-3: Spannungen an der belasteten Delonschaltung (mit Einschaltvorgang)



8.2 Spannungsverdoppelung mit Villardschaltung

Abbildung 8-4: Villardschaltung



In der ersten Hälfte jeder negativen Halbwelle der Spannung u_2 wird der Kondensator C_1 über die Diode D_1 auf den Amplitudenwert $\hat{u}_{C1} \approx \hat{u}_2$ aufgeladen.

D_1 leitet $\Rightarrow u_{D1} \approx 0$.

Die Diode D_2 ist gesperrt.

Ist keine Last am Schaltungsausgang angeschlossen, so bleibt die zuvor bereits erreichte Ausgangsspannung (= Spannung an C_2) konstant $u = u(t_1) = \text{konst.}$

Während sich $u_2(t)$ von seinem negativen zu seinem positiven Scheitelwert ändert (gesamter Spannungshub $= 2 \cdot \hat{u}_2$), wird das Potenzial an der Katode der Diode D_1 wegen des aufgeladenen C_1 ins positive angehoben; es tritt eine positive Spannung u_{D1} auf.

$u_{D1}(t) > 0 \Rightarrow D_1$ sperrt.

Solange die Spannung $u_{D1}(t)$ kleiner ist als die Ausgangsspannung $u(t_1)$, sperrt D_2 ,

C_1 bleibt voll aufgeladen und u_{D1} folgt dem Verlauf von u_2 . $[u_{D1}(t) = u_2(t) + \hat{u}_2]$.

Sobald $u_{D1}(t)$ die Ausgangsspannung $u(t_1)$ übersteigt, wird D_2 leitend. Ab jetzt sind C_1 und C_2 in Reihe geschaltet.

Der weitere Spannungsanstieg von u_2 {um insgesamt $[2 \cdot \hat{u}_2 - u(t_1)]$ } teilt sich daher auf C_1 und C_2 auf (kapazitiver Spannungsteiler).

Spannungsvervielfachung

Der Spannungsanstieg am Ausgang beträgt bei einem Nachladevorgang

$$\Delta u = u(t_2) - u(t_1) = [2 \cdot \hat{u}_2 - u(t_1)] \cdot \frac{C_{\text{ges}}}{C_2} = [2 \cdot \hat{u}_2 - u(t_1)] \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

mit $u(t_2)$ = Ausgangsspannung nach der Aufladung

und $u(t_1)$ = Ausgangsspannung vor der Aufladung

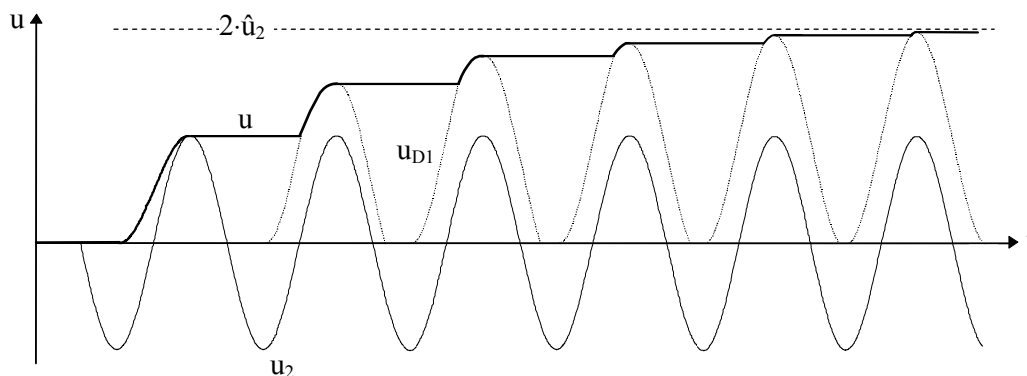
Bei gleicher Größe der beiden Kondensatoren C_1 und C_2 beträgt der Spannungszuwachs

$$\Delta u = \hat{u}_2 - \frac{u(t_1)}{2}$$

Der Spannungsanstieg pro Aufladevorgang wird daher umso kleiner, je größer die Ausgangsspannung bereits ist.

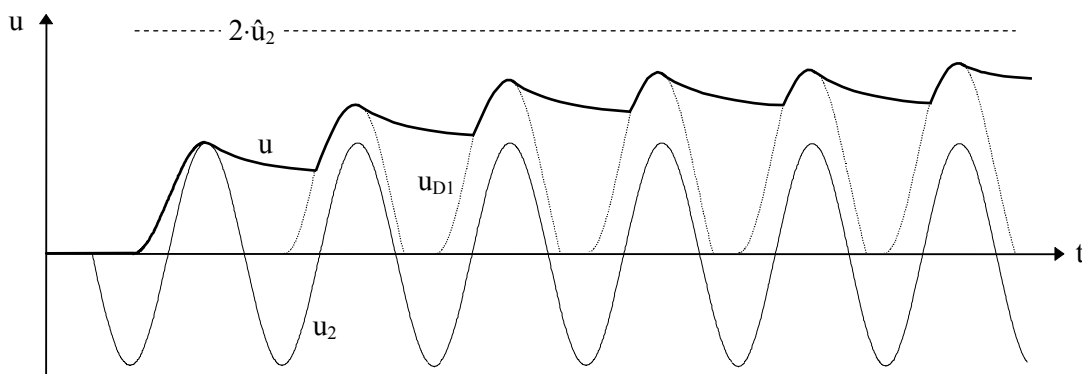
Die Ausgangsspannung erreicht für $t \gg 0$ als Grenzwert die Spannung $u = 2 \cdot \hat{u}_2$.

Abbildung 8-5: Spannungsverlauf an der unbelasteten Villardschaltung für $C_1 = C_2$ (mit Einschaltvorgang)



Ist an den Schaltungsausgang eine Last angeschlossen, so wird C_2 zwischen zwei Nachladevorgängen teilweise entladen. Die Ausgangsspannung erreicht daher den Wert $2 \cdot \hat{u}_2$ nie.

Abbildung 8-6: Spannungsverlauf an der belasteten Villardschaltung für $C_1 = C_2$ (mit Einschaltvorgang)

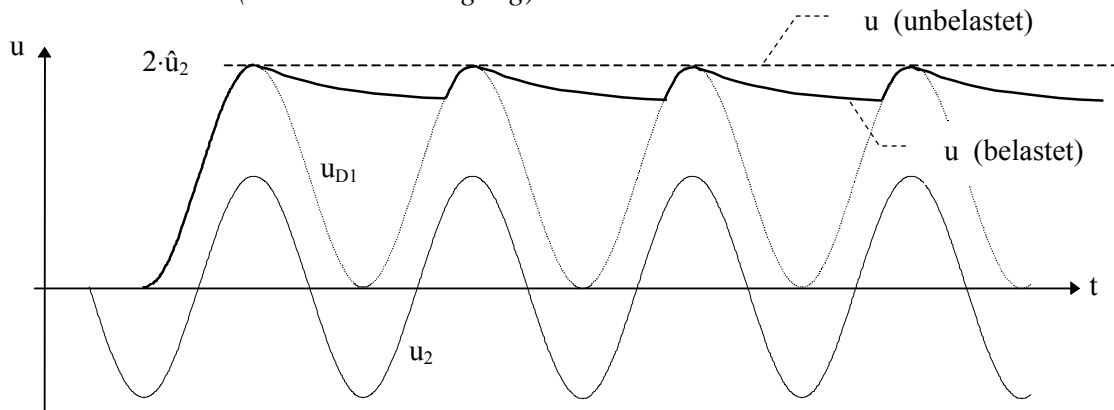


Spannungsvervielfachung

Unter der Annahme gleich großer Kondensatoren in den beiden Schaltungen wird die maximale Ausgangsspannung bei der Villardschaltung nach dem Einschalten der Wechselspannung langsamer erreicht als bei der Delonschaltung. Bei Belastung sinkt die Ausgangsspannung der Villardschaltung stärker als bei der Delonschaltung.

Die genannten Nachteile der Villardschaltung lassen sich vermeiden, wenn C_1 sehr viel größer als C_2 gewählt wird.

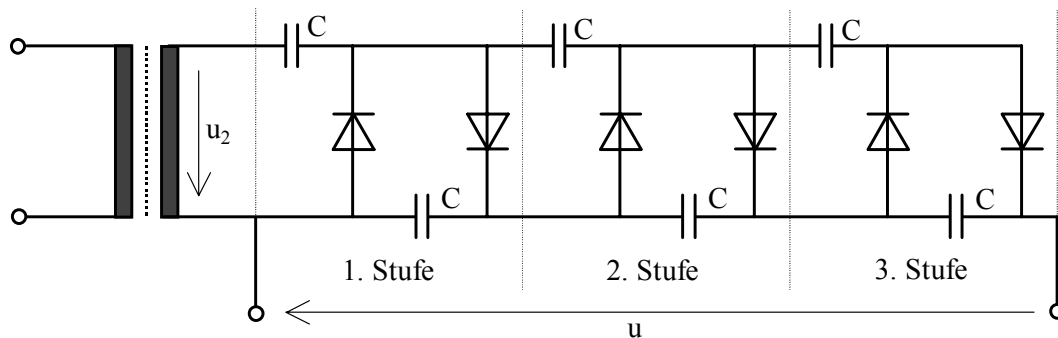
Abbildung 8-7: Spannungsverlauf an der Villardschaltung für $C_1 \gg C_2$ (mit Einschaltvorgang)



Der besondere Vorteil der Villardschaltung liegt darin, dass durch Kaskadierung nicht nur eine Spannungsverdoppelung sondern eine Spannungsvervielfachung möglich ist.

8.3 Spannungsvervielfachung durch Kaskadierung der Villardschaltung

Abbildung 8-8 Spannungsvervielfachung mit Kaskadierung der Villardschaltung



Im eingeschwungenen Zustand gilt für die Ausgangsspannung:

$$u = 2 \cdot n \cdot \hat{u}_2$$

mit n = Anzahl der Stufen

Da eine vom Transformator abgegebene Ladung in jeder Netzhalbwelle nur um eine Stufe weitergepumpt werden kann, erfolgt der Spannungsanstieg am Ausgang umso langsamer, je mehr Stufen hintereinander geschaltet sind.

Aus dem gleichen Grunde ist der Ausgang nur gering belastbar.

8.4 Übungsaufgaben zur Spannungsvervielfachung

Aufgabe 8-1: Ausgangsspannung der Delonschaltung

Warum wird bei Belastung der Delonschaltung nicht die volle Ausgangsspannung $2 \cdot \hat{u}_2$ erreicht ?

Aufgabe 8-2: Ausgangsspannung der Delonschaltung

Delonschaltung; $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$; $\hat{u}_2 = 325 \text{ V}$

Wie groß ist \hat{u}_L im Leerlauf und bei $i_L = 5 \text{ mA}$?

Aufgabe 8-3: Einschaltvorgang bei der Villardschaltung

Wie viele Netzperioden vergehen bei der Villardschaltung, bis nach dem Einschalten die Ausgangsspannung im Leerlauf den Wert $u_L = 1,9 \cdot \hat{u}_2$ erreicht wird?
(Diodendurchlass-Spannungen sollen vernachlässigt werden).

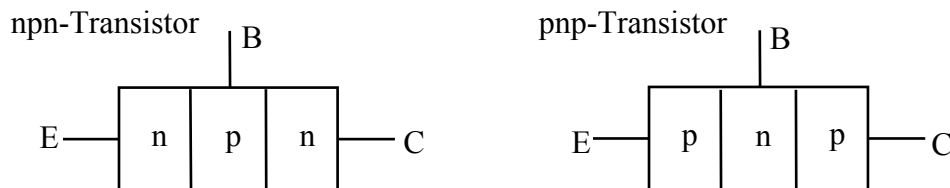
9 Der bipolare Transistor

Der bipolare Transistor ist ein Halbleiter-Bauelement, bei dem mit einem kleinen Steuerstrom ein großer Hauptstrom gesteuert wird.

9.1 Aufbau und Herstellungsverfahren

Der bipolare Transistor ist ein Bauelement, in dem innerhalb eines Einkristalls drei abwechselnd p- und n-dotierte Halbleiterzonen mit zwei pn-Übergängen aufeinander folgen. Entsprechend der Zonenfolge liegt entweder ein npn- oder ein pnp-Transistor vor.

Abbildung 9-1 Schichtenfolge des Transistors



Jede der drei Zonen ist mit einem äußeren Anschluss versehen. Diese Anschlüsse tragen die Bezeichnungen:

- E = Emitter (äußere Zone)
- B = Basis (mittlere Zone)
- C = Kollektor (äußere Zone)

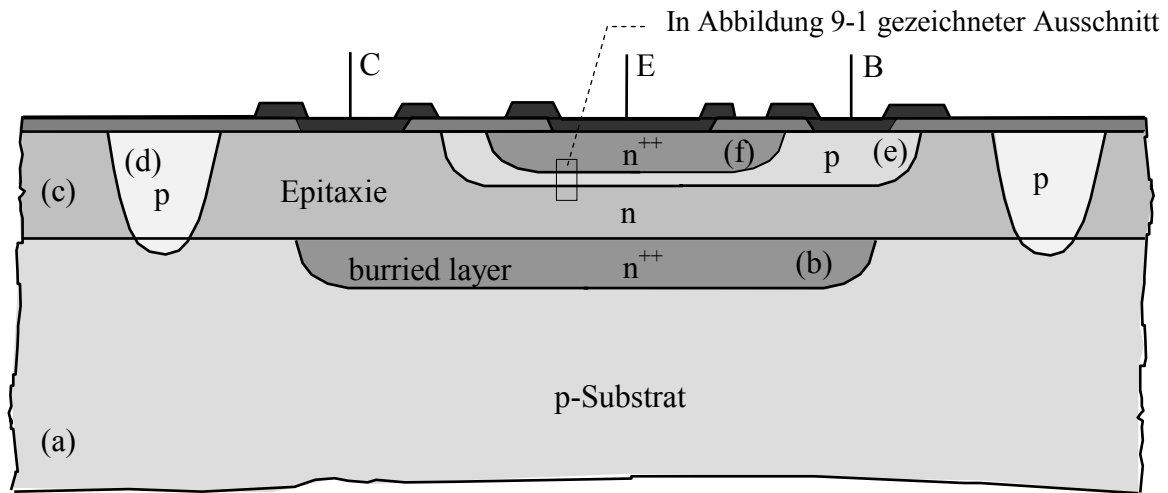
Zur Herstellung von Transistoren wurden/werden unterschiedliche Verfahren eingesetzt:

- Spitzen-Legierungstechnik (historisch) → Spitzentransistor
[auf einen Halbleiterkristall (Basis) wurden zwei Metallspitzen (Emitter und Kollektor) aufgelegt]
- Legierungstechnik (historisch) → Legierungstransistor
[in eine dünne Halbleiterscheibe (Basis) wurde von beiden Seiten Dotierungsmaterial eingeschmolzen (Emitter und Kollektor)]
- Diffusionstechnik → Diffusionstransistor, ICs, FET
[bei hoher Temperatur diffundieren Atome der Dotierungselemente aus einer Dampfphase in eine Halbleiterscheibe ein]
- Ionenimplantation → ICs, FET
[Donator- bzw. Akzeptorionen werden im elektrischen Feld beschleunigt und in den Halbleiterkristall hineingeschossen]
- Epitaxie → Epitaxialtransistor, ICs
[auf eine Halbleiterscheibe wächst bei hoher Temperatur eine dotierte Halbleiterschicht aus der Dampfphase auf]

Der bipolare Transistor

Der prinzipielle Aufbau soll am Beispiel eines modernen npn-Transistors, der als Teil eines integrierten Schaltkreises in planarer Epitaxialtechnik hergestellt ist, gezeigt werden.

Abbildung 9-2 Aufbau eines Planar-Epitaxial-npn-Transistors



Auf eine p-dotierte Halbleiterscheibe (a) (Substrat; Dicke z.B. 0,2 mm) lässt man eine dünne n-dotierte Epitaxiezone aufwachsen (c) (Dicke z.B. 10µm). Für die Herstellung von integrierten Schaltungen aus mehreren Funktionselementen kann die Epitaxiezone durch Eindiffundieren von bis in das Substrat reichenden p-dotierten Wänden (d) in einzelne Teilbereiche (Wannen) unterteilt werden. Zur Herstellung eines Transistors wird in eine solche Wanne eine p-dotierte Zone (e) eindiffundiert. Diese p-Zone stellt später die Basis, die verbleibende Epitaxiezone innerhalb der Wanne den Kollektor des Transistors dar. In die p-dotierte Basiszone wird eine hochdotierte n-Zone (f) eindiffundiert, die den Emitter des Transistors bildet. Der Kristall wird nach außen mit einer isolierenden Oxidschicht versehen. Durch Aussparungen in dieser Oxidschicht werden die Kollektor-, Basis- und Emitterzonen mit äußeren Anschlüssen versehen.

Vor dem Aufbringen der Epitaxiezone wird in das Substrat unter die später entstehende Epitaxiewanne eine hochdotierte n-Zone (b) (burried layer) eindiffundiert, die für einen geringen Bahnwiderstand der Kollektorzone (Widerstand bis zum Kollektoranschluss) sorgt.

Die einzelnen Wannen innerhalb der Epitaxiezone (d.h. die einzelnen Funktionselemente eines integrierten Bauelementes) werden gegeneinander und gegenüber dem Substrat durch Sperrpolung des dazwischenliegenden pn-Übergangs isoliert. Alle Funktionselemente (z.B. der Transistor) befinden sich daher in der dünnen Epitaxiezone; das Substrat (mit Ausnahme der zum Kollektor gehörenden burried layer) dient lediglich als mechanischer Träger.

Für eine hohe Stromverstärkung des Transistors (Verhältnis des gesteuerten zum steuernden Strom) müssen folgende technologischen und konstruktiven Merkmale vorliegen:

- **hohe Majoritätsträgerkonzentration in der Emitter- und geringe Majoritätsträgerkonzentration in der Basiszone (durch entsprechende Dotierungen)**
- **sehr geringe Dicke der Basiszone.**

Der bipolare Transistor

9.2 Funktionsweise

Zum Verständnis der Funktionsweise des Transistors ist die Kenntnis der in den Abschnitten 1 und 2 behandelten Halbleiterphysik erforderlich. Es empfiehlt sich daher, diese Abschnitte nochmals zu studieren.

9.2.1 Der Transistoreffekt

Im Betrieb als Verstärker wird der Transistor grundsätzlich mit Sperrpolung des Kollektor-Basis-pn-Übergangs und mit Flusspolung des Basis-Emitter-pn-Überganges betrieben.

Die Funktion des Transistors wird im Folgenden schrittweise am Beispiel des npn-Transistors erläutert. Die Schritte 1 und 2 zeigen den isolierten Betrieb von jeweils nur einem der beiden pn-Übergänge. In Schritt 3 wird die Funktion des gesamten Transistors dargelegt.

- * Schritt 1:
 - Sperrspannung am Kollektor-Basis-pn-Übergang
 - Emitter-Anschluss offen (nicht angeschlossen)

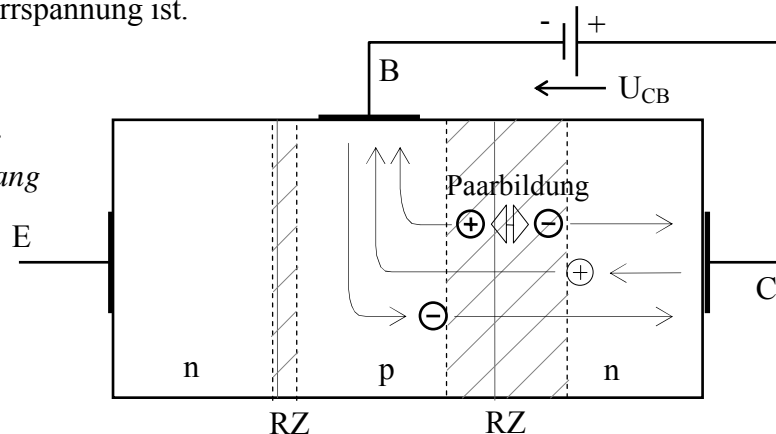
Die interne Diffusionsspannung U_D und die von außen angelegte Sperrspannung U_{CB} verursachen eine ausgedehnte Raumladungszone am Kollektor-Basis-pn-Übergang, sie stellen eine Potenzialbarriere gegen die Diffusion von Majoritätsträgern dar. Es ist kein Majoritätsträgerstrom über den pn-Übergang möglich.

Die Sperrspannung bildet jedoch keine Barriere für Minoritätsträger.

Alle Minoritätsträger, die in den Einflussbereich der Kollektor-Basis-Raumladungszone (RZ) geraten, werden vielmehr von der Sperrspannung durch diesen Übergang hindurch gezogen. Die Minoritätsträgerdichte an den Grenzen der Raumladungszone geht daher gegen Null.

Es tritt ein Sperrstrom auf, der von der Anzahl der in der Raumladungszone durch Paarbildung entstehenden und der Anzahl der von außen zum pn-Übergang diffundierenden Minoritätsträger bestimmt wird und weitgehend unabhängig von der Größe der anliegenden Sperrspannung ist.

Abbildung 9-3
Minoritätsträgerstrom über
den Kollektor-Basis-Übergang



Der Kollektor-Basis-Sperrstrom bei offenem Emitter wird mit I_{CB0} bezeichnet. Wegen der geringen Konzentration von Minoritätsträgern ist dieser Sperrsättigungsstrom sehr klein. Da er von Minoritätsträgern aus Paarbildung verursacht wird, ist er stark temperaturabhängig.

Wegen des offenen Emitteranschlusses ist der emitterseitige pn-Übergang bei Schritt 1 nicht an der Funktion beteiligt.

Der bipolare Transistor

- * Schritt 2:
 - Flussspannung am Basis-Emitter-pn-Übergang
 - Kollektor-Anschluss offen (nicht angeschlossen)

Die außen angelegte Flussspannung U_{BE} wirkt der internen Diffusionsspannung U_D entgegen und baut die Potenzialbarriere über dem Basis-Emitter-pn-Übergang ab.

Dem Konzentrationsgefälle folgend diffundieren daher Majoritätsträger über den pn-Übergang:

- Elektronen diffundieren von der Emitterzone in die Basiszone (Strom I_n).
- Löcher diffundieren von der Basiszone in die Emitterzone (Strom I_p).

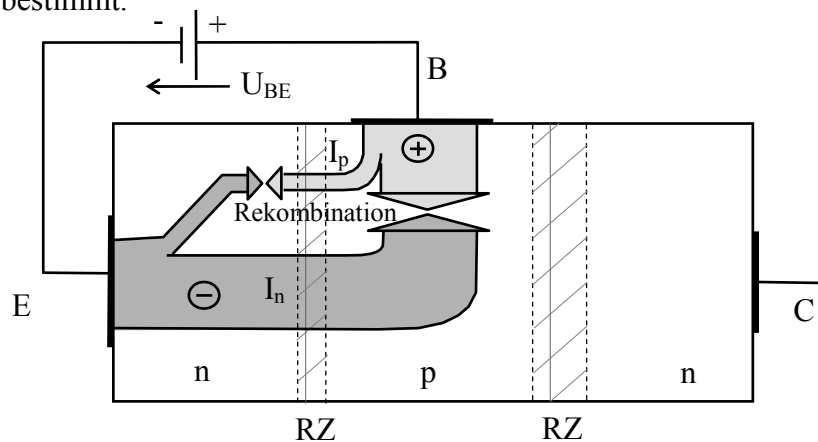
Da die Dotierung der Emitterzone sehr viel größer ist als die Dotierung der Basiszone, ist der Elektronenstrom I_n von der Emitter- zur Basiszone sehr viel größer als der Löcherstrom I_p von der Basis- in die Emitterzone.

Die Löcher aus dem Strom I_p rekombinieren innerhalb der Emitterzone alsbald mit den dortigen Majoritätsträgern, mit den Elektronen.

Die Elektronen aus dem Strom I_n rekombinieren in der Basiszone mit den dortigen Majoritätsträgern, mit den Löchern. Wegen des größeren Stromes I_n und wegen der im Vergleich zum Emitter geringeren Majoritätsträgerdichte in der Basiszone ist die mittlere Diffusionslänge der Elektronen in der Basis bis zur Rekombination vergleichsweise groß.

Die absolute Größe der Ströme I_n und I_p lässt sich durch die Größe der angelegten Flussspannung U_{BE} steuern (pn-Übergang in Flusspolung). Das gegenseitige Größenverhältnis der Majoritätsträgerströme I_n und I_p wird dabei durch die Dotierung von Emitter- und Basiszone bestimmt.

Abbildung 9-4
Majoritätsträgerströme über
den Basis-Emitter-Übergang



Wegen des offenen Kollektoranschlusses ist der kollektorseitige pn-Übergang bei Schritt 2 nicht an der Funktion beteiligt.

- * Schritt 3:
 - Sperrspannung am Kollektor-Basis-Übergang
 - Flussspannung am Basis-Emitter-Übergang

Es fließen folgende Ströme:

- Sperrstrom I_{CB0} am Kollektor-Basis-pn-Übergang (entsprechend Schritt 1),
- Löcherstrom I_p (sog. Nebenstrom) von der Basiszone in die Emitterzone (rekombiniert in der Emitterzone mit Elektronen),
- Elektronenstrom I_n von der Emitterzone in die Basiszone.

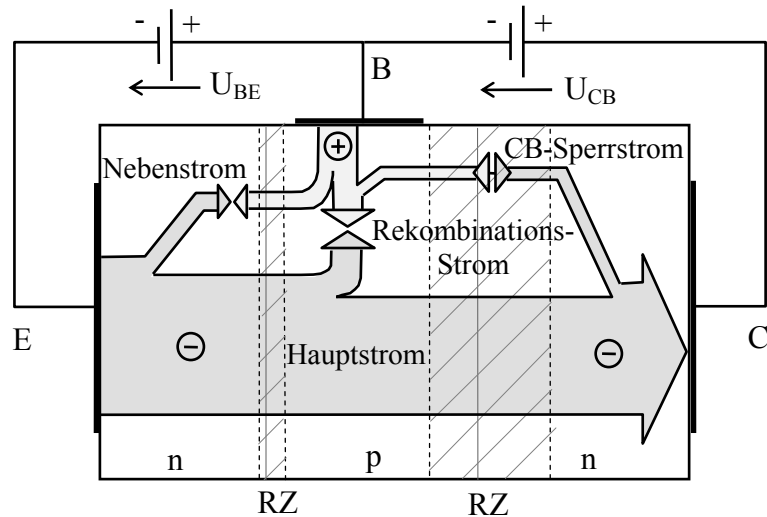
Die in die Basiszone eindiffundierten Elektronen breiten sich in der Basiszone gleichmäßig in alle Richtungen aus.

Der bipolare Transistor

Da der Weg zum kollektorseitigen pn-Übergang sehr kurz ist, erreichen die meisten Elektronen diesen pn-Übergang. Da die Elektronen in der Basiszone von der Art her Minoritätsträger sind, werden sie von der am Kollektor-Basis-Übergang anliegenden Sperrspannung zur Kollektorseite abgesaugt (Hauptstrom).

Nur ein kleiner Teil der Elektronen aus dem Strom I_n rekombiniert in der Basiszone (Rekombinationsstrom) und erreicht den kollektorseitigen pn-Übergang nicht.

Abbildung 9-5
Ströme im Transistor
im Verstärkerbetrieb



Die Ströme an den äußeren Anschlüssen setzen sich folgendermaßen zusammen:

Emitterstrom I_E	Basisstrom I_B	Kollektorstrom I_C
Hauptstrom	Nebenstrom	Hauptstrom
+ Nebenstrom	+ Rekombinationsstrom	+ Sperrstrom I_{CB0}
+ Rekombinationsstrom	- Sperrstrom I_{CB0}	

Transistor-Effekt:

Durch eine Durchlassspannung an der Basis-Emitterdiode wird ein großer Elektronenstrom I_n von der Emitter- in die Basiszone ausgelöst. Der größte Teil dieser Elektronen wird von der Sperrspannung am Kollektor-Basis-Übergang zum Kollektor abgesaugt (Hauptstrom), nur ein kleiner Teil rekombiniert mit Löchern in der Basiszone (Rekombinationsstrom). Am Basisanschluss fließt nur der von der Flussspannung verursachte, sehr viel kleinere Löcherstrom I_p (Nebenstrom) sowie der Rekombinationsstrom.

Mit einem kleinen Steuerstrom von der Basis zum Emitter (Basisstrom) wird daher ein großer Strom vom Emitter zum Kollektor (Kollektorstrom) gesteuert.

Damit der Hauptstrom von der Emitter- zur Basis- und dann zur Kollektorzone sehr viel größer ist als der Nebenstrom, muss die Emitterdotierung sehr viel größer sein als die Basisdotierung.

Damit der Hauptstrom zum Kollektor sehr viel größer ist als der Rekombinationsstrom, muss die Basisdotierung niedrig und die Basisdicke gering sein.

Wegen der hohen Emitterdotierung ist die Durchbruchspannung der Basis-Emitter-Strecke relativ gering. Damit die Durchbruchspannung der Kollektor-Basis-Strecke höher ist, wird die Kollektordotierung deutlich niedriger als die des Emitters gewählt.

Der bipolare Transistor

9.2.2 Strömungsmechanismen im Transistor

Abbildung 9-6
Interner Potenzialverlauf
im Transistor

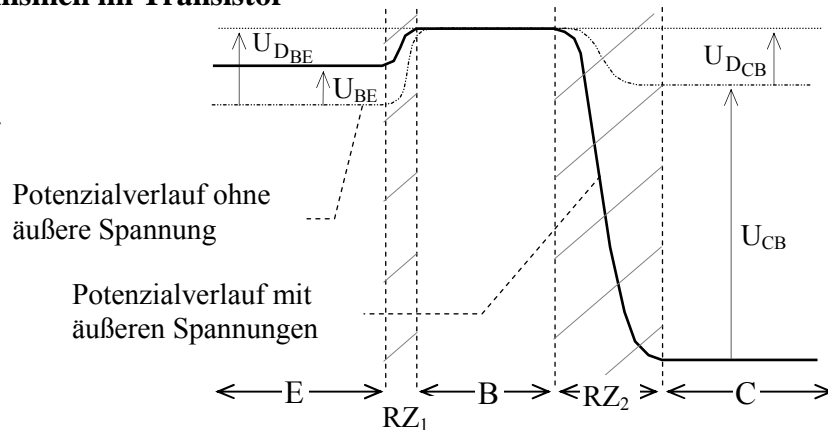


Abbildung 9-6 zeigt, dass innerhalb der Emitter-, Basis- und Kollektorzonen des Transistors kein Potenzialgefälle auftritt. Ein Potenzialgefälle liegt nur vor innerhalb der Raumladungszonen zwischen Emitter und Basis sowie zwischen Basis und Kollektor.

Am Kollektorstrom sind hauptsächlich Elektronen aus der Emitterzone beteiligt.

Die Elektronenbewegung durch die Raumladungszone (RZ_1) zwischen Emitter- und Basiszone erfolgt aufgrund des Konzentrationssprunges zwischen den beiden Zonen als reiner Diffusionsstrom. Der Strom durch diese Raumladungszone kann fließen, da die von der Diffusionsspannung U_D gebildete Potenzialbarriere durch die außen angelegte Flussspannung U_{BE} reduziert ist.

Die Sperrspannung an der kollektorseitigen Raumladungszone (RZ_2) saugt alle durch die Basiszone kommenden Elektronen zur Kollektorzone ab. Innerhalb dieser Raumladungszone liegt ein Feldstrom vor.

Innerhalb der Basiszone (B) sind die Elektronen Minoritätsträger. Außer den aus dem Emitter eindiffundierten Elektronen sind kaum weitere vorhanden. Weil innerhalb der Basiszone kein Potenzialgefälle vorliegt, kann nur ein Diffusionsstrom aufgrund eines Konzentrationsgefälles dn/dx fließen.

Die Konzentration $n_{pB}(x)$ der Elektronen am emitterseitigen Ende der Basiszone ($x = 0$) wird von der Spannung U_{BE} bestimmt:

$$n_{pB}(0) = n_{pB0} \cdot \exp \frac{U_{BE}}{U_T}$$

mit $U_T = \frac{k \cdot T}{e} \approx 26 \text{ mV}$ (für $T = 300 \text{ K}$)

und n_{pB0} = Minoritätsträgerkonzentration in der Basis im stromlosen Zustand

Die Konzentration der Elektronen am kollektorseitigen Ende der Basiszone ($x = W_B$) wird von der Spannung U_{BC} bestimmt:

$$n_{pB}(W_B) = n_{pB0} \cdot \exp \frac{U_{BC}}{U_T} \approx 0 \quad (\text{mit } U_{BC} < 0)$$

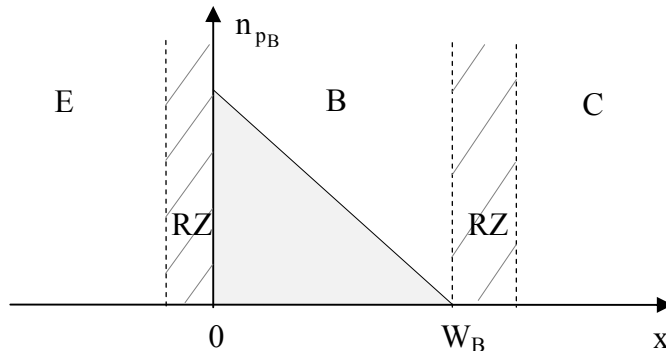
Liegt am Transistor eine Kollektor-Basis-Sperrspannung an, so saugt diese -unabhängig von ihrer Größe- alle Minoritätsträger am kollektorseitigen Ende der Basiszone ab. Die Minoritätsträgerkonzentration am kollektorseitigen Ende der Basiszone ist dann immer etwa Null.

Bei vernachlässigbarer Rekombination in der Basiszone ist das Konzentrationsgefälle der Elektronen entlang des Weges konstant ($dn/dx \approx \text{konstant}$).

Der bipolare Transistor

Innerhalb der Basiszone stellt sich daher ein dreieckförmiger Konzentrationsverlauf der Elektronen (Minoritätsträger) ein, wie er in Abbildung 9-7 dargestellt ist.

Abbildung 9-7
Diffusionsdreieck
(linearer Maßstab)



Die Elektronen diffundieren ihrem Konzentrationsgefälle folgend durch die Basiszone. Der Strom durch die Basiszone ist proportional zum Konzentrationsgefälle und entspricht weitgehend dem Kollektorstrom, der sich damit angeben lässt:

$$I_C = D_{n_B} \cdot e \cdot A \cdot \frac{n_{p_B}(0)}{W_B} = U_T \cdot \mu_n \cdot e \cdot \frac{A}{W_B} \cdot n_{p_{B0}} \cdot e^{U_{BE}/U_T}$$

(mit $D_{n_B} = U_T \cdot \mu_n =$ Diffusionskonstante; $A =$ Basisquerschnittsfläche)

Auch innerhalb der Emitterzone (E) und innerhalb der Kollektorzone (C) erfolgt die Elektronenbewegung als Diffusionsstrom. Das hierzu erforderliche Konzentrationsgefälle fällt jedoch angesichts der dort vorliegenden sehr hohen Elektronenkonzentration (Majoritätsträgerkonzentration) nicht ins Auge.

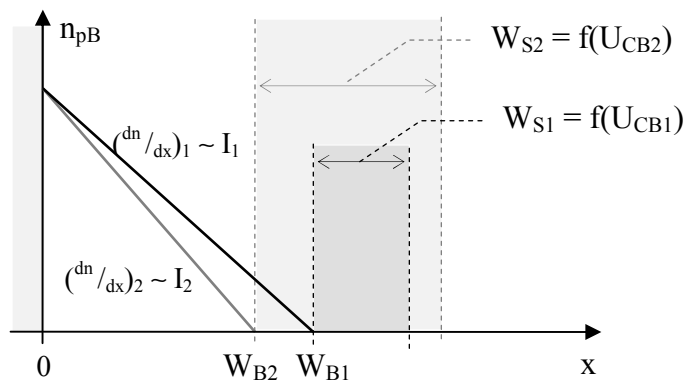
9.2.3 Einfluss der Kollektor-Basis-Spannung auf den Kollektorstrom

Bei konstanter Basisweite ist das Konzentrationsgefälle der Minoritätsträger innerhalb der Basiszone und damit die Größe des Kollektorstromes in erster Näherung nur abhängig von der Basis-Emitter-Spannung und weitgehend unabhängig von der Kollektor-Basis-Spannung.

Eine gewisse Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Kollektor-Basis-Spannung tritt jedoch auf, weil diese Einfluss auf die Sperrschichtweite W_S des kollektorseitigen pn-Übergangs im Transistor und damit auf die Basisweite W_B hat. Bei gleicher Minoritätsträgerkonzentration am emitterseitigen Ende der Basiszone führt eine Verkürzung der Basisweite zu einer Vergrößerung des Konzentrationsgefälles der Minoritätsträger in der Basis und damit zu einer Erhöhung des Kollektorstromes (Man spricht von „Basisbreitenmodulation“ bzw. vom sog. „Earlyeffekt“).

Abbildung 9-8
Einfluss der
Kollektor-Basis-Spannung
auf das Diffusionsdreieck
(Early-Effekt)

($U_{CB2} \gg U_{CB1}$)



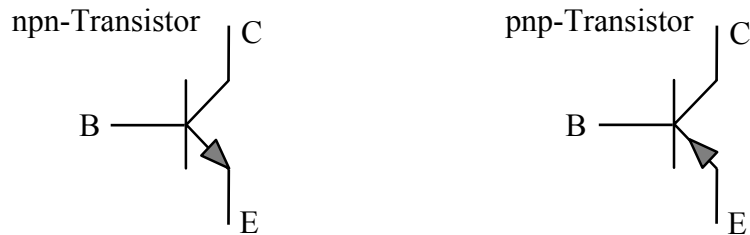
Liegt an der Kollektor-Basis-Strecke eine Flussspannung an, so können die Minoritätsträger aus der Basis nicht zum Kollektor abgesaugt werden und der Kollektorstrom sinkt stark ab.

Der bipolare Transistor

9.3 Schaltzeichen - Richtungspfeile für Ströme und Spannungen

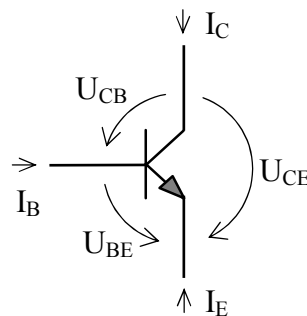
In Stromlaufplänen werden folgende Schaltzeichen für den bipolaren Transistor verwendet:

Abbildung 9-9
Schaltzeichen
des bipolaren Transistors



Vereinbarungsgemäß zeigen die Richtungspfeile aller drei Klemmenströme zum Transistor. Die Richtungspfeile der drei Klemmenspannungen können frei gewählt werden und entsprechen der Reihenfolge der Indices.

Abbildung 9-10
Richtung von Strömen
und Spannungen am Transistor



Für die Ströme und Spannungen am Transistor gelten demnach folgende Gleichungen:

- * Knotengleichung: $I_E + I_B + I_C = 0$
- * Maschengleichung: $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$

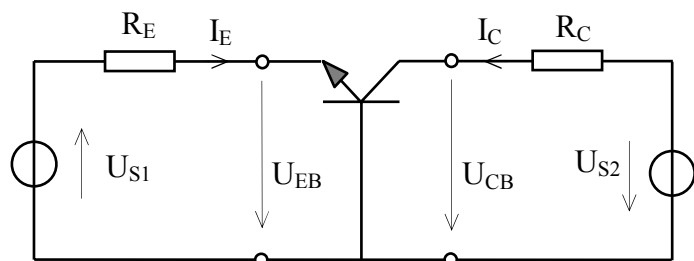
9.4 Transistor-Grundsaltungen

Der Transistor verbindet immer einen steuernden mit einem gesteuerten Stromkreis. Da sowohl für die Verbindung mit dem steuernden, wie auch für die Verbindung mit dem gesteuerten Stromkreis jeweils zwei Klemmen erforderlich sind, der Transistor jedoch nur drei Anschlüsse besitzt, muss einer der Transistoranschlüsse sowohl dem steuernden Eingangs- als auch dem gesteuerten Ausgangskreis zugeordnet werden. Hierfür sind drei Varianten möglich: Die Basisschaltung, die Emitterschaltung und die Kollektorschaltung.

9.4.1 Basisschaltung

9.4.1.1 Prinzipschaltung

Abbildung 9-11
Transistor in Basisschaltung



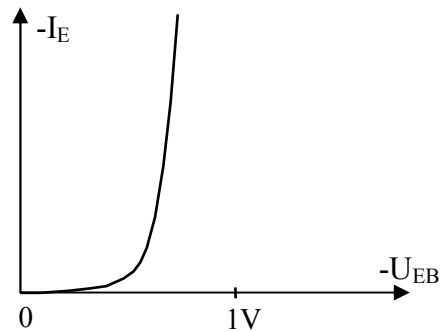
Bei der Basisschaltung wird der Transistor am Emitter gesteuert (Eingangsstrom I_E), das Ausgangssignal wird am Kollektor abgegriffen (Ausgangsstrom I_C).

Der bipolare Transistor

9.4.1.2 Eingangskennlinie

Die Eingangskennlinie $I_E = f(U_{EB})$ ist die Kennlinie der Emitter-Basis-Diode in Flusspolung.

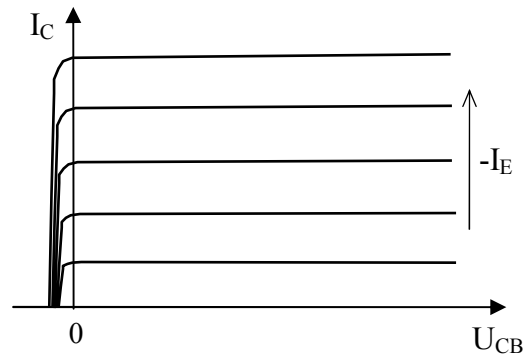
Abbildung 9-12
Eingangskennlinie
in Basisschaltung



9.4.1.3 Ausgangskennlinie

Bei der Basisschaltung ist der Kollektorstrom eine Funktion des (eingepprägten) Emitterstromes. Hierbei tritt der Earlyeffekt (siehe Abschnitt 9.2.3) nicht in Erscheinung. Eine Auswirkung der Kollektor-Basis-Sperrspannung auf den Kollektorstrom tritt praktisch nicht auf. Aus diesem Grunde sind die Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CB})$ mit I_E als Parameter im 1. Quadranten annähernd horizontale Linien (annähernd parallel zur U_{CB} -Achse).

Abbildung 9-13
Ausgangskennlinien
in Basisschaltung



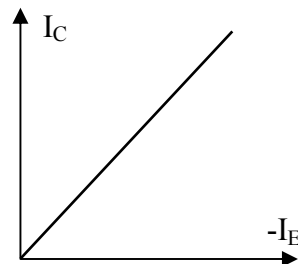
Wird die Kollektor-Basis-Spannung 0 oder gar negativ (Flusspolung statt Sperrpolung des CB-Übergangs) dann können die Minoritätsträger aus der Basis nicht mehr vollständig abgesaugt werden und der Kollektorstrom sinkt steil ab (2. Quadrant in Abbildung 9-13).

9.4.1.4 Übertragungskennlinien

Eine Übertragungskennlinie zeigt grafisch die Abhängigkeit einer Ausgangsgröße von einer Eingangsgröße.

Da sich I_C und I_E nur um den kleinen Strom I_B unterscheiden, ist die Übertragungskennlinie $I_C = f(I_E)$ (Stromsteuerkennlinie) eine unter ca. 45° vom Ursprung ausgehende Gerade.

Abbildung 9-14
Stromsteuerkennlinie
in Basisschaltung



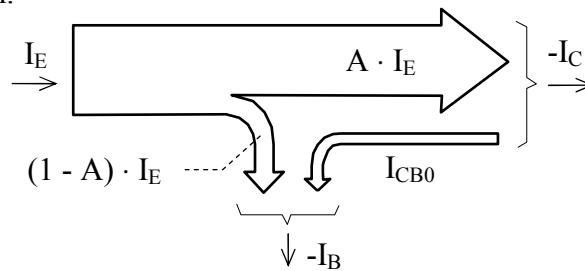
Der Kollektorstrom lässt sich auch als Funktion der Emitter-Basis-Spannung darstellen ($I_C = f(U_{EB})$; Spannungssteuerkennlinie). Da I_C und I_E annähernd gleich sind, ähnelt diese Übertragungskennlinie der Eingangskennlinie in Basisschaltung.

Der bipolare Transistor

9.4.1.5 Stromverstärkung

In der Basisschaltung ist der Emitterstrom der Eingangsstrom des Transistors, der Kollektorstrom der Ausgangsstrom.

Abbildung 9-15
Stromaufteilungsschema
für die Basisschaltung



Der Emitterstrom teilt sich auf

- in einen größeren Anteil $A \cdot I_E$ in Richtung Kollektor (Hauptstrom) und
- einen kleineren Anteil $(1-A) \cdot I_E$ in Richtung Basis (Neben- und Rekombinationsstrom)

Zusätzlich zu diesen Strömen fließt noch der Kollektor-Basis-Sperrstrom I_{CB0} .

Das Verhältnis des steuerbaren Anteils des Ausgangsstromes zum steuerbaren Anteil des Eingangsstromes stellt die Stromverstärkung des Transistors dar.

Die Stromverstärkung A (=Alpha) des Transistors in Basisschaltung beträgt somit:

$$\text{Stromverstärkung } A = \frac{\text{steuerbarer Anteil von } -I_C}{\text{steuerbarer Anteil von } I_E}$$

$$A = \frac{-I_C + I_{CB0}}{I_E}$$

Mit $I_{CB0} \ll I_C$ ergibt sich näherungsweise

$$A \approx \frac{-I_C}{I_E} \approx 1$$

Reale Werte der Stromverstärkung A liegen im Bereich $0,95 \leq A \leq 0,999$

Die Stromverstärkung A ist weitgehend unabhängig von der Größe von Emitter- und Kollektorstrom, d.h. die Stromverstärkung A eines Transistors ist konstant.

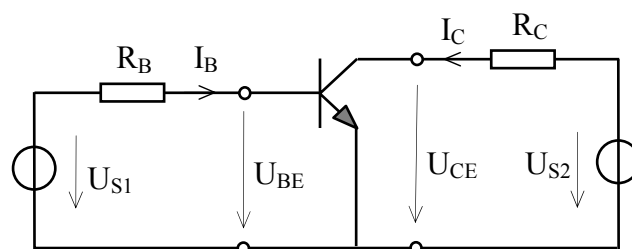
Für kleine Änderungen von Emitter- und Kollektorstrom verwendet man die

Wechselstromverstärkung $\alpha = -\frac{di_C}{di_E}$. Für die meisten Anwendungen gilt $\alpha \approx A$.

9.4.2 Emitterschaltung

9.4.2.1 Prinzipschaltung

Abbildung 9-16
Transistor in Emitterschaltung



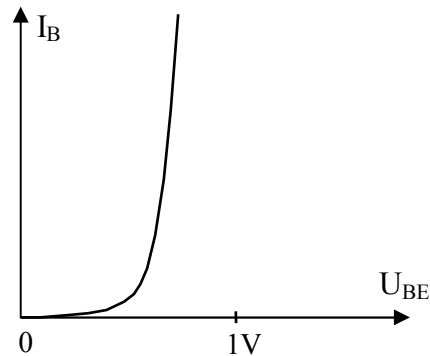
Bei der Emitterschaltung wird der Transistor an der Basis gesteuert (Eingangsstrom I_B), das Ausgangssignal wird am Kollektor abgegriffen (Ausgangsstrom I_C).

Der bipolare Transistor

9.4.2.2 Eingangskennlinie

Die Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$ ist die Kennlinie der Basis-Emitter-Diode.

Abbildung 9-17
Eingangskennlinie
in Emitterschaltung



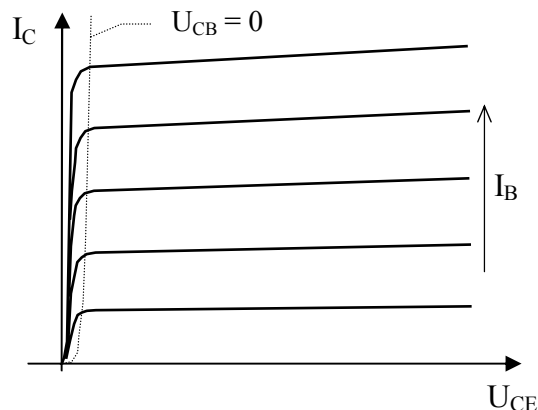
9.4.2.3 Ausgangskennlinie

Die Ausgangskennlinie stellt die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} z.B. bei konstantem Basisstrom I_B dar

Normalbetrieb ($U_{CE} \geq U_{BE}$)

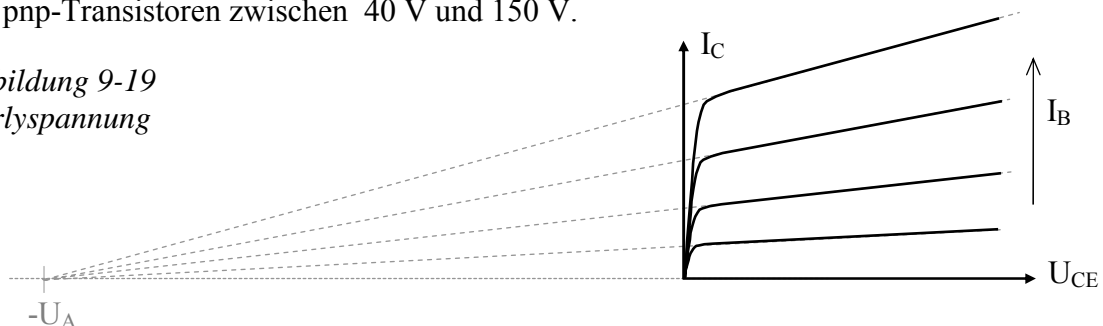
Der Kollektorstrom ist in erster Näherung nur eine Funktion des Basisstromes (bzw. der Basis-Emitter-Spannung). Aus diesem Grunde sind die Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$ annähernd horizontale Linien (annähernd parallel zur U_{CE} -Achse) mit I_B bzw. (selten) U_{BE} als Parameter.

Abbildung 9-18
Ausgangskennlinien
in Emitterschaltung



Bei genauer Betrachtung ist festzustellen, dass die Ausgangskennlinien in Emitterschaltung nicht genau parallel zur Spannungsachse verlaufen. Sie steigen vielmehr wegen des „Earlyeffekts“ (siehe Abschnitt 9.2.3) mit zunehmender Kollektor-Emitter-Spannung leicht an. Die Steigung ist so, als gingen alle Ausgangskennlinien von einem gemeinsamen Punkt auf der Spannungsachse aus. Der Spannungswert dieses gemeinsamen Schnittpunktes ist die Earlyspannung U_A . Die Earlyspannung liegt bei npn-Transistoren zwischen 80 V und 200 V, bei pnp-Transistoren zwischen 40 V und 150 V.

Abbildung 9-19
Earlyspannung



Ist die Earlyspannung eines Transistors bekannt, so lässt sich die Steigung der einzelnen Ausgangskennlinien abschätzen; umgekehrt lässt sich die Earlyspannung aus der Steigung der einzelnen Ausgangskennlinien ermitteln.

Der bipolare Transistor

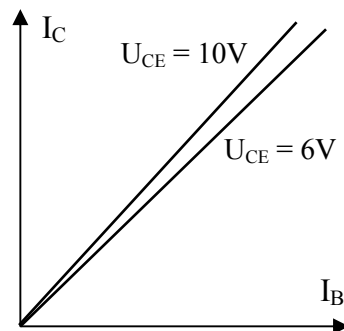
Sättigungsbetrieb ($U_{CE} < U_{BE}$)

Die Kollektor-Emitter-Spannung ist die Summe aus Kollektor-Basis- und Basis-Emitter-Spannung. Sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung unter die Basis-Emitter-Spannung, so wird der Kollektor-Basis-Übergang in Flusspolung statt in Sperrpolung betrieben ($U_{CB} < 0$). Dann können die Minoritätsträger aus der Basis nicht mehr vollständig abgesaugt werden und der Kollektorstrom sinkt steil ab. Der Transistor arbeitet in der Sättigung. In der Abbildung 9-18 ist die Grenze $U_{CB} = 0$ zwischen Sättigungsbereich und normal aktivem Bereich ($U_{CB} > 0$) eingezeichnet.

9.4.2.4 Übertragungskennlinien

Die Übertragungskennlinie $I_C = f(I_B)$ (Stromsteuerkennlinie) ist näherungsweise eine vom Ursprung ausgehende Gerade

Abbildung 9-20
Übertragungskennlinien
in Emitterschaltung

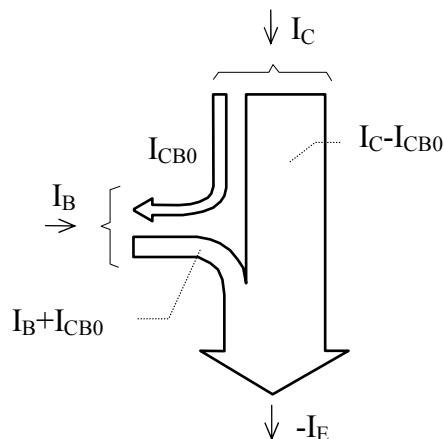


Der Kollektorstrom lässt sich auch als Funktion der Basis-Emitter-Spannung darstellen ($I_C = f(U_{BE})$; Spannungssteuerkennlinie). Da I_C und $-I_E$ annähernd gleich sind, entspricht der Verlauf dieser Übertragungskennlinie ungefähr dem der Eingangskennlinie in Basisschaltung.

Wegen der bestehenden Abhängigkeit sollte bei den Übertragungskennlinien jeweils angegeben werden, für welche Kollektor-Emitter-Spannung sie gelten.

9.4.2.5 Stromverstärkung B

Abbildung 9-21
Stromaufteilungsschema
für die Emitterschaltung



Das Verhältnis der steuerbaren Anteile von Kollektorstrom und Basisstrom wird als Stromverstärkung B (= Beta) des Transistors in Emitterschaltung bezeichnet.

$$\text{Stromverstärkung } B = \frac{\text{steuerbarer Anteil von } I_C}{\text{steuerbarer Anteil von } I_B}$$

$$B = \frac{I_C - I_{CB0}}{I_B + I_{CB0}}$$

Der bipolare Transistor

Meist sind I_B und I_C sehr viel größer als I_{CB0} .

Dann gilt für die Stromverstärkung in Emitterschaltung näherungsweise:

$$B \approx \frac{I_C}{I_B}$$

Werte der Stromverstärkung B liegen im Bereich

$$(20) \dots 100 \leq B \leq 200 \dots (1000)$$

Die Stromverstärkung B besitzt eine gewisse Abhängigkeit von der Größe des Kollektorstromes. Sie steigt zunächst mit I_C , bleibt dann über ein bis zwei Größenordnungen von I_C annähernd konstant und sinkt bei noch höheren Stromwerten wieder ab (siehe z.B. Kennlinie $B = f(I_C)$ in Aufgabe 12-1).

Die Stromverstärkung B hat einen positiven Temperaturkoeffizienten von ca. 0,66 %/K.

Für kleine Änderungen von Basis- und Kollektorstrom verwendet man die

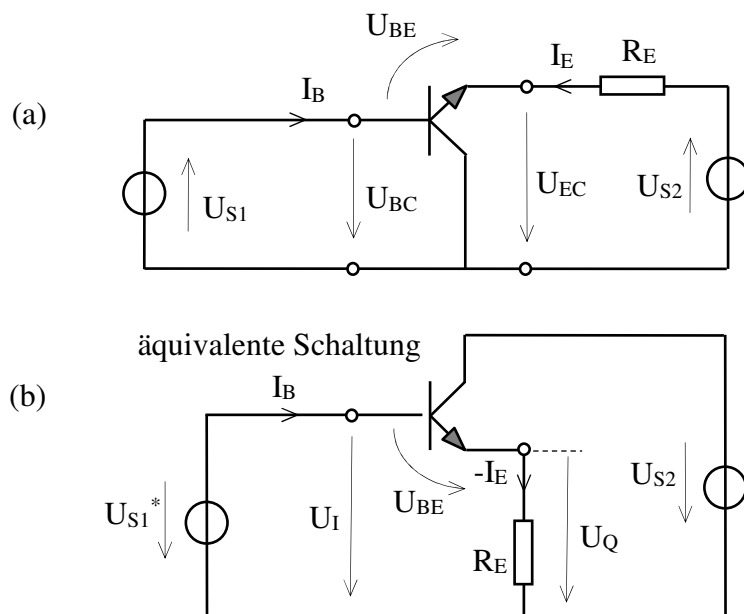
Wechselstromverstärkung $\beta = \frac{di_C}{di_B}$. Für die meisten Anwendungen gilt $\beta \approx B$.

Im englischsprachigen Raum wird die Gleichstromverstärkung nicht mit B sondern meist mit H_{FE} und die Wechselstromverstärkung nicht mit β sondern mit h_{fe} bezeichnet. Leider werden die Regeln für Groß- und Kleinschreibung hier sehr unterschiedlich gehandhabt (z.B. H_{fe} oder h_{FE}). (Zu den sog. h-Parametern siehe Anhang B, Abschnitte B.2.1 und B.2.3).

9.4.3 Kollektorschaltung

9.4.3.1 Prinzipschaltung

Abbildung 9-22
Transistor in
Kollektorschaltung



Wie bei der Emitterschaltung wird an der Basis gesteuert (Eingangsstrom I_B). Das Ausgangssignal wird jedoch nicht am Kollektor sondern am Emitter abgegriffen (Ausgangsstrom I_E).

Der bipolare Transistor

9.4.3.2 Kennlinien

Für die Kollektorschaltung werden die Kennlinien des Transistors in Emitterschaltung verwendet.

9.4.3.3 Strom- und Spannungsverstärkung

Für die Kollektorschaltung des Transistors ist keine eigene Stromverstärkung definiert.

Mit $-I_E = I_C + I_B \approx B \cdot I_B + I_B = (B+1) \cdot I_B$ ergibt sich eine **Stromverstärkung** von $(B+1)$.

Die Ausgangsspannung des Transistors in Kollektorschaltung (siehe Abbildung 9-22a) beträgt:

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$$

Da Ein- und Ausgangssignale meist auf Masse und nicht auf das Versorgungspotenzial bezogen werden (siehe Abbildung 9-22b), gilt:

$$U_{CE} = U_{S2} - U_Q$$

$$U_{CB} = U_{S2} - U_I$$

Daraus ergibt sich:

$$U_Q = U_I - U_{BE}$$

Da sich die Basis-Emitterspannung des leitenden Transistors (Durchlassspannung der BE-Diode) nicht oder nur in engen Grenzen ändert, folgt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung etwa im Verhältnis 1:1. Die **Spannungsverstärkung** der Kollektorschaltung beträgt daher

$$A_U \approx 1$$

9.4.4 Umrechnung der Stromverstärkungen

Mit
$$A \approx \frac{I_C}{-I_E} = \frac{I_C}{I_C + I_B}$$

und
$$B \approx \frac{I_C}{I_B}$$

ergeben sich zwischen den Stromverstärkungen in Basis- und Emitterschaltung folgende Umrechnungsgleichungen:

$$A \approx \frac{B}{1+B}$$

und

$$B \approx \frac{A}{1-A}$$

9.5 Darlington- oder Super-Beta-Schaltung

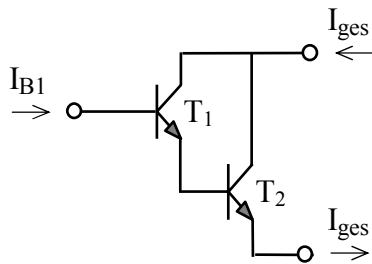
Die Stromverstärkung eines Transistors in Emittter- oder Kollektorschaltung lässt sich weiter vergrößern mit der sog. Darlington-Schaltung (auch Super-Beta-Schaltung genannt).

Bei der Darlington-Schaltung werden zwei Transistoren so hintereinander geschaltet, dass sich ihre Stromverstärkungen multiplizieren.

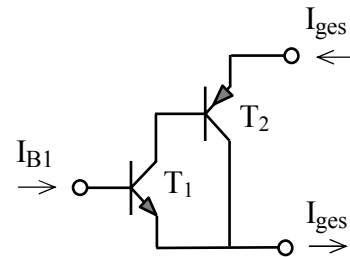
Die Darlington-Schaltung lässt sich mit gleichartigen oder mit komplementären Transistoren aufbauen.

Der bipolare Transistor

Abbildung 9-23: Darlington-Schaltung
mit gleichartigen Transistoren



mit komplementären Transistoren



Berechnung der Gesamt-Stromverstärkung:

$$B_{\text{ges}} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} = B_1 + \frac{I_{C2}}{I_{B1}}$$

Mit $I_{C2} = B_2 \cdot I_{B2} = B_2 \cdot (B_1 + 1) \cdot I_{B1}$

wird $B_{\text{ges}} = B_1 + B_2 + B_1 \cdot B_2$

In beiden Fällen gilt also näherungsweise

und analog für Wechselsignale

$$B_{\text{ges}} = \frac{-I_{E1} - I_{C2}}{I_{B1}} = B_1 + 1 - \frac{I_{C2}}{I_{B1}}$$

Mit $I_{C2} = B_2 \cdot I_{B2} = -B_2 \cdot I_{C1} = -B_2 \cdot B_1 \cdot I_{B1}$

Wird $B_{\text{ges}} = B_1 + 1 + B_1 \cdot B_2$

$$B_{\text{ges}} \approx B_1 \cdot B_2$$

$$\beta_{\text{ges}} \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

9.6 Daten von Transistoren

Tabelle 9-1 Ausgewählte Daten verschiedener Transistoren

npn-Typ		BC107 A/B/C	BC 140 6/10/16	2N6621	2N3055	BC517 Darlington
Grenzwerte						
Kollektor-Basis-Sperrspannung	U_{CB0}	50 V	80 V	25 V	100V	40 V
Emitter-Basis-Sperrspannung	U_{EB0}	5 V	7 V	2,5 V	7 V	10 V
Kollektorstrom	I_C	100 mA	1 A	25 mA	15 A	400 mA
Verlustleistung	P_{tot}	300 mW	3,7 W ⁽¹²⁾	200 mW	115 W ⁽¹³⁾	625 mW
Sperrschichttemperatur	ϑ_j	175 °C	175 °C	150 °C	200 °C	150 °C
Typische Kennwerte						
Stromverstärkung	B	170 / 290 / 500	63 / 100 / 160	> 25	20 - 60	> 30 000
Transitfrequenz ⁽¹⁴⁾	f_T	150 MHz	50 MHz	1,9 GHz	1 MHz	220 MHz
Reststrom (25 °C)	I_{CES}	< 15 nA	< 100 nA	< 50 nA		<100 nA
Wärmewiderstand (Sperrschicht-Umgebung)	R_{th}	500 K/W	200 K/W	400 K/W	1,5 K/W ⁽¹⁵⁾	200 K/W

⁽¹²⁾ Mit Kühlkörper

⁽¹³⁾ Mit Kühlung auf Gehäusetemperatur $\vartheta_G \leq 25^\circ\text{C}$

⁽¹⁴⁾ Frequenz bei der die Stromverstärkung $\beta = 1$ wird.

⁽¹⁵⁾ Innerer Wärmewiderstand $R_{\text{th/J-G}}$

9.7 Übungsaufgaben zu Aufbau und Funktionsweise des bipolaren Transistors

Aufgabe 9-1: Transistorphysik

- (a) Warum muss die Dotierung des Emitters sehr viel höher sein als die Dotierung der Basis ?
- (b) Warum soll die Dicke der Basisschicht möglichst gering sein ?
- (c) Warum wählt man die Dotierung des Kollektors deutlich geringer als die des Emitters ?
- (d) Was versteht man unter dem Transistoreffekt ?
- (e) Was versteht man unter dem Diffusionsdreieck ?
- (f) Wie groß ist die Minoritätsträgerdichte am emitterseitigen und am kollektorseitigen Ende der Basiszone ?
(Silizium-npn-Transistor;
Basisdotierung: $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3} + N_A = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ (Basis in Kollektorzone eindiffundiert)
 $n_i = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$; $U_T = 26 \text{ mV}$; $U_{BE} = 0,52 \text{ V}$; $U_{CE} = 10 \text{ V}$)
- (g) Wodurch entsteht der Kollektor-Basis-Reststrom I_{CB0} ?

Aufgabe 9-2: Transistoreigenschaften

- (a) Erkläre den Earlyeffekt. Wie wirkt er sich in den Transistorkennlinien aus ?
- (b) Wie unterscheiden sich die Transistor-Ausgangskennlinien für Emitter- und Basisschaltung ?
- (c) Ein Transistor hat folgende Dotierungen:
 - Kollektor: $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$
 - Basis: $N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3} + N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ (Basis in Kollektorzone eindiffundiert)
 - Emitter: $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3} + N_D = 2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ (Emitter in Basiszone eindiffundiert)In Emitterschaltung hat er die Daten: $B = 100$; $U_{CEmax} = 300 \text{ V}$.
Schätzen Sie die Daten B^* und U_{CEmax}^* für inversen Betrieb (Kollektor und Emitter vertauscht). Begründung angeben.
- (d) Warum sinkt die Stromverstärkung des Transistors bei Sättigung ?
- (e) Wie groß ist I_C bei Emitterschaltung für $I_B = 0$ (I_{CB0} nicht vernachlässigen) ?
- (f) Was versteht man unter der (in den Datenblättern angegebenen) Transitfrequenz?

10 Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

10.1 Einstellung des Arbeitspunktes

Der bipolare Transistor kann eingesetzt werden zur Steuerung von Gleichströmen bzw. Gleichspannungen (Beispiel: Konstantstromquelle). In diesen Fällen müssen die gewünschten Gleichströme und Gleichspannungen durch Aufbau und Dimensionierung einer geeigneten Transistorschaltung eingestellt werden.

Ein anderer wichtiger Anwendungsfall des Transistors ist der Einsatz in einem Wechselspannungsverstärker. Dieser wird im Abschnitt 11 eingehend behandelt.

Beim Einsatz im Wechselspannungsverstärker muss berücksichtigt werden, dass die Eingangs- und Ausgangsströme des Transistors immer nur in einer Richtung fließen können (z.B. $i_B \geq 0$ bzw. $i_C \geq 0$ beim npn-Transistor). Ein Strom in die entgegengesetzte Richtung ist nicht möglich. Aus diesem Grunde kann ein Wechselstrombetrieb ausgehend vom Ruhestrom $I_B = 0$ bzw. $I_C = 0$ nicht stattfinden. Ähnliches gilt für die Basis-Emitter- und die Kollektor-Emitter-Spannung. Auch hier ist ein Verstärkerbetrieb mit negativen Werten (npn-Transistor) ausgeschlossen.

Für einen Einsatz als Wechselspannungsverstärker muss der Transistor daher mit einem hinreichend großen Vorstrom (Ruhestrom / Gleichstrom) und mit einer ausreichend großen Kollektor-Emitter-Spannung betrieben werden, so dass eine Wechsellaststeuerung ohne Begrenzung durch die Werte $i_B = 0$, $i_C = 0$, $u_{BE} = 0$ und $u_{CE} = 0$ möglich wird.

Die gleichstrommäßig eingestellten Werte der Ströme I_C , I_B , I_E und der Spannungen U_{CE} , U_{BE} und U_{CB} stellen den **Arbeitspunkt** des Transistors dar.

Zwischen den sechs Größen des Arbeitspunktes gelten folgende feste Beziehungen:

$$I_B = f(U_{BE})$$

$$I_C + I_B + I_E = 0$$

$$I_C \approx \beta \cdot I_B$$

$$U_{CE} = U_{BE} + U_{CB}$$

Von den sechs Größen können zwei frei gewählt werden, die restlichen vier sind dann automatisch festgelegt. Sehr häufig werden für eine Anwendung die Ausgangsgrößen I_C und U_{CE} vorgegeben (frei gewählt).

Die Steuerung des Transistors zur Einstellung des vorgegebenen Kollektorstromes I_C erfolgt z.B. durch

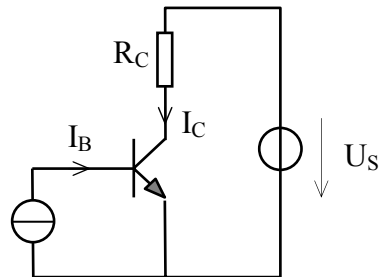
- Einprägung des Basisstromes I_B (hochohmige AP-Einstellung) oder
- Einprägung der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} (niederohmige AP-Einstellung)

In der Praxis werden diese Einprägungen nur annähernd erreicht. Die steuernde Quelle liegt in der Regel zwischen einer idealen Strom- und einer idealen Spannungsquelle.

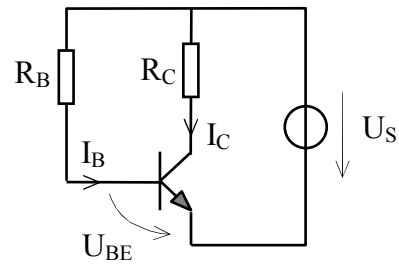
10.1.1 Einprägung des Basisstromes

Abbildung 10-1 Einprägung des Basisstromes

(a) Prinzip-Schaltung



(b) Technische Realisierung



Um einen bestimmten Basisstrom I_B einzustellen, muss der Widerstand R_B in Abbildung 10-1 (b) folgende Größe besitzen:

$$R_B = \frac{U_S - U_{BE}}{I_B}$$

Der Kollektorstrom ergibt sich dann zu:

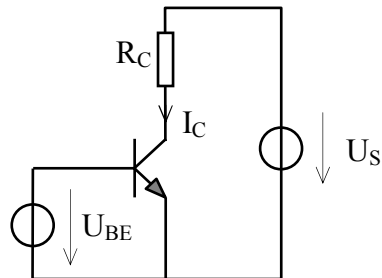
$$I_C \approx I_B \cdot B = \frac{U_S - U_{BE}}{R_B} \cdot B$$

Trotz Einprägung des Basisstromes ist die Stabilität des Arbeitspunktes unzureichend. Der Kollektorstrom ist hier stark abhängig von der Stromverstärkung B des Transistors.

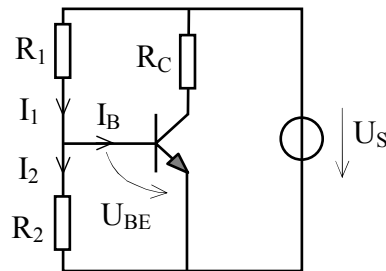
10.1.2 Einprägung der Basis-Emitter-Spannung

Abbildung 10-2 Einprägung der Basis-Emitter-Spannung

(a) Prinzip-Schaltung



(b) Technische Näherungslösung



Bei der Schaltung nach Abbildung 10-2(b) ergibt sich eine Basis-Emitter-Spannung U_{BE} von:

$$U_{BE} = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Die Basis-Emitter-Spannung wird umso stärker eingepreßt (und damit unabhängig vom Basisstrom I_B), je niederohmiger der Spannungsteiler aus R_1 und R_2 (bei gleichem Teilungsverhältnis) ist.

Damit ergibt sich folgende Dimensionierung:

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE}}{I_1} = \frac{U_S - U_{BE}}{I_2 + I_B}$$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_2}$$

Der Kollektorstrom ergibt sich dann aus der Spannungssteuerkennlinie $I_C = f(U_{BE})$

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Bei Einprägung der Basis-Emitter-Spannung ist die Stabilität des Arbeitspunktes gering. Der Kollektorstrom ist hier stark abhängig von der temperaturabhängigen und Exemplarstreuungen unterliegenden Basis-Emitterspannung des Transistors.

10.1.3 Einstellung der Kollektor-Emitter-Spannung

Die Kollektor-Emitterspannung wird bei den Schaltungen nach Abbildung 10-1 und Abbildung 10-2 eingestellt mit dem Widerstand R_C

$$R_C = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C}$$

10.2 Stabilisierung des Arbeitspunktes

10.2.1 Anforderungen an die Stabilität des Arbeitspunktes

- Der Arbeitspunkt soll bei variablen Umgebungsbedingungen unverändert bleiben.
- Der Arbeitspunkt soll sich nicht zeitabhängig ändern.
- Der Arbeitspunkt soll bei gleichen Schaltungen (Serienfertigung) jeweils gleich sein.
- Der Arbeitspunkt soll beim Austausch von Bauteilen (Reparatur) gleich bleiben.

10.2.2 Ursachen für Arbeitspunkt-Verschiebungen

Verschiedene Störeinflüsse können zu Verschiebungen oder Abweichungen des Arbeitspunktes führen. Solche Einflüsse sind z.B. Temperaturänderungen, Drift, Bauteiltoleranzen, Exemplarstreuungen.

10.2.2.1 Temperaturabhängigkeit des Kollektor-Basis-Reststromes I_{CB0} (ΔI_{CB0} -Effekt)

Der Kollektor-Basis-Sperrstrom I_{CB0} hat Einfluss auf die Größe des Kollektorstromes entsprechend der Gleichung:

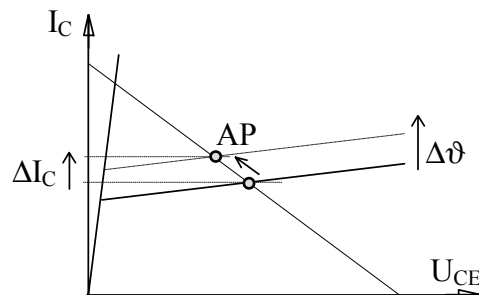
$$I_C = B \cdot I_B + (B + 1) \cdot I_{CB0} \quad (\text{siehe Abschnitt 9.4.2.5})$$

Der Kollektor-Basis-Reststrom steigt exponentiell mit der Temperatur. Näherungsweise kann

von einer Verdoppelung pro 10K ausgegangen werden $I_{CB0_{\vartheta 2}} = I_{CB0_{\vartheta 1}} \cdot 2^{\frac{\Delta \vartheta}{10K}}$.

Im Ausgangskennlinienfeld verschieben sich daher die Kennlinien mit steigender Temperatur.

Abbildung 10-3 I_{CB0} -Effekt



Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

10.2.2.2 Die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} (ΔU_{BE} -Effekt)

Die Basis-Emitter-Spannung sinkt bei steigender Temperatur.

Bei Silizium-npn-Transistoren kann näherungsweise ein Temperaturdurchgriff von

$$D_{\vartheta_{U_{BE}}} = \frac{\delta U_{BE}}{\delta \vartheta} \approx -2 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \quad \text{angenommen werden.}$$

Es ergibt sich eine Verschiebung der Eingangskennlinie.

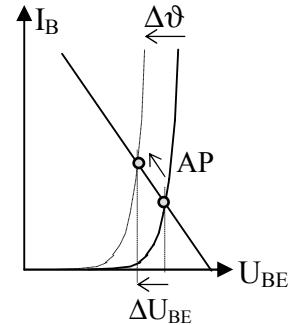


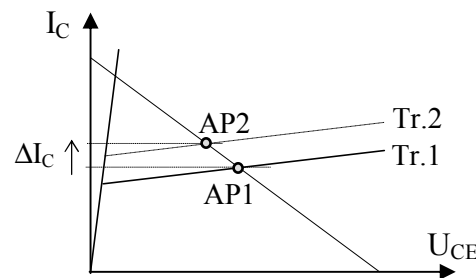
Abbildung 10-4 ΔU_{BE} -Effekt

10.2.2.3 Streuung und Änderung der Stromverstärkung B (ΔB -Effekt)

Herstellungstoleranzen führen zur Streuung des B-Faktors bei der Serienfertigung von Transistoren. Für die Streuungen der Stromverstärkung bei einem Transistortyp gilt etwa:

$$\frac{B_{\max}}{B_{\min}} \approx 1,8 \dots 2,6$$

Abbildung 10-5 ΔB -Effekt auf Grund von Exemplarstreuung



Temperaturänderungen und Alterung führen zu Änderungen der Stromverstärkung eines Transistors. Die Temperaturabhängigkeit der Stromverstärkung beträgt etwa 1% / K.

Unterschiedliche B-Werte führen z.B. zu Unterschieden im Ausgangskennlinienfeld.

10.2.2.4 Die Schwankung der Versorgungsspannung U_S (ΔU_S -Effekt)

Schwankungen der Versorgungsspannung müssen bei einfachen Netzteilen und Batteriebetrieb berücksichtigt werden.

10.2.2.5 Widerstandstoleranzen (ΔR -Effekt)

Arbeitspunkt-Verschiebungen können auch aufgrund von Widerstandstoleranzen auftreten.

10.2.3 Gegenkopplungsmaßnahmen zur Arbeitspunkt-Stabilisierung

Ziel der Stabilisierungsmaßnahmen ist das Konstanthalten der Ausgangsgrößen $I_{C/AP}$ und $U_{CE/AP}$ trotz Schwankungen der verschiedenen Einflussgrößen.

Da I_C und U_{CE} in einer gegebenen Schaltungen meist eindeutig voneinander abhängen, genügt es in der Regel, Maßnahmen zur Stabilisierung einer der beiden Größen vorzusehen.

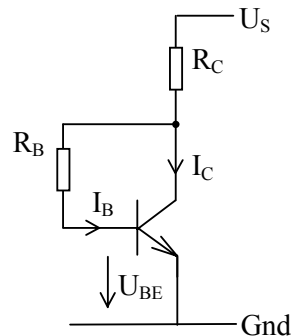
Im folgenden werden Stabilisierungsmaßnahmen für den Kollektorstrom I_C betrachtet.

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Zur Stabilisierung werden in allen Fällen Gegenkopplungsmaßnahmen eingesetzt.

10.2.3.1 Basisstrom-Einprägung mit Spannungsgegenkopplung (Parallelgegenkopplung)

Abbildung 10-6
Basisstrom-Einprägung
mit Spannungsgegenkopplung



Die Schaltung lässt sich mit folgenden Gleichungen dimensionieren:

$$R_B = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} \quad R_C = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C + I_B}$$

Bei gegebener Dimensionierung der Schaltung lässt sich der Kollektorstrom wie folgt berechnen:

$$I_C = B \cdot I_B + (B + 1) \cdot I_{CB0}$$

$$U_{CE} - U_{BE} - I_B \cdot R_B = 0$$

$$U_S - U_{CE} - (I_C + I_B) \cdot R_C = 0$$

Daraus ergibt sich:

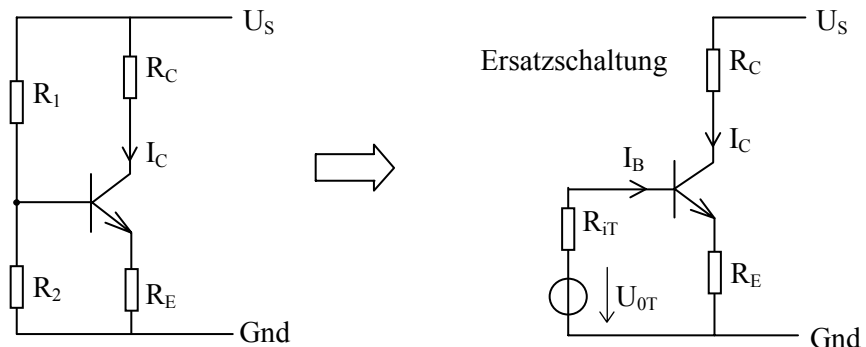
$$I_C = \frac{(U_S - U_{BE}) \cdot B + (B + 1) \cdot (R_B + R_C) \cdot I_{CB0}}{R_B + (B + 1) \cdot R_C}$$

und mit $B + 1 \approx B$

$$I_C \approx \frac{U_S - U_{BE} + (R_B + R_C) \cdot I_{CB0}}{R_B + B \cdot R_C} \cdot B$$

10.2.3.2 Einprägung des Basispotenzials mit Strom-Gegenkopplung (Reihengegenkopplung) (Emitterstromeinprägung)

Abbildung 10-7 Basisspannungsteiler mit Strom-Gegenkopplung



Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Die Schaltung lässt sich mit folgenden Gleichungen dimensionieren:

$$R_E = \frac{U_{R_E}}{-I_E} \approx \frac{U_{R_E}}{I_C} \quad R_C = \frac{U_S - U_{CE} - U_{R_E}}{I_C}$$
$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE} - U_{R_E}}{I_{R_2} + I_B} \quad R_2 = \frac{U_{BE} + U_{R_E}}{I_{R_2}}$$

Empfehlung: Wähle $U_{R_E} \approx 2V$ und $I_{R_2} = (3 \dots 10) \cdot I_B$

(Sofern speziellere Anforderungen gegeben sind, siehe Abschnitt 10.2.6).

Zur Berechnung des Kollektorstromes einer bereits dimensionierten Schaltung wandelt man zunächst den Eingangskreis in eine Ersatzspannungsquelle um:

$$U_{0T} = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad R_{iT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Anschließend kann man dann den Kollektorstrom wie folgt berechnen:

$$I_C = B \cdot I_B + (B+1) \cdot I_{CB0}$$
$$U_{0T} - I_B \cdot R_{iT} - U_{BE} - (I_B + I_C) \cdot R_E = 0$$

Daraus ergibt sich:

$$I_C = \frac{(U_{0T} - U_{BE}) \cdot B + (B+1) \cdot (R_{iT} + R_E) \cdot I_{CB0}}{R_{iT} + (B+1) \cdot R_E}$$

und mit $B+1 \approx B$:

$$I_C \approx \frac{U_{0T} - U_{BE} + (R_{iT} + R_E) \cdot I_{CB0}}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot B$$

10.2.4 Verfahren zur Berechnung von Abweichungen des Arbeitspunktes

Der Kollektorstrom I_C ist abhängig von verschiedenen Bauelement-Kennwerten und Schaltungsparametern

$$I_C = f(U_{BE}, I_{CB0}, B, U_S, R_x)$$

Kollektorstrom-Änderungen ΔI_C können durch Änderungen dieser Kennwerte und Parameter verursacht werden:

$$\Delta I_C = f(\Delta U_{BE}, \Delta I_{CB0}, \Delta B, \Delta U_S, \Delta R_x)$$

10.2.4.1 Berechnung des Einflusses einzelner Parameter

Ist die Gleichung $I_C = f(U_{BE}, I_{CB0}, B, U_S, R_x)$ bekannt, so lässt sich der Einfluss einzelner Größen auf die Arbeitspunkt-Stabilität mittels partiellern Differenzial rechnerisch ermitteln.

Für differentiell kleine Änderungen z.B. von U_{BE} gilt

$$dI_C = f(dU_{BE}) = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \cdot dU_{BE}$$

Für hinreichend kleine Änderungen ΔU_{BE} darf näherungsweise angenommen werden

$$\Delta I_C = f(\Delta U_{BE}) \approx \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \cdot \Delta U_{BE}$$

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Analog ergibt sich
$$\Delta I_C = f(\Delta I_{CB0}) \approx \frac{\delta I_C}{\delta I_{CB0}} \cdot \Delta I_{CB0}$$

$$\Delta I_C = f(\Delta B) \approx \frac{\delta I_C}{\delta B} \cdot \Delta B$$

$$\Delta I_C = f(\Delta U_S) \approx \frac{\delta I_C}{\delta U_S} \cdot \Delta U_S$$

Aus der Hauptgleichung $I_C = f(U_{BE}, I_{CB0}, B, U_S, R_x)$ berechnet man hierbei die partiellen Differenziale. Durch Multiplikation mit den zu erwartenden Änderungen der zugehörigen Parameter (ΔU_{BE} , ΔI_{CB0} , ΔB , ΔU_S , ΔR_x usw.) erhält man die resultierende Änderung des Kollektorstromes.

10.2.4.2 Berechnung der Auswirkungen aller Einflussgrößen

Der gemeinsame Einfluss aller Einflüsse $dI_C = f(dU_{BE}, dI_{CB0}, dB, dU_S, dR_x)$ lässt sich berechnen über das totale Differenzial:

$$dI_C = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \cdot dU_{BE} + \frac{\delta I_C}{\delta I_{CB0}} \cdot dI_{CB0} + \frac{\delta I_C}{\delta B} \cdot dB + \frac{\delta I_C}{\delta U_S} \cdot dU_S + \frac{\delta I_C}{\delta R_x} \cdot dR_x$$

Für hinreichend kleine Änderungen kann näherungsweise angenommen werden

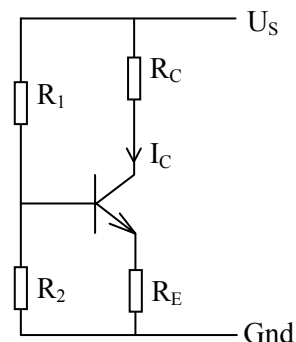
$$\Delta I_C = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \cdot \Delta U_{BE} + \frac{\delta I_C}{\delta I_{CB0}} \cdot \Delta I_{CB0} + \frac{\delta I_C}{\delta B} \cdot \Delta B + \frac{\delta I_C}{\delta U_S} \cdot \Delta U_S + \frac{\delta I_C}{\delta R_x} \cdot \Delta R_x$$

Die Gesamtauswirkung aller Einflussgrößen ergibt sich demnach aus der Summe der Einzeleinflüsse.

10.2.5 Berechnung von Abweichungen des Arbeitspunktes einer gegebenen Schaltung

Mit Hilfe der im Abschnitt 10.2.4 beschriebenen Berechnungsmethode können die Auswirkungen unterschiedlicher Einflussparameter auf die Stabilität des Arbeitspunktes einer vorgegebenen (dimensionierten) Schaltung ermittelt werden. Dies wird am Beispiel der Transistorschaltung mit Basis-Spannungsteiler und Stromgegenkopplung demonstriert.

Abbildung 10-8
Transistorschaltung
mit Basis-Spannungsteiler
und Stromgegenkopplung



Nach Abschnitt 10.2.3.2 gilt die Hauptgleichung:

$$I_C \approx \frac{U_{0T} - U_{BE} + (R_{iT} + R_E) \cdot I_{CB0}}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot B$$

mit $U_{0T} = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ und $R_{iT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

10.2.5.1 Abweichungen des Arbeitspunktes infolge ΔU_{BE} -Effekt

Für den ΔU_{BE} -Effekt gilt:

$$\Delta I_C \approx \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \cdot \Delta U_{BE}$$

Durch Differenzieren der Hauptgleichung erhält man:

$$\Delta I_C \approx \frac{-B}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot \Delta U_{BE}$$

In der Regel ist der Innenwiderstand R_{iT} des Basisspannungsteilers sehr viel kleiner als $B \cdot R_E$ und kann daher vernachlässigt werden:

$$\Delta I_C \approx \frac{-\Delta U_{BE}}{R_E}.$$

Für den ΔU_{BE} -Effekt aufgrund von Temperaturänderungen ergibt sich

$$\Delta U_{BE} = D_{\vartheta_{U_{BE}}} \cdot \Delta \vartheta$$

Damit ergibt sich:

$$\Delta I_C \approx - \frac{D_{\vartheta_{U_{BE}}} \cdot \Delta \vartheta}{R_E} \approx \frac{2mV}{K} \cdot \frac{\Delta \vartheta}{R_E}$$

10.2.5.2 Abweichungen des Arbeitspunktes infolge ΔI_{CB0} -Effekt

Für den ΔI_{CB0} -Effekt gilt:

$$\Delta I_C = f(\Delta I_{CB0}) \approx \frac{\delta I_C}{\delta I_{CB0}} \cdot \Delta I_{CB0}$$

Durch Differenzieren der Hauptgleichung erhält man:

$$\Delta I_C \approx \frac{(R_{iT} + R_E) \cdot B}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot \Delta I_{CB0}$$

Mit $R_{iT} \ll B \cdot R_E$ ergibt sich

$$\Delta I_C \approx \frac{R_{iT} + R_E}{R_E} \cdot \Delta I_{CB0}$$

10.2.5.3 Abweichungen des Arbeitspunktes infolge ΔB -Effekt

Für den ΔB -Effekt gilt:

$$\Delta I_C \approx \frac{\delta I_C}{\delta B} \cdot \Delta B = \frac{R_{iT} \cdot [U_{0T} - U_{BE} + (R_{iT} + R_E) \cdot I_{CB0}]}{(R_{iT} + B \cdot R_E)^2} \cdot \Delta B$$

Diese Gleichung lässt sich vereinfachen mittels Division durch die Hauptgleichung für I_C .

Es ergibt sich dann:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{R_{iT}}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot \frac{\Delta B}{B}$$

Mit $R_{iT} \ll B \cdot R_E$ und $\Delta B = B_{(max)} - B_{(min)}$ wird daraus

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \approx \frac{R_{iT}}{R_E} \cdot \frac{B_{(max)} - B_{(min)}}{B^2}$$

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

10.2.5.4 Abweichungen des Arbeitspunktes infolge ΔU_S -Effekt

Setzt man $U_{0T} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_S$ in die Hauptgleichung ein,

so ergibt sich für den ΔU_S -Effekt:

$$\Delta I_C = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{B}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot \Delta U_S$$

Mit $R_{iT} \ll B \cdot R_E$ wird daraus:

$$\Delta I_C \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\Delta U_S}{R_E}$$

10.2.6 Stabilisierung des Arbeitspunktes bei der Schaltungsdimensionierung

Mit Hilfe der im Abschnitt 10.2.4 beschriebenen Berechnungsmethode können die Bauteile einer Transistorschaltung so dimensioniert werden, dass gegebene Anforderungen an die Stabilität des Arbeitspunktes eingehalten werden. Dies soll ebenfalls am Beispiel der Transistorschaltung mit Basisspannungsteiler und Stromgegenkopplung demonstriert werden.

Aus den im Abschnitt 10.2.5 ermittelten Gleichungen für ΔI_C lassen sich Dimensionierungsgleichungen für die einzelnen Widerstände der Transistorschaltung ableiten.

10.2.6.1 Dimensionierung des Emitterwiderstandes

Aus der Gleichung $\Delta I_C \approx \frac{-\Delta U_{BE}}{R_E}$ (siehe Abschnitt 10.2.5.1) lässt sich eine

Dimensionierungsvorschrift für den Emitterwiderstand ableiten.

Darf eine zu erwartende Änderung ΔU_{BE} zu einer maximalen Abweichung ΔI_C führen, so muss der Emitterwiderstand folgende Größe besitzen:

$$R_E \geq \frac{-\Delta U_{BE}}{\Delta I_C}$$

Sollen insbesondere die Auswirkungen von Temperaturänderungen auf die Basis-Emitter-Spannung begrenzt werden, so gilt

$$R_E \geq \frac{-D_{U_{BE}} \cdot \Delta \vartheta}{\Delta I_C} \approx \frac{2\text{mV}}{\text{K}} \cdot \frac{\Delta \vartheta}{\Delta I_C}$$

Die folgende Tabelle 10-1 zeigt die erforderliche Größe der Spannung am Emitterwiderstand R_E , um vorgegebene Forderungen an die Stabilität des Kollektorstromes im Zusammenhang mit der Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung einzuhalten:

Tabelle 10-1 Erforderliche Größe der Spannung am Emitterwiderstand R_E

$\Delta I_C / I_C \backslash \Delta \vartheta$	20 K	40 K	60 K	80 K
< 2,5 %	1,6 V	3,2 V	4,8 V	6,4 V
< 5 %	0,8 V	1,6 V	2,4 V	3,2 V
< 10 %	0,4 V	0,8 V	1,2 V	1,6 V

10.2.6.2 Dimensionierung des Basis-Spannungsteilers

Aus der Berechnung des ΔI_{CB0} -Effektes (siehe Abschnitt 10.2.5.2) ergab sich die Gleichung

$$\Delta I_C \approx \frac{R_{iT} + R_E}{R_E} \cdot \Delta I_{CB0}$$

Hieraus lässt sich folgende Dimensionierungsvorschrift für den Innenwiderstand des Spannungsteilers ableiten:

$$(a) \quad R_{iT} \leq \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} - 1 \right) \cdot R_E$$

Aus der Berechnung des ΔB -Effektes (siehe Abschnitt 10.2.5.3) ergab sich die Gleichung

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \approx \frac{R_{iT}}{R_E} \cdot \frac{B_{(\max)} - B_{(\min)}}{B^2}$$

Daraus ergibt sich eine zweite Dimensionierungsvorschrift für den Innenwiderstand des Spannungsteilers:

$$(b) \quad R_{iT} \leq \frac{B^2}{B_{\max} - B_{\min}} \cdot R_E \cdot \frac{\Delta I_C}{I_C}$$

Damit sowohl die Anforderungen im Hinblick auf den ΔI_{CB0} -Effekt und den ΔB -Effekt erfüllt werden, muss für die folgende Dimensionierung des Spannungsteilers aus R_1 und R_2 der kleinere der aus den Gleichungen (a) und (b) errechneten Werte für R_{iT} gewählt werden. In aller Regel ist dies der Wert aus dem ΔB -Effekt.

Berechnung der Einzelwiderstände:

Mit $\frac{R_1}{R_2} \approx \frac{U_S - U_{R_2}}{U_{R_2}} \quad \Leftarrow \quad$ (Basisstrom wegen $R_{iT} \ll B \cdot R_E$ gegenüber Teilerquerstrom zunächst vernachlässigt)

$$U_{R_2} \approx U_{BE} + I_C \cdot R_E$$

und $R_{iT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

wird

$$R_2 \leq R_{iT} \cdot \frac{U_S}{U_S - U_{R_2}} \approx R_{iT} \cdot \frac{U_S}{U_S - U_{BE} - I_C \cdot R_E}$$

und

$$R_1 = \frac{U_S - U_{R_2}}{\frac{U_{R_2}}{R_2} + I_B}$$

(Vernachlässigung von I_B rückgängig gemacht)

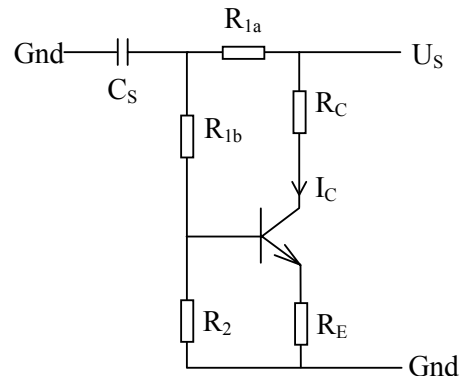
Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

10.2.6.3 Begrenzung von Auswirkungen des ΔU_S -Effekt

Der ΔU_S -Effekt kann nur durch Glättung der Versorgungsspannung verkleinert werden. Es genügt in der Regel eine Glättung der Spannung für den Spannungsteiler.

Abbildung 10-9

Reduzierung des ΔU_S -Effekts



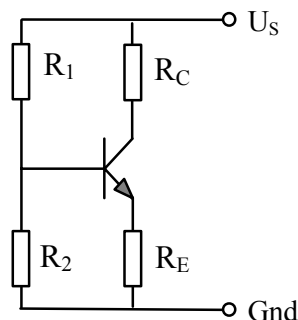
Anstelle des Glättungskondensators C_S kann auch eine Z-Diode verwendet werden.

10.3 Dimensionierung einer Transistorschaltung und grafische Analyse des Arbeitspunktes

Anhand der folgenden Schaltung sollen Dimensionierung und Analyse einer Transistorschaltung demonstriert werden.

Abbildung 10-10

Transistorschaltung
mit Stromgegenkopplung



10.3.1 Dimensionierung der Schaltung

10.3.1.1 Vorgaben:

Verstärker: $U_S = 12 \text{ V}$
 $R_C = 10 \text{ k}\Omega$
 $I_{CAP} = 0,6 \text{ mA}$

Stabilitätsanforderungen für den Arbeitspunkt:
 $\Delta I_C / I_C = f(\Delta U_{BE}) \leq 5 \%$ (ΔU_{BE} -Effekt)
 $\Delta I_C / I_C = f(\Delta B) \leq 5 \%$ (ΔB -Effekt)
(ΔI_{CB0} -Effekt kontrollieren)

Transistor: BC107A

Kennlinien siehe
Abbildung 10-11

$B = 120 \dots 170 \dots 220$

$25^\circ\text{C}: I_{CB0} \leq 15 \text{ nA}$

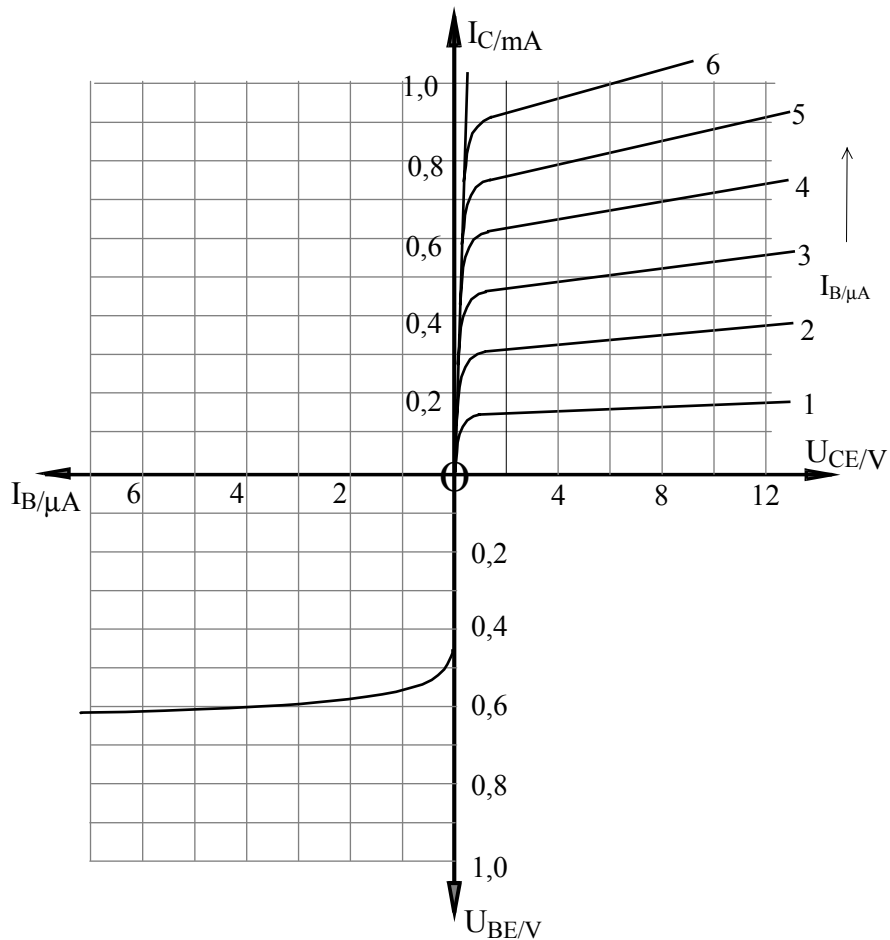
$45^\circ\text{C}: I_{CB0} \leq 50 \text{ nA}$

Einsatztemperatur:

$\vartheta = 5 \dots 25 \dots 45^\circ\text{C}$

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Abbildung 10-11 Kennlinien des Transistors BC107A



10.3.1.2 Arbeitspunkt-Einstellung

(zur Vorgehensweise bei der Dimensionierung siehe Abschnitt 10.2.6)

Berechnung von R_E aus ΔU_{BE} -Effekt:

$$R_E \geq -D_{\vartheta_{U_{BE}}} \cdot \frac{\Delta \vartheta}{\Delta I_C} = -(-2 \cdot 10^{-3} \text{ V/K}) \cdot \frac{40 \text{ K}}{0,05 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 2667 \, \Omega$$

Gewählt: $R_E = 2,7 \text{ k}\Omega$

Berechnung von R_2 aus ΔB -Effekt:

$$\text{Mit } I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{0,6 \text{ mA}}{170} = 3,5 \mu\text{A} \quad \text{und} \quad U_{BE} \approx 0,6 \text{ V} \quad (\text{aus Eingangskennlinie})$$

$$\text{sowie } U_{B0} = U_{RE} + U_{BE} \approx I_C \cdot R_E + U_{BE} = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot 2700 \Omega + 0,6 \text{ V} = 2,22 \text{ V}$$

ergibt sich

$$R_2 \leq \frac{B^2}{B_{\max} - B_{\min}} \cdot R_E \cdot \frac{U_S}{U_S - U_{B0}} \cdot \frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{170^2}{220 - 120} \cdot 2700 \Omega \cdot \frac{12}{12 - 2,22} \cdot 0,05 \approx 47870 \Omega$$

Gewählt: $R_2 = 43 \text{ k}\Omega$

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Berechnung von R_1 :
$$R_1 = \frac{U_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{U_S - U_{B0}}{I_{R_2} + I_B} = \frac{12V - 2,22V}{\frac{2,22V}{43000\Omega} + 3,5 \cdot 10^{-6} A} \approx 178000\Omega$$

Gewählt: $R_1 = 180 \text{ k}\Omega$

Kontrolle des ΔI_{CB0} -Einflusses: (Ungünstigster Fall: $B = B_{\max}$)

I_{CB0} ändert sich bei Temperaturerhöhung von 25°C auf 45°C ($\Delta\vartheta = 20 \text{ K}$) etwa um den Faktor 3,3 (siehe Vorgaben in Abschnitt 10.3.1.1)

Unterstellt man denselben Faktor für die Temperaturabsenkung von 25°C auf 5°C (ebenfalls $\Delta\vartheta = 20 \text{ K}$), so ergibt sich ein $I_{CB0/5^\circ\text{C}} \approx 4 \text{ nA}$.

Damit wird $\Delta I_{CB0} = 46 \text{ nA}$.

$$\Delta I_C \approx \frac{(R_{iT} + R_E) \cdot B}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot \Delta I_{CB0} = \frac{(34708\Omega + 2700\Omega) \cdot 220}{34708\Omega + 220 \cdot 2700\Omega} \cdot 46 \text{ nA} \approx 0,6 \mu\text{A}$$

mit $R_{iT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \approx 34700\Omega$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{0,6 \mu\text{A}}{0,6 \text{ mA}} = 0,1 \%$$

ΔI_{CB0} -Effekt ist vernachlässigbar

10.3.2 Grafische Analyse des Arbeitspunktes

Anhand der in Abschnitt 10.3.1 dimensionierten Schaltung soll nun gezeigt werden, wie bei einer gegebenen Schaltung der Arbeitspunkt ermittelt werden kann.

Da der Transistor ein nichtlineares Bauelement ist, wird eine genaue Analyse des Arbeitspunktes grafisch durchgeführt.

10.3.2.1 Ermittlung des Arbeitspunktes im Eingangskreis

Den Arbeitspunkt im Eingangskreis erhält man durch den Schnittpunkt einer Gleichstrom-Arbeitsgeraden mit der Eingangskennlinie des Transistors. Um dieses Schnittpunkt-Verfahren anwenden zu können muss der den Basisstrom liefernde Eingangskreis zunächst zu einer Ersatzspannungsquelle zusammengefasst werden.

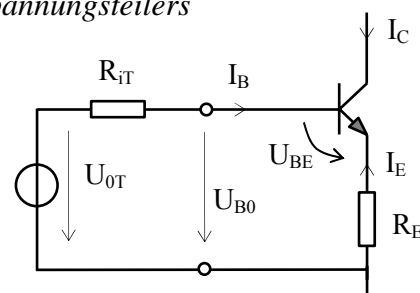
* Zunächst wird der Basisspannungsteiler durch eine Ersatzspannungsquelle ersetzt:

Abbildung 10-12: Ersatzschaltung des Basis-Spannungsteilers

Mit $U_{0T} = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

und $R_{iT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

gilt: $U_{0T} + I_E \cdot R_E - U_{BE} - I_B \cdot R_{iT} = 0$



Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

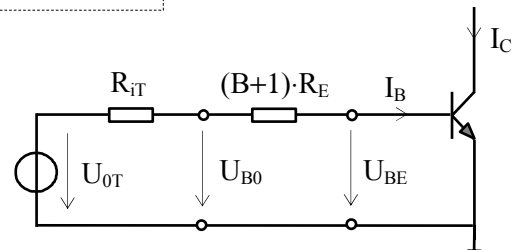
- * Nun wird der Emittterwiderstand zur Basisseite transformiert:

Mit $-I_E = I_C + I_B = (B+1) \cdot I_B$

ergibt sich $U_{0T} - (B+1) \cdot I_B \cdot R_E - U_{BE} - I_B \cdot R_{iT} = 0$

Dem entspricht folgende Schaltung:

Abbildung 10-13:
Transformation des Emittter-
Widerstandes zur Basisseite

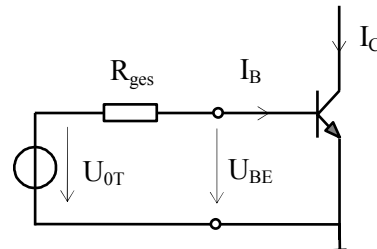


- * Schließlich werden alle Widerstände zusammengefasst:

Mit $R_{iT} + (B+1) \cdot R_E = R_{ges}$

ergibt sich $U_{0T} - I_B \cdot R_{ges} - U_{BE} = 0$

Abbildung 10-14:
Maximal vereinfachtes Ersatzschaltbild
des Gleichstrom-Eingangskreises
(Ersatzspannungsquelle)



Durch Einsetzen erhält man: $U_{0T} = 12V \cdot \frac{43k\Omega}{180k\Omega + 43k\Omega} \approx 2,3V$

$$R_{iT} = \frac{180k\Omega \cdot 43k\Omega}{180k\Omega + 43k\Omega} \approx 34,7k\Omega$$

$$R_{ges} = 34,7 k\Omega + (170+1) \cdot 2,7 k\Omega \approx 496 k\Omega$$

Durch Einzeichnen der entsprechenden Gleichstrom-Arbeitsgeraden in das Eingangs-Kennlinienfeld des Transistors (Abbildung 10-15) erhält man den

Arbeitspunkt:

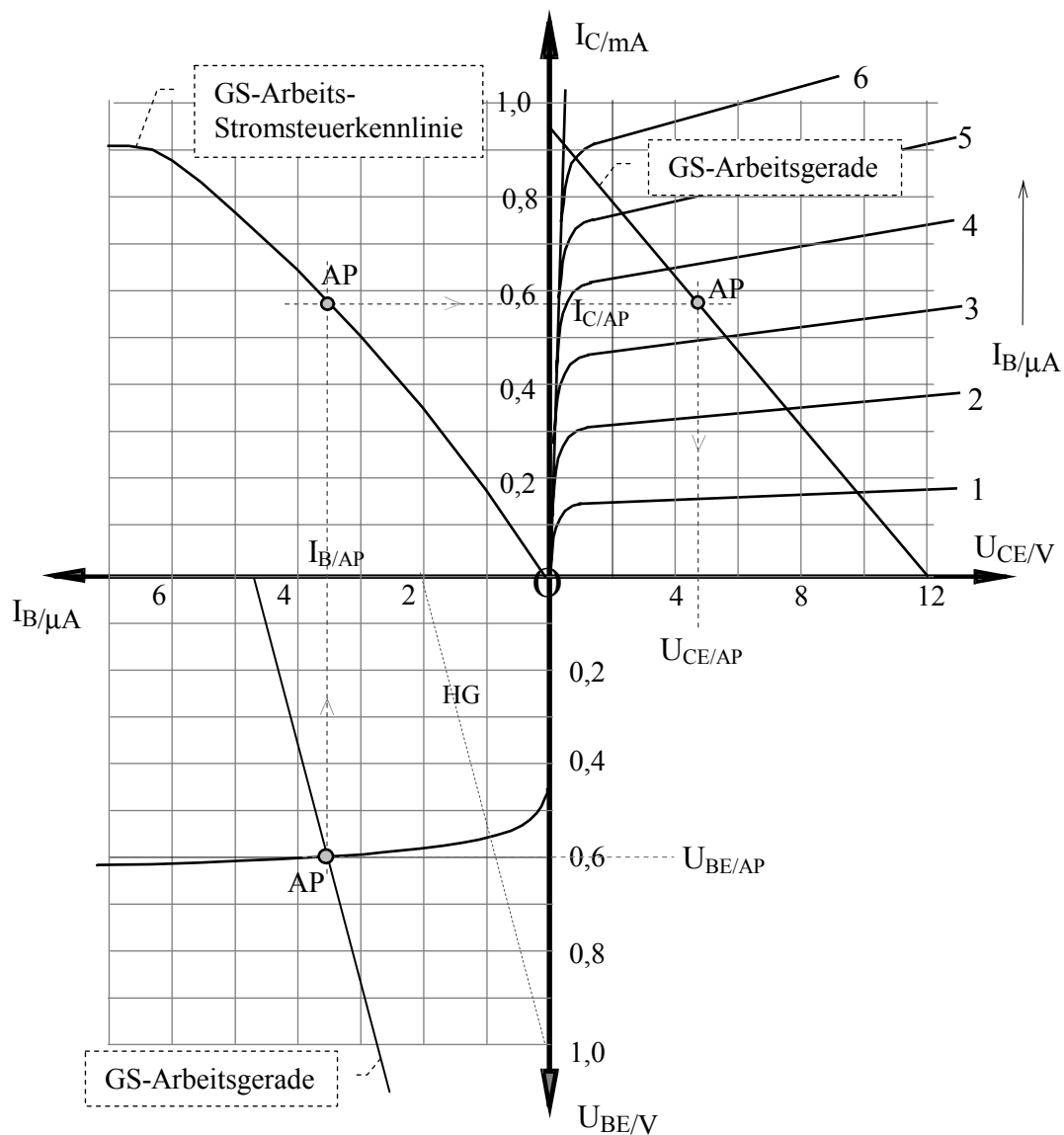
$$I_{B/AP} = 3,6\mu A$$

$$U_{BE/AP} = 0,6V$$

Anmerkung: Zum Zeichnen der Arbeitsgerade zeichnet man zunächst eine Hilfsgerade z.B. durch $U_{0T}' = 1V$ und $I_k' = U_{0T}'/R_{ges} \approx 2 \mu A$.
Durch Parallelverschiebung der Hilfsgerade durch $I_k = U_{0T}/R_{ges} \approx 4,63 \mu A$ erhält man die gesuchte Gleichstrom-Arbeitsgerade (GS-Arbeitsgerade)..

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Abbildung 10-15 Grafische Analyse des Arbeitspunktes



10.3.2.2 Ermittlung des Arbeitspunkts im Ausgangskreis

- * Einzeichnen der Gleichstrom-Arbeitsgeraden ins Ausgangs-Kennlinienfeld mit Leerlaufspannung $U_0 = U_S = 12 \text{ V}$

und Kurzschlussstrom
$$I_k = \frac{U_S}{R_C + R_E} = \frac{12 \text{ V}}{12,7 \text{ k}\Omega} = 0,945 \text{ mA}$$

- * Einzeichnen der GS-Arbeits-Stromsteuerkennlinie (GS-Arbeits-Übertragungskennlinie) im 2. Quadranten (ausgehend von der GS-Arbeitsgeraden im Ausgangs-Kennlinienfeld) (Zur Ermittlung der Arbeits-Übertragungskennlinie siehe Abschnitt A.5.3.2 im Anhang A)
- * Arbeitspunkt von Eingangskennlinie über GS-Arbeits-Stromsteuerkennlinie auf GS-Arbeitsgerade im Ausgangs-Kennlinienfeld übertragen

Arbeitspunkt:

$I_{C/AP} = 0,575 \text{ mA}$ $U_{CE/AP} = 4,6 \text{ V}$

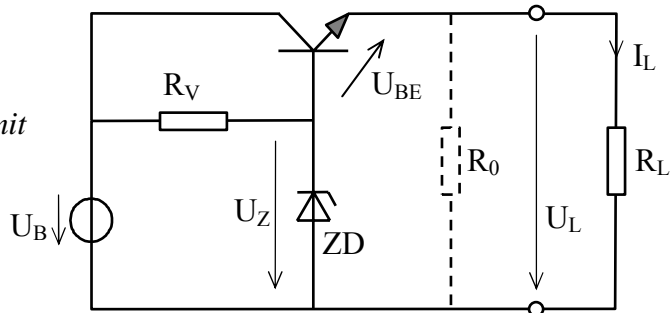
10.4 Beispielschaltungen

10.4.1 Konstantspannungsquelle

Mittels Spannungsstabilisierung mit Z-Diode (siehe Abschnitt 5) und Transistor in Kollektorschaltung lässt sich eine einfache Konstantspannungsquelle herstellen.

Abbildung 10-16

Einfache Konstantspannungsquelle mit bipolarem Transistor



Die Spannung an der Last ist innerhalb gewisser Grenzen fast unabhängig vom Laststrom. Die Spannungsstabilisierung wird durch die Z-Diode erreicht.

$$U_L = U_Z - U_{BE} \approx \text{konstant}$$

Ein kleiner Ruhestrom durch den Transistor über R_0 stellt sicher, dass die Spannung U_{BE} auch bei Laststrom $I_L = 0$ nicht auf Null absinkt, wodurch die Ausgangsspannung ansteigen würde.

Der Transistor erlaubt einen deutlich größeren Laststrom I_L als die einfache Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode.

Dimensionierung und Betrieb der Schaltung sind so zu gestalten, dass bei dem größten zu erwartenden Laststrom $I_{L(\max)}$

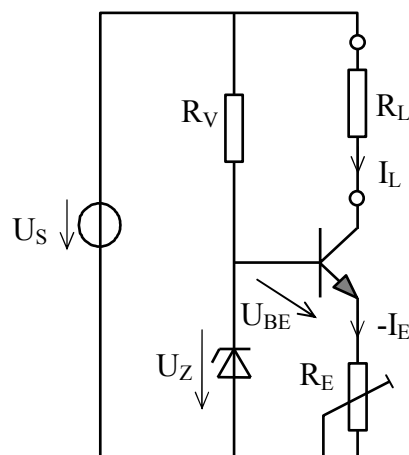
- die Z-Diode noch ausreichend Strom erhält, um stabilisieren zu können ($I_Z \geq I_{Z\min}$), und
- der Transistor nicht mit zu hoher Verlustleistung ($P_{V(\max)} \leq P_{\text{tot}}$) beaufschlagt wird.

10.4.2 Einfache Konstantstromquelle

Mit einem Transistor in Basisschaltung und Einprägung des Emittersstromes lässt sich eine einfache Konstantstromquelle herstellen.

Abbildung 10-17

Einfache Konstantstromquelle mit bipolarem Transistor



Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Am Emittierwiderstand entsteht die annähernd konstante Spannung

$$U_{R_E} = U_Z - U_{BE}$$

und damit der annähernd konstante Strom

$$I_{R_E} = \frac{U_{R_E}}{R_E} = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E}$$

Der Laststrom wird damit

$$I_L = I_C = I_{R_E} \cdot \frac{B}{B+1} = I_{R_E} \cdot A \quad (\text{Basisschaltung des Transistors})$$

Der Strom I_L ist weitestgehend unabhängig von der Größe des Lastwiderstandes R_L . Der Spannungsabfall am Lastwiderstand darf allerdings nicht größer werden als die Spannung an dem Vorwiderstand R_V , sonst gerät der Transistor in die Sättigung (siehe Abschnitt 12.2.5) und kann den konstanten Kollektorstrom nicht mehr abgeben. Der Lastwiderstand darf daher folgende Größe nicht überschreiten:

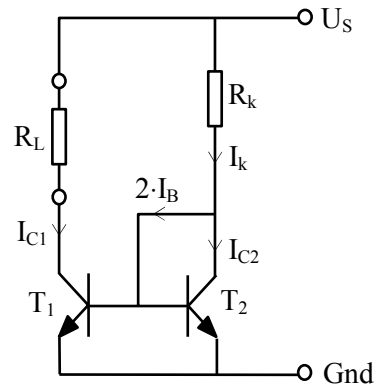
$$R_{L_{\max}} = \frac{U_{R_{V_{\min}}}}{I_L} = \frac{U_{S_{\min}} - U_Z}{I_L}$$

Verwendet man für den Widerstand R_E ein Potentiometer, so lässt sich der Konstantstrom in seiner Größe verändern.

Nachteilig ist bei der gezeigten Schaltung, dass für eine gute Konstanz des eingepprägten Stromes ein relativ großer Teil der Versorgungsspannung für die Stabilisierung benötigt wird und daher nicht für die Last zur Verfügung steht. Dieser Nachteil wird bei dem im folgenden beschriebenen Stromspiegel vermieden.

10.4.3 Einfacher Stromspiegel (Konstantstromquelle)

Abbildung 10-18 Der Stromspiegel



Der Stromspiegel besteht aus zwei paarweise gleichen Transistoren, deren Basis-Emitterstrecken parallel geschaltet sind. Bei einem der beiden Transistoren (T_2) sind Kollektor- und Basisanschluss verbunden; der Transistor arbeitet mit $U_{CB} = 0 \text{ V}$ und $U_{CE} = U_{BE}$ an der Sättigungsgrenze (siehe Abschnitt 12.2.5.1).

Fast die gesamte Versorgungsspannung liegt an dem Widerstand R_k ; diese konstante Spannung bewirkt zusammen mit R_k den konstanten Strom I_k .

Der Strom I_k teilt sich auf in den Kollektorstrom I_{C2} des Transistors T_2 und in den Basisstrom der beiden Transistoren. Am Transistor T_2 stellt sich automatisch die für den Basisstrom I_B bzw. den Kollektorstrom I_{C2} erforderliche Basis-Emitterspannung ein.

Wegen der parallel geschalteten Basis-Emitter-Strecken nimmt der Transistor T_1 den gleichen Basisstrom und damit den gleichen Kollektorstrom auf wie T_2 . Damit prägt T_1 der Last den konstanten Strom I_{C1} ein.

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Es gelten folgende Beziehungen: $I_k = \frac{U_S - U_{BE}}{R_k} \approx \text{konstant}$

$$I_{C2} = I_k - 2 \cdot I_B = I_k - 2 \cdot \frac{I_{C2}}{B}$$

Daraus lässt sich ableiten: $I_{C2} = I_k \cdot \frac{B}{B+2}$

Schließlich erhält man:

$$I_L = I_{C1} \approx I_{C2} = \frac{U_S - U_{BE}}{R_k} \cdot \frac{B}{B+2} \approx \text{konstant}$$

Die relative Abweichung des Laststromes I_L vom eingepprägten Strom I_k beträgt $2/B$.

Voraussetzung dafür, dass sich gleiche Kollektorströme einstellen, sind völlig identische Eigenschaften der beiden Transistoren. Dies setzt neben identischen Daten auch bestmögliche thermische Kopplung der beiden Transistoren voraus. Wegen der u.U. sehr unterschiedlichen Verlustleistungen der beiden Transistoren würden anderenfalls unterschiedliche Kristalltemperaturen und dementsprechend unterschiedliche Transistoreigenschaften auftreten.

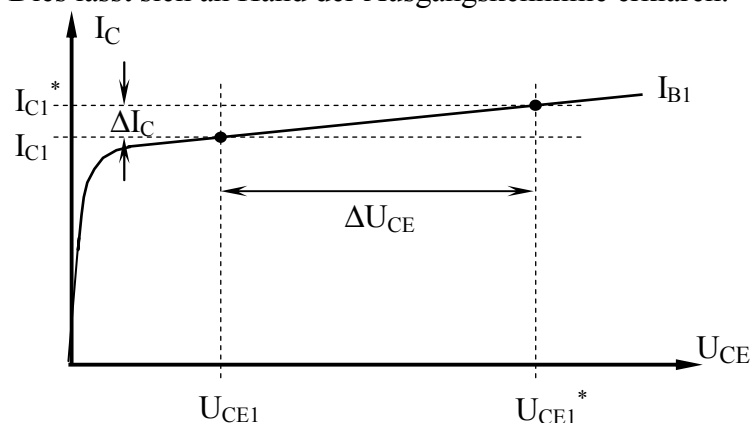
Die erforderlichen identischen Transistordaten und die optimale thermische Kopplung sind am einfachsten innerhalb eines integrierten Schaltkreises realisierbar. Der Stromspiegel kommt daher vorzugsweise in ICs (z.B. in Operationsverstärkern) zur Anwendung.

Der Vorteil des Stromspiegels ist, dass nur ein minimaler Teil der Versorgungsspannung U_S für den als Konstantstromquelle dienenden Transistor T_1 benötigt wird. Für den Lastwiderstand steht fast der gesamte Versorgungsspannungsbereich zur Verfügung [$0V \leq U_{R_L} \leq (U_S - U_{BE})$].

Innenwiderstand des Stromspiegels

Der Kollektorstrom des Transistors T_1 ist trotz des konstanten Basisstromes I_{B1} in geringem Maße von der Spannung U_{CE1} am Transistor T_1 (also von der Größe des Lastwiderstandes) abhängig. Dies bedeutet, dass der Innenwiderstand (= Ausgangswiderstand) R_a der Stromquelle endlich ist (nicht ∞). Dies lässt sich an Hand der Ausgangskennlinie erklären.

Abbildung 10-19
Abhängigkeit des
Kollektorstromes von der
Kollektor-Emitter-Spannung



In Abbildung 10-19 ist die Ausgangskennlinie des Transistors T_1 für den eingepprägten (konstanten) Basisstrom I_{B1} dargestellt.

Diese Kennlinie ist wegen der Basisweitenmodulation durch die spannungsabhängige Ausdehnung der Kollektor-Basis-Sperrschicht (Earlyeffekt; siehe Abschnitte 9.2.3 und 9.4.2.3) nicht genau waagerecht, sondern steigt zu höheren Spannungen hin mehr oder weniger stark an.

Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

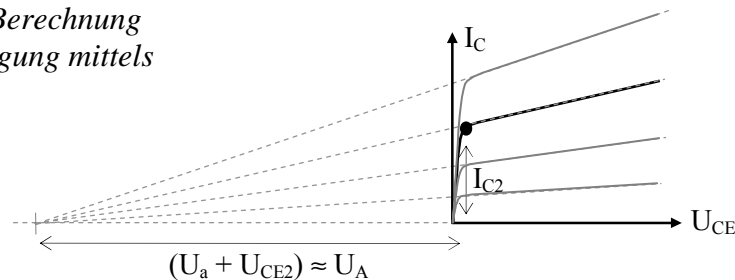
Während sich daher bei der Spannung U_{CE1} der Strom I_{C1} einstellt, ergibt sich bei einer höheren Spannung U_{CE1}^* bei demselben Basisstrom I_{B1} ein höherer Strom I_{C1}^* .

Das Verhältnis $(I_{C1}^* - I_{C1}) : (U_{CE1}^* - U_{CE1})$ entspricht der Steigung der Kennlinie zwischen den beiden Arbeitspunkten. Der Kehrwert dieses Verhältnisses ist der differentielle Widerstand r_{CE} des Transistorausganges und kann quantitativ angegeben werden. Er entspricht dem Ausgangswiderstand des Stromspiegels als Konstantstromquelle.

Es gilt also: $R_a = r_{CE} = \Delta U_{CE} / \Delta I_C$

Da Transistor T_2 an der Sättigungsgrenze (mit $U_{CE2} \rightarrow 0$) arbeitet, lässt sich die Kennliniensteigung mit Hilfe der Earlyspannung angeben:

Abbildung 10-20 Berechnung der Kennliniensteigung mittels Earlyspannung



Es ergibt sich

$$R_a = r_{CE} \approx U_a / I_{C2}$$

bzw.

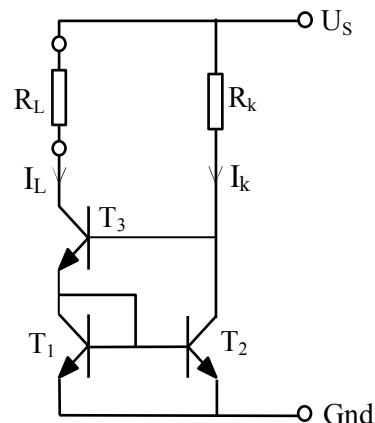
$$R_a \sim 1 / I_{C2}$$

Je nach Größe des eingestellten Konstantstromes und in Abhängigkeit vom Transistortyp kann dieser Widerstand R_a Werte im Bereich von einigen $10 \text{ k}\Omega$ bis zu einigen $\text{M}\Omega$ betragen.

Die Konstanz des eingprägten Stromes kann verbessert werden, indem zur Gegenkopplung kleine ohmsche Widerstände in Reihe zu den Emittern der Transistoren eingefügt werden (höherer Innenwiderstand der Stromquelle; geringere Temperaturabhängigkeit).

10.4.4 Wilson-Stromspiegel

Abbildung 10-21 Wilson-Stromspiegel



Es gilt $I_k = (U_S - 2 \cdot U_{BE}) / R_k \approx \text{konstant}$.

Der Wilson-Stromspiegel bewirkt eine noch bessere Übereinstimmung zwischen dem Laststrom I_L und dem eingprägten Strom I_k . Die relative Abweichung beträgt nur noch $2/B^2$.

Der Ausgangswiderstand des Wilson-Stromspiegels beträgt $R_a = B \cdot r_{CE} / 2$, liegt also um den Faktor $B/2$ höher als bei dem einfachen Stromspiegel nach Abbildung 10-18.

Voraussetzung für diese Angaben ist wiederum völlige Übereinstimmung der Daten und optimale thermische Kopplung der Transistoren T_1 bis T_3 .

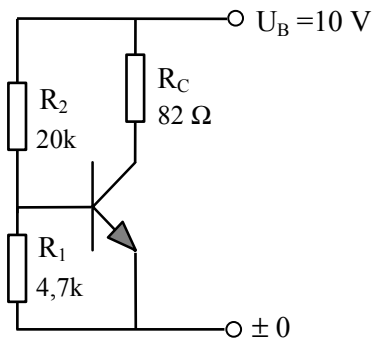
Der Mindest-Eigenspannungsbedarf des Wilson-Stromspiegels beträgt $2 U_{BE}$. Für die Last steht daher der Bereich $[0V \leq U_{RL} \leq (U_S - 2 \cdot U_{BE})]$ zur Verfügung.

10.5 Übungsaufgaben zum Gleichstrombetrieb des Transistors

Aufgabe 10-1: Allgemeines zum Arbeitspunkt

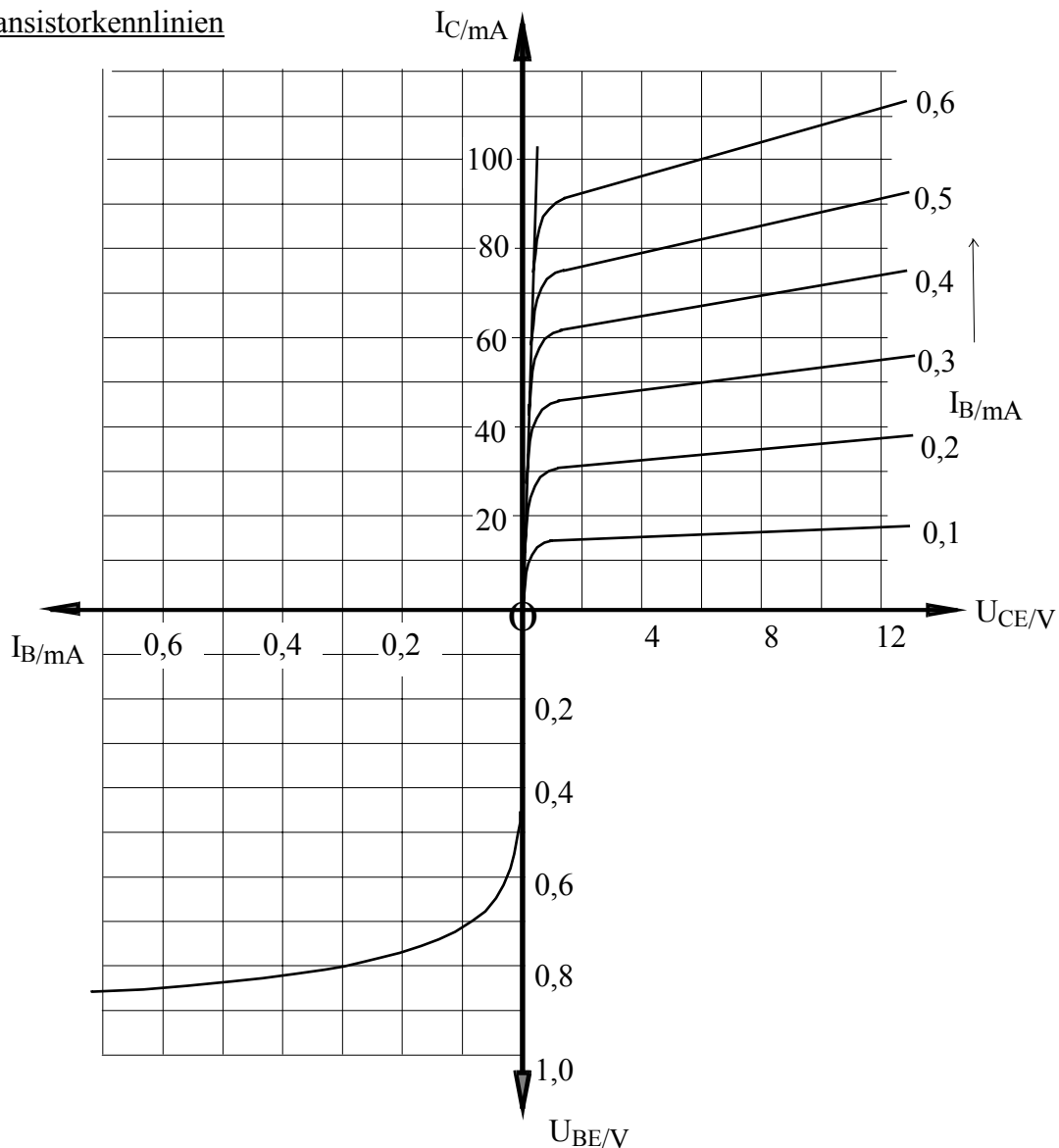
- (a) Was versteht man unter dem Arbeitspunkt des Transistors ?
- (b) Wie viele Ströme und Spannungen am Transistor sind voneinander unabhängig und können daher unabhängig voneinander festgelegt werden ?
- (c) Welche Ansteuerungsprinzipien können zur Einstellung eines bestimmten Kollektorstromes angewandt werden ?

Aufgabe 10-2: Grafische Analyse einer Transistorschaltung



Ermittle mittels grafischer Analyse den Arbeitspunkt (I_C , U_{CE}) unter Verwendung der Arbeits-Übertragungskennlinie.

Transistorkennlinien



Arbeitspunkt des bipolaren Transistors / Gleichstrombetrieb

Aufgabe 10-3: Stabilität des Arbeitspunktes bei Einprägung von I_B und U_{BE}

- Der Kollektorstrom kann durch Einprägung eines konstanten Basisstromes eingestellt werden. Wie reagiert dabei der Kollektorstrom auf Exemplarstreuungen und Temperaturabhängigkeiten von U_{BE} und B ?
- Der Kollektorstrom kann durch Einprägung einer konstanten Basis-Emitter-Spannung eingestellt werden. Wie reagiert dabei der Kollektorstrom auf Exemplarstreuungen und Temperaturabhängigkeiten von U_{BE} und B ?

Aufgabe 10-4: Gewährleistung der Arbeitspunktstabilität durch geeignete Dimensionierung

Dimensioniere die Schaltung nach Abbildung 10-8 so, dass sich bei $U_S = 12\text{ V}$, $B = 170$ und $U_{BE} = 0,65\text{ V}$ ein Arbeitspunkt $I_C = 5\text{ mA}$ und $U_{CE} = 6\text{ V}$ einstellt. Änderungen von U_{BE} um $\Delta U_{BE} = \pm 100\text{ mV}$ und Exemplarstreuungen von B in der Größe $\Delta B = \pm 50$ sollen jeweils höchstens zu Änderungen von I_C um maximal $\Delta I_C / I_C = \pm 10\%$ führen.

Aufgabe 10-5: Berechnung der Arbeitspunktstabilität

Für den Kollektorstrom einer Transistorschaltung gilt:

$$I_C \approx \frac{U_S - \left(\frac{R_1 + R_2 + R_C}{R_2} \right) \cdot U_{BE} + (R_1 + R_C) \cdot I_{CB0}}{R_1 + B \cdot R_C} \cdot B$$

Wie groß ist die bei einer Temperaturänderung von $\vartheta_1 = 25\text{ °C}$ auf $\vartheta_2 = 75\text{ °C}$ durch ΔU_{BE} - und ΔI_{CB0} -Effekt verursachte Änderung ΔI_C des Kollektorstromes?

(mit $R_1 = 15\text{ k}\Omega$ $R_2 = 2,2\text{ k}\Omega$ $R_C = 330\text{ }\Omega$ $B = 170$ $I_{CB0/25^\circ\text{C}} = 500\text{ nA}$)

Aufgabe 10-6: Erklärung eines Stromspiegels

- Erkläre die Funktionsweise eines einfachen Stromspiegels.
- Worin besteht die Verbesserung durch den Wilson-Stromspiegel?
Hat dieser auch Nachteile gegenüber dem einfachen Stromspiegel?

11 Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.1 Grundsaltung eines Wechselspannungsverstärkers in Emitterschaltung

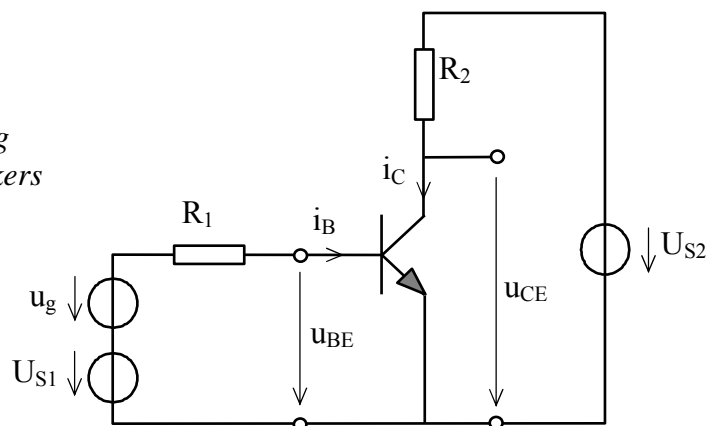
11.1.1 Prinzipieller Aufbau und Funktion

Abbildung 11-1 zeigt das Prinzip eines Wechselspannungsverstärkers mit bipolarem Transistor in Emitterschaltung.

Der Eingang (die Basis-Emitter-Strecke) und der Ausgang (die Kollektor-Emitter-Strecke) des Transistors werden jeweils aus einer Gleichspannungsquelle (U_{S1} bzw. U_{S2}) über einen Widerstand (R_1 bzw. R_2) mit Gleichstrom versorgt. In Verbindung mit den Kennlinien des Transistors ist damit der Arbeitspunkt des Transistors (I_B , U_{BE} , I_C , U_{CE}) festgelegt.

(Siehe dazu Abschnitt 10.1)

Abbildung 11-1 Prinzipschaltung eines Wechselspannungsverstärkers in Emitterschaltung



In Reihe zur eingangsseitigen Gleichspannungsquelle U_{S1} findet sich eine Wechselspannungsquelle, die das eigentliche Eingangssignal u_g des Wechselspannungsverstärkers liefert und über den Widerstand R_1 an die Basis des Transistors legt.

Die Wechselspannung u_g verursacht am Transistor einen Eingangswechselstrom i_b und eine Eingangswechselspannung u_{be} . Diese Wechselgrößen werden den Gleichgrößen I_B und U_{BE} (eingangsseitiger Arbeitspunkt) überlagert zu den Gesamtgrößen $i_B = I_B + i_b$ und $u_{BE} = U_{BE} + u_{be}$.

Die Eingangs-Wechselgrößen werden vom Transistor verstärkt und führen zu den Ausgangswechselgrößen i_c und u_{ce} . Diese werden den Gleichgrößen I_C und U_{CE} (ausgangsseitiger Arbeitspunkt) überlagert zu den Gesamtgrößen $i_C = I_C + i_c$ und $u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$.

Da der Transistor ein nicht-lineares Verhalten zeigt, erfolgt die Analyse der Schaltung in den folgenden Abschnitten grafisch mit Hilfe eines Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes gemäß Anhang A, Abschnitt A.5.3.1.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.1.2 Analyse des Arbeitspunktes

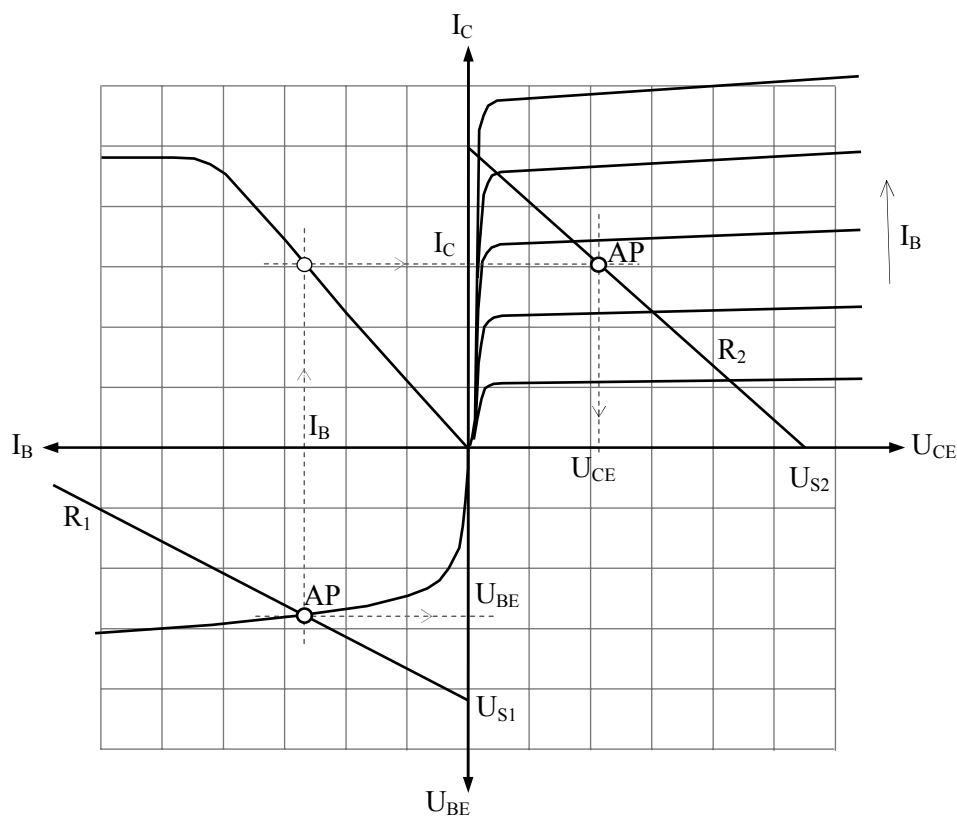
Für die Analyse des Arbeitspunktes wird die Schaltung für $u_g(t) = 0$ betrachtet.

Zur Ermittlung des Arbeitspunktes des Transistors zeichnet man die Generator Kennlinie des Eingangskreises (Arbeitsgerade für U_{S1} und R_1) in das Eingangskennlinienfeld, die Generator Kennlinie des Ausgangskreises (Arbeitsgerade für U_{S2} und R_2) in das Ausgangskennlinienfeld des Transistors ein.

Der Schnittpunkt von Generator Kennlinie und Transistorkennlinie im Eingangskennlinienfeld ergibt den Arbeitspunkt im Eingangskreis (I_B und U_{BE}).

Mit Hilfe der Arbeits-Übertragungskennlinie (siehe Anhang A, Abschnitt A.5.3.2) kann dieser Arbeitspunkt auf die Generator Kennlinie im Ausgangskennlinienfeld übertragen und damit der Arbeitspunkt im Ausgangskreis ermittelt werden (I_C und U_{CE}).

Abbildung 11-2 Graphische Arbeitspunkt-Ermittlung

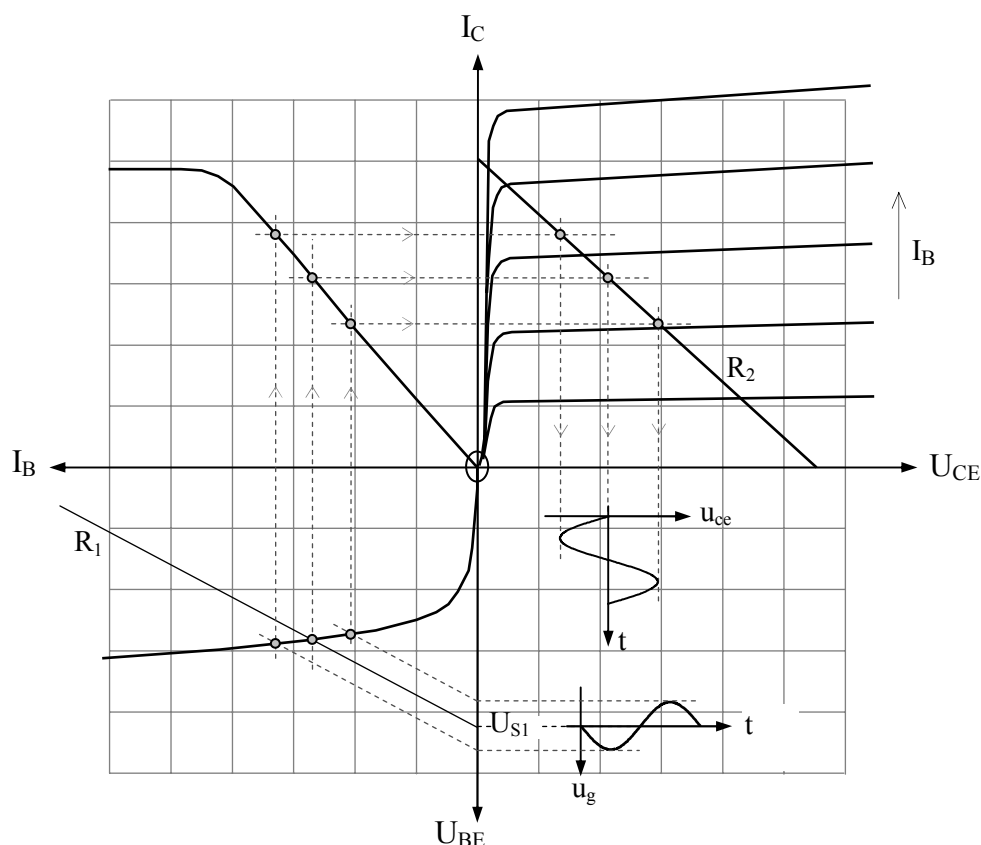


11.1.3 Wechselstromanalyse

In der folgenden Abbildung 11-3 ist die Wechselspannungsanalyse der Schaltung nach Abbildung 11-1 für geringe Aussteuerung (kleine Amplitude von u_g und u_{ce}) dargestellt.

Da sich die Wechselspannung $u_g(t)$ einfach zur Gleichspannung U_{S1} addiert und für beide Spannungen derselbe Innenwiderstand R_1 wirksam ist, wird $u_g(t)$ bei der graphischen Analyse im Punkte U_{S1} auf der U_{BE} -Achse überlagert. Arbeitspunkt und Wechsellaussteuerung können mit ein und derselben Widerstandsgerade ermittelt werden.

Abbildung 11-3 Wechselstromanalyse des Wechselspannungsverstärkers



11.1.4 Verzerrungen und Begrenzungen des Ausgangssignals (Aussteuerungsgrenzen)

Bei großen Werten der Eingangswechselspannung (Großsignal-Aussteuerung) kommen die Nicht-Linearitäten der Transistor-Kennlinien zum Tragen.

Diese Nicht-Linearitäten sind in der Eingangskennlinie insbesondere im Bereich kleiner Basisströme / Basis-Emitter-Spannungen, sowie in der Ausgangskennlinie im Bereich kleiner Kollektor-Emitter-Spannungen (Bereich der Sättigungsgrenze) ausgeprägt.

Zwischen Ein- und Ausgangssignalen treten auf Grund der Nicht-Linearitäten Verzerrungen auf.

Bei Überschreiten bestimmter Aussteuerungswerte treten darüber hinaus Begrenzungseffekte am Verstärkerausgang auf.

Der Transistor

- geht in die Sättigung⁽¹⁶⁾ (untere Aussteuerungsgrenze der Ausgangsspannung = kleinste mögliche Kollektor-Emitter-Spannung) oder er
- sperrt (obere Aussteuerungsgrenze der Ausgangsspannung = größte mögliche Kollektor-Emitter-Spannung).

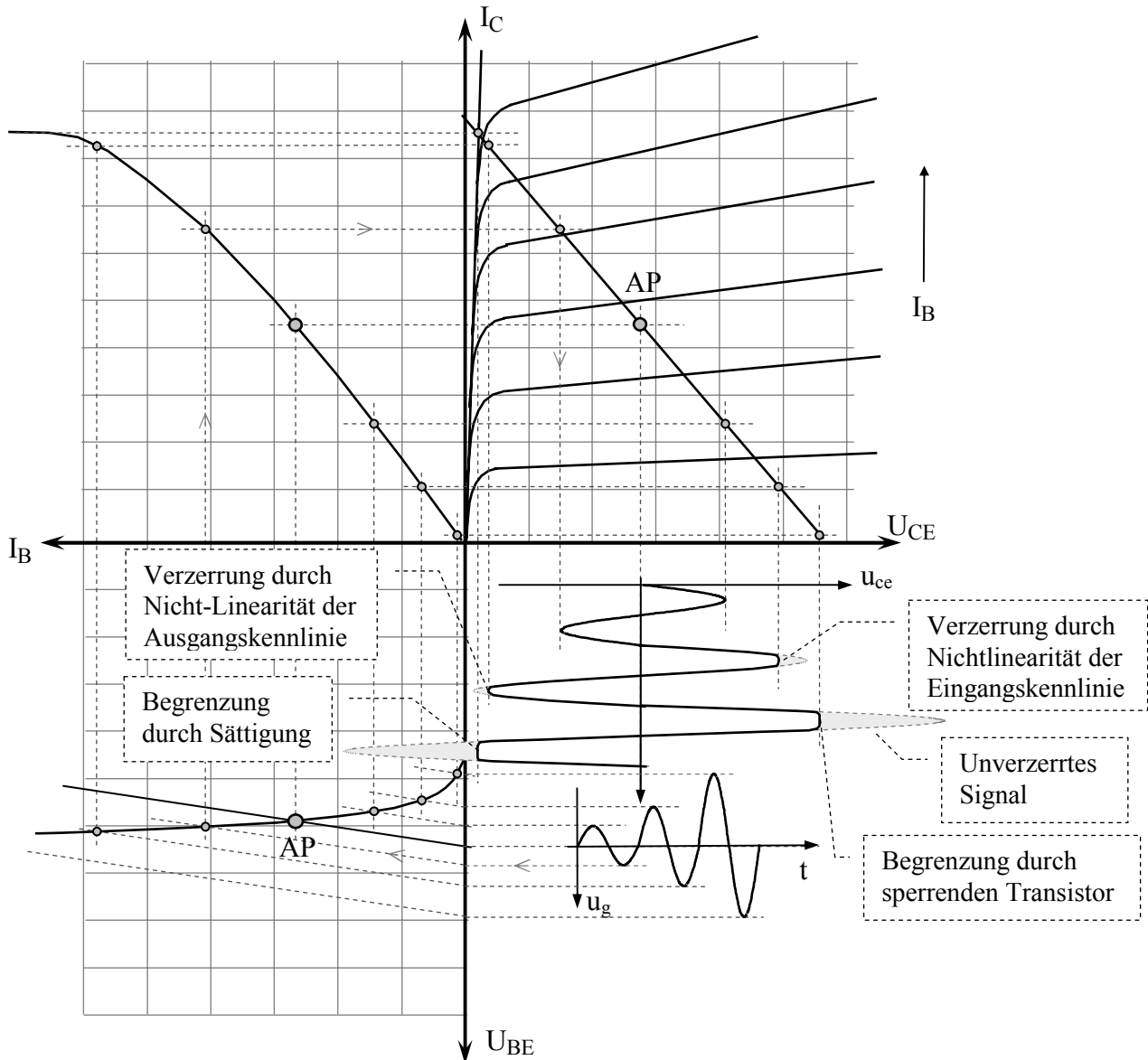
In der Abbildung 11-4 ist das Verhalten des Verstärkers bei wachsender Amplitude der Eingangswechselspannung dargestellt.

⁽¹⁶⁾ Die Sättigung des Transistors wird im Zusammenhang mit dem Einsatz des Transistors als Schalter in Abschnitt 12 detailliert beschrieben.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Während der ersten Signalperiode erfolgt die Verstärkung weitgehend unverfälscht. Während der zweiten Periode treten Verzerrungen im Bereich der Ausgangssignalamplituden auf. Das Ausgangssignal nimmt im Scheitelwert nicht mehr proportional zum Eingangssignal zu. In der dritten Periode treten Begrenzungen des Ausgangssignals auf. Trotz weiter steigender Eingangssignalamplitude bleibt das Ausgangssignal auf bestimmte Maximalwerte begrenzt.

Abbildung 11-4 Verzerrungen und Begrenzungen des Ausgangssignals



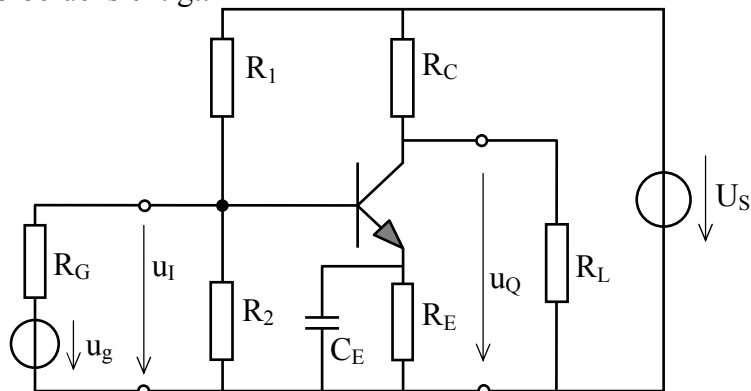
Für einen möglichst großen symmetrischen Aussteuerungsbereich bei Großsignal-Aussteuerung muss der Arbeitspunkt in die Mitte des verfügbaren Aussteuerungsbereiches gelegt werden (siehe Abschnitt 11.6).

Für Kleinsignal-Aussteuerung wählt man häufig ein kleineres U_{CE} , wodurch eine etwas höhere Spannungsverstärkung erreichbar ist.

11.1.5 Technische Realisierung

Die in Abbildung 11-1 gewählte Darstellung entspricht der für eine grafische Analyse gut geeigneten Ersatzschaltung eines Wechselspannungsverstärkers mit galvanisch angekoppelter Wechselspannungsquelle. Für die technische Realisierung ist die dargestellte Schaltung jedoch aus mehreren Gründen nicht geeignet. In der Praxis wird man keine getrennten Spannungsquellen für Eingangs- und Ausgangskreis vorsehen, sondern beide Kreise aus einer gemeinsamen Gleichspannungsquelle versorgen. Weiterhin ist der Arbeitspunkt eines Transistors bei reiner Basis-Emitter-Spannungs-Einprägung nicht stabil. Hier wird man eine bessere Stabilität durch Gegenkopplungsmaßnahmen anstreben. Die genannten Kriterien sind bei der Schaltung in Abbildung 11-5 berücksichtigt:

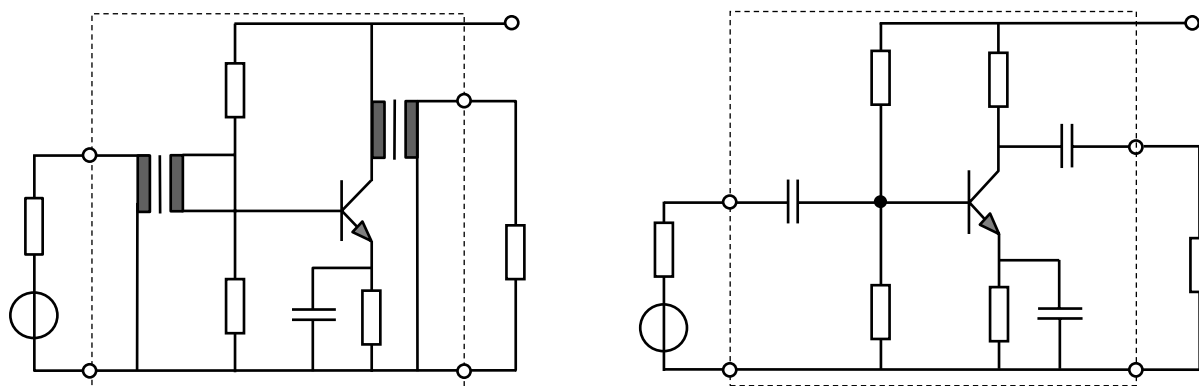
Abbildung 11-5
Galvanisch gekoppelter
Wechselspannungsverstärker



Eingangs- und Ausgangskreis werden aus einer gemeinsamen Quelle U_S mit Gleichstrom versorgt. Zur Stabilisierung des Arbeitspunktes (Stabilisierung von I_C) dient eine Stromgegenkopplung durch den Widerstand R_E . Damit die Gegenkopplung nur gleichstrommäßig aber nicht für Wechsignale wirkt, wird der Emitterwiderstand mit dem Kondensator C_E wechselstrommäßig kurzgeschlossen. (Das Potenzial am Emitter des Transistors wird durch den Kondensator konstant gehalten; es kann Wechsignalen nicht folgen).

Nachteilig an der gezeichneten Schaltung ist, dass das Wechselspannungs-Eingangssignal über den Basisspannungsteiler des Transistors belastet wird. Außerdem ist dem Wechselspannungs-Ausgangssignal u_q die Gleichspannung ($U_{CE} + U_{R_E}$) überlagert. Um diese Nachteile zu vermeiden werden die Wechselspannungs-Ein- und Ausgangssignale wie in Abbildung 11-6 gezeigt meist galvanisch getrennt zu- bzw. abgeleitet.

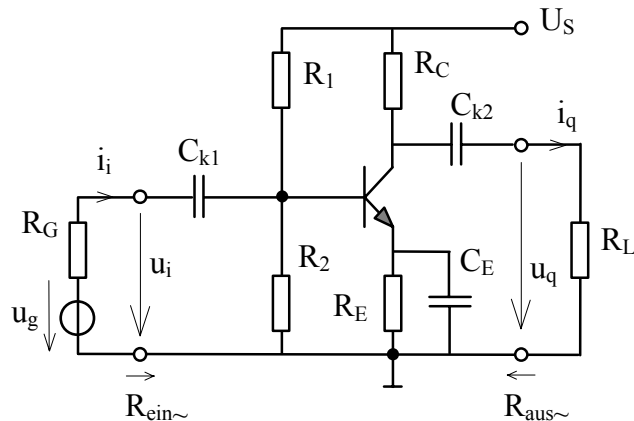
Abbildung 11-6 Induktiv und kapazitiv gekoppelter Wechselspannungsverstärker



Im folgenden wird der kapazitiv gekoppelte Wechselspannungsverstärker näher betrachtet.

11.2 RC-gekoppelter Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung

Abbildung 11-7
Schaltung des WS-Verstärkers



Kern des Wechselspannungsverstärkers ist ein Transistor mit Basisspannungsteiler, Kollektorwiderstand sowie Stromgegenkopplung durch einen Emittterwiderstand.

Dieser Schaltungsteil entspricht der Schaltung gemäß Abbildung 10-10. Die Dimensionierung der Schaltung und die Daten und der Arbeitspunkt des Transistors sollen Abschnitt 10.3.1 entsprechen.

Daten:

Signalquelle:	$R_G = 50 \text{ k}\Omega$ $\hat{u}_g = 100 \text{ mV}$	
Verstärker:	$U_S = 12 \text{ V}$ $R_1 = 180 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 43 \text{ k}\Omega$ $R_E = 2,7 \text{ k}\Omega$ $R_C = 10 \text{ k}\Omega$	Transistor: BC107A $I_{C/AP} = 0,575 \text{ mA}$ $U_{CE/AP} = 4,6 \text{ V}$
Last:	$R_L = 12 \text{ k}\Omega$ (Die Last soll nicht niederohmiger sein als R_C)	

11.2.1 Grafische Analyse des Wechselstrom-Verhaltens

Nach dem Überlagerungsgesetz können gleich- und wechselfspannungsmäßige Vorgänge im Verstärker getrennt betrachtet werden. Für die reine Wechselstrombetrachtung werden daher alle nur gleichstrommäßig wirksamen Schaltungsteile aus der Betrachtung eliminiert.

Erstellung des Wechselstrom-Ersatzschaltbildes

Für hinreichend

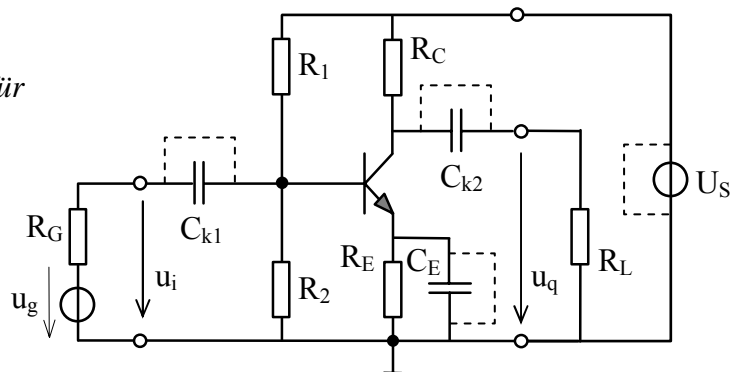
- große Kapazitätswerte der Kondensatoren (mit $1/\omega C \rightarrow 0$) und
- niedrigen Innenwiderstand der Gleichspannungsquelle ($R_i \rightarrow 0$)

stellen diese jeweils Kurzschlüsse für Wechselspannungen dar.

Kondensatoren und Gleichspannungsquellen werden daher für das Wechselstrom-Ersatzschaltbild durch Kurzschlüsse ersetzt.

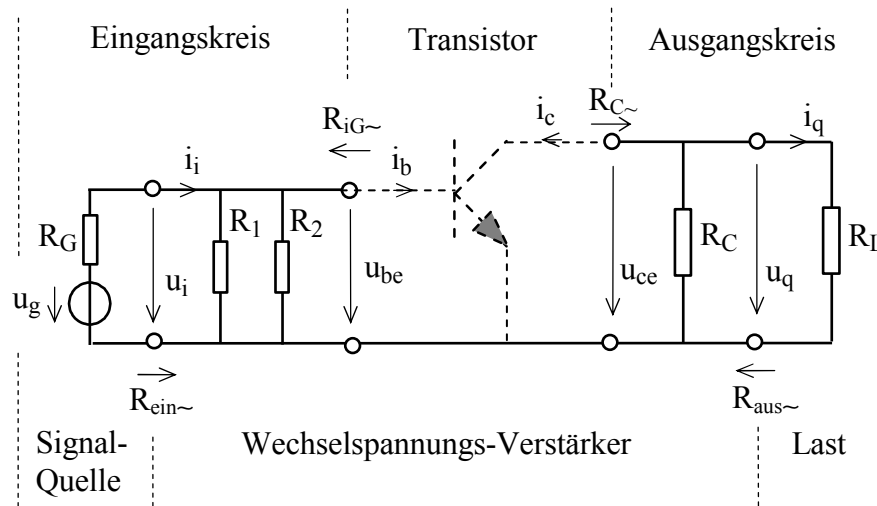
Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Abbildung 11-8
Wechselstrom-Kurzschlüsse für
Kapazitäten und
Gleichspannungsquellen



Damit lässt sich folgendes Wechselstrom-Ersatzschaltbild des Verstärkers zeichnen:

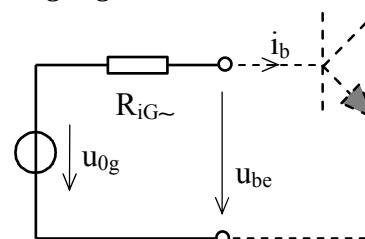
Abbildung 11-9 Wechselstrom-Ersatzschaltbild des Verstärkers



11.2.1.1 Analyse des Wechselstrom-Verhaltens des Eingangs

Ersatzspannungsquelle für den Eingangskreis:

Abbildung 11-10
Umformung des Eingangskreises
in eine Ersatzspannungsquelle



Leerlaufspannung \hat{u}_{0g} der Ersatzspannungsquelle:

$$\hat{u}_{0g} = \hat{u}_g \cdot \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_G} = 0,1V \cdot \frac{34,7k\Omega}{34,7k\Omega + 50k\Omega} = 0,041V$$

$$\hat{u}_{0g} = 41mV$$

Innenwiderstand $R_{iG\sim}$ der Ersatzspannungsquelle:

$$R_{iG\sim} = R_1 // R_2 // R_G = R_{iT} // R_G \approx 20,5 k\Omega$$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Für eine graphische Analyse⁽¹⁷⁾ des Wechselstromverhaltens muss nun die Kennlinie der Ersatzspannungsquelle mit der Kennlinie des Transistors geschnitten werden.

Einzeichnen der Wechselstrom-Widerstandsgerade in das Eingangs-Kennlinienfeld

Die Kennlinien des Transistors gelten immer für die Gesamtgrößen von Strom und Spannung (nicht allein für Gleich- oder Wechselanteile). Aus diesem Grunde schneidet die Wechselstrom-Arbeitsgerade (R_{iG}) die Transistor-Eingangskennlinie im Arbeitspunkt.

Die Steigung der WS-Widerstandsgerade beträgt $k = 1/R_{iG} \approx 49 \mu A/V$.

Anmerkung: Zum Zeichnen der Arbeitsgerade zeichnet man zunächst eine Hilfsgerade z.B. durch $U_0' = 100 \text{ mV}$ und $I_k' = 4,9 \mu A$
Durch Parallelverschiebung der Hilfsgerade durch den Arbeitspunkt erhält man die gesuchte Wechselstrom-Arbeitsgerade.

Ermittlung der Extremwerte des Eingangs-Wechselstromes

- Schnittpunkt der WS-Widerstandsgerade mit der U_{BE} -Achse markieren.
- Im Abstand von $\pm \hat{u}_{0g}$ zwei Punkte auf der U_{BE} -Achse markieren.
- Zwei Parallelen zur WS-Arbeitsgerade durch diese Punkte zeichnen.
- Von den Schnittpunkten dieser Parallelen mit der Eingangskennlinie das Lot auf die I_B -Achse fällen; die Lote markieren auf der I_B -Achse die Extremwerte $i_{B(max)}$ und $i_{B(min)}$.
- Ablesen des Eingangswechselstromes:

$$\hat{i}_b \approx \frac{i_{B(max)} - i_{B(min)}}{2} = \frac{5,15 \mu A - 2,15 \mu A}{2} = 1,5 \mu A$$

11.2.1.2 Analyse des Wechselstrom-Verhaltens des Ausganges

- * Berechnung des wechselstrommäßig wirksamen Kollektor-Widerstandes

$$R_{C\sim} = R_C // R_L = 10 \text{ k}\Omega // 12 \text{ k}\Omega = 5,45 \text{ k}\Omega$$

- * Einzeichnen der WS-Arbeitsgerade ins Ausgangs-Kennlinienfeld

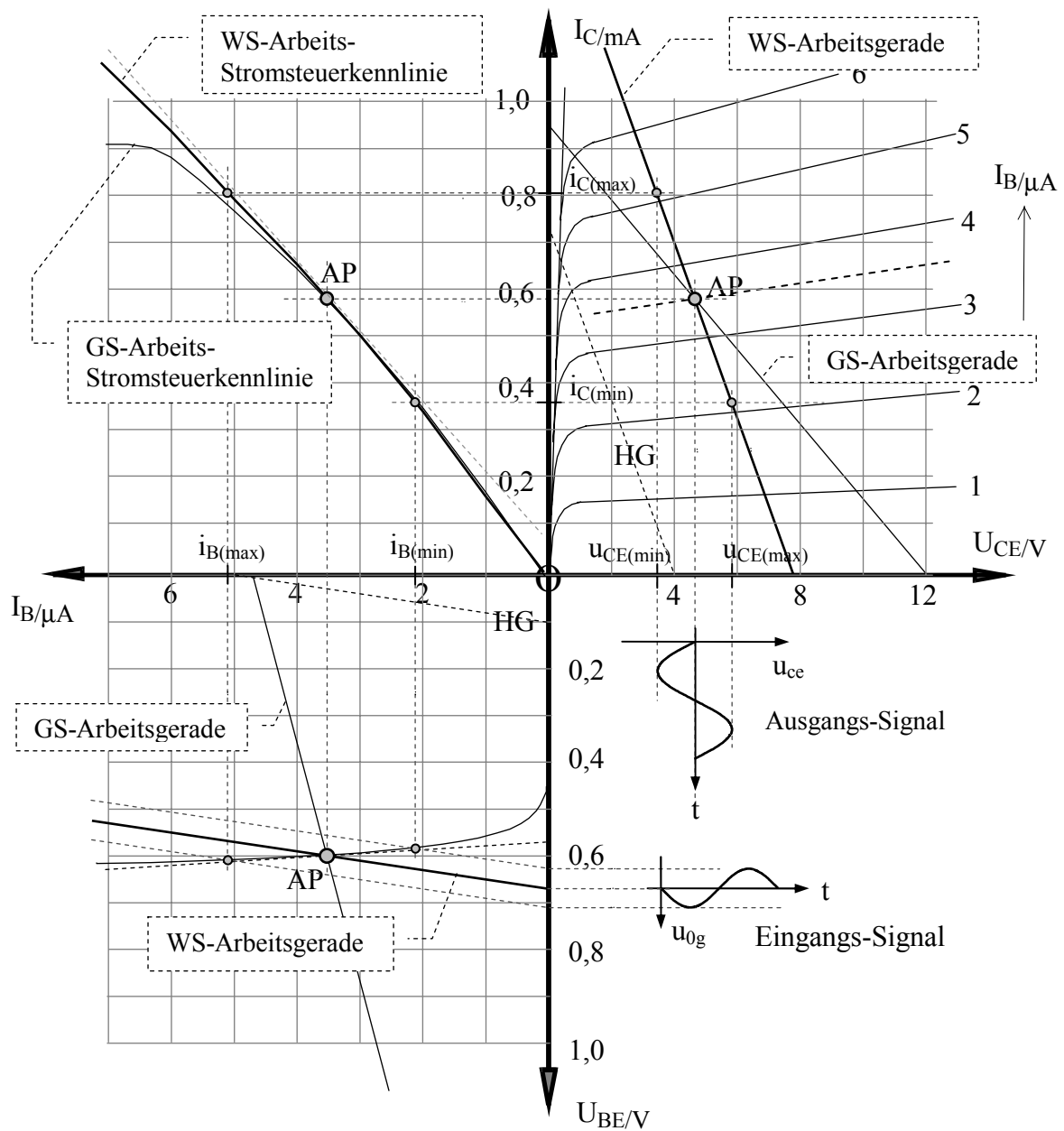
Anmerkung: Zum Zeichnen der Arbeitsgerade zeichnet man zunächst eine Hilfsgerade z.B. durch $U_0' = 4 \text{ V}$ und $I_k' = U_0' / R_{C\sim} = 0,733 \text{ mA}$.
Durch Parallelverschiebung der Hilfsgerade durch den Arbeitspunkt erhält man die gesuchte Wechselstrom-Arbeitsgerade.

- * Einzeichnen der WS-Arbeits-Stromsteuerkennlinie (WS-Arbeits-Stromsteuerkennlinie) im 2. Quadranten (ausgehend von der WS-Arbeitsgerade im Ausgangs-Kennlinienfeld)
- * $i_{B(max)}$ und $i_{B(min)}$ aus Eingangs-Kennlinienfeld über WS-Arbeitsstromsteuerkennlinie auf WS-Arbeitsgerade im Ausgangs-Kennlinienfeld übertragen

⁽¹⁷⁾ Die Analyse des transienten Verhaltens einer Transistorschaltung wird heute grundsätzlich mit Rechnerunterstützung durchgeführt (z.B. mit Netzwerkanalyse-Programmen wie SPICE). Da eine solche rechnergestützte Analyse das Verständnis der funktionalen Zusammenhänge voraussetzt und keineswegs ersetzen kann, wird an dieser Stelle eine grafische Analyse anhand der Transistorkennlinien vorgestellt.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Abbildung 11-11 Die vollständige grafische GS- und WS-Analyse



* Ablesen der Extremwerte von Kollektorströmen und Kollektor-Emitter-Spannungen

$$i_{C(\max)} = 0,81 \text{ mA}$$

$$i_{C(\min)} = 0,36 \text{ mA}$$

$$\hat{i}_c = (i_{C(\max)} - i_{C(\min)}) / 2 = 0,225 \text{ mA}$$

$$u_{CE(\min)} = 3,4 \text{ V}$$

$$u_{CE(\max)} = 5,8 \text{ V}$$

$$\hat{u}_{ce} = (u_{CE(\max)} - u_{CE(\min)}) / 2 = 1,2 \text{ V}$$

$$\hat{i}_c = 0,225 \text{ mA}$$

$$\hat{u}_{ce} = 1,2 \text{ V}$$

* Das hier für die Extremwerte der Signale angewandte grafische Verfahren kann auch für beliebige andere Augenblickswerte zur Anwendung kommen.

Es kann daher grafisch auch das Zeitdiagramm des Ausgangssignals aus dem Zeitdiagramm des Eingangssignals abgeleitet werden. (Abbildung 11-11).

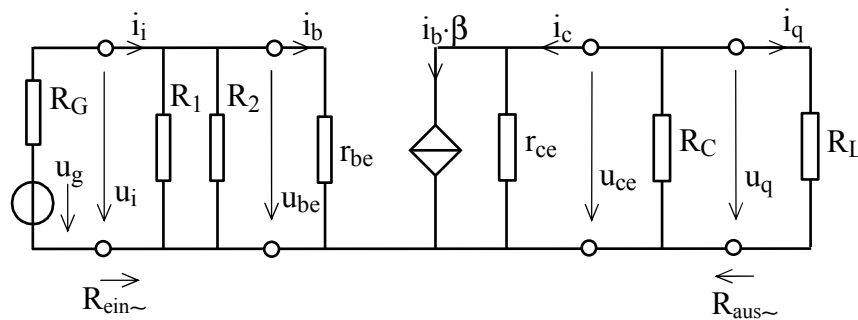
Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.2.2 Berechnung der Wechselstromgrößen

Für Aussteuerung mit kleinen Wechsellsignalen können die durchlaufenen Kennlinienbereiche als annähernd gerade und damit der Transistor als linearer Vierpol und der Wechselspannungsverstärker als lineares Netzwerk betrachtet werden.

In der Abbildung 11-12 ist der Transistor durch sein lineares Vierpol-Ersatzschaltbild mit h-Parametern ersetzt.

Abbildung 11-12 Lineares Wechselstrom-Ersatzschaltbild des Verstärkers



Die Behandlung linearer Vierpole und die Ermittlung der Vierpolparameter des Transistors sind im Anhang B: Vierpoltheorie beschrieben.

Anhand dieses linearen Ersatzschaltbildes können die Wechselstromeigenschaften durch rechnerische Analyse bestimmt werden.

11.2.2.1 Bestimmung der h-Parameter des Transistors

(siehe hierzu die Kennlinien in Abbildung 11-11)

$h_{11e} = r_{be} = 8,3 \text{ k}\Omega$ aus Tangente an die Eingangskennlinie im Arbeitspunkt

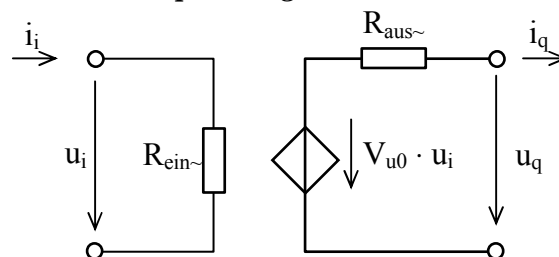
$h_{21e} = \beta = 152$ aus Tangente an die WS-Arbeits-Stromsteuerkennlinie im Arbeitspunkt

$h_{22e} = 10 \text{ }\mu\text{S}$ aus Tangente an die Ausgangskennlinie im Arbeitspunkt

$$\Rightarrow r_{ce} = 100 \text{ k}\Omega$$

11.2.2.2 Charakteristische Größen eines Wechselspannungsverstärkers

Abbildung 11-13
Ersatzschaltung eines
rückwirkungsfreien
Wechselspannungsverstärkers



Jeder rückwirkungsfreie Wechselspannungsverstärker lässt sich für Kleinsignal-Aussteuerung durch folgende Kenngrößen charakterisieren:

- Eingangswiderstand $R_{\text{ein}\sim}$
- Ausgangswiderstand $R_{\text{aus}\sim}$
- Leerlauf-Spannungsverstärkung V_{u0} und evtl.
- Stromverstärkung V_i
- Leistungsverstärkung V_p

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.2.2.3 Berechnung der charakteristischen Größen

Für den Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung nach Abbildung 11-12 lassen sich diese Kenngrößen wie folgt berechnen:

Eingangswiderstand

$$R_{\text{ein}\sim} = R_1 // R_2 // r_{be} = R_{iT} // r_{be} = 34,7 \text{ k}\Omega // 8,3 \text{ k}\Omega = 6,7 \text{ k}\Omega$$

Ausgangswiderstand

$$R_{\text{aus}\sim} = r_{ce} // R_C = 100 \text{ k}\Omega // 10 \text{ k}\Omega = 9,09 \text{ k}\Omega$$

Leerlauf-Spannungsverstärkung

$$V_{u0} = \frac{u_{q0}}{u_i} = \frac{-i_b \cdot \beta \cdot R_{\text{aus}\sim}}{i_b \cdot r_{be}} = -\beta \cdot \frac{R_{\text{aus}\sim}}{r_{be}} = -152 \cdot \frac{9,09}{8,3} \approx -166$$

Spannungsverstärkung (Ausgang belastet mit $R_L = 12 \text{ k}\Omega$)

$$V_u = \frac{u_q}{u_i} = V_{u0} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{\text{aus}\sim}} = -166 \cdot \frac{12}{21,09} \approx -94,5$$

Stromverstärkung (Ausgang belastet mit $R_L = 12 \text{ k}\Omega$)

$$V_i = \frac{i_q}{i_i} = \frac{u_q / R_L}{u_i / R_{\text{ein}\sim}} = V_u \cdot \frac{R_{\text{ein}\sim}}{R_L} = V_{u0} \cdot \frac{R_{\text{ein}\sim}}{R_{\text{aus}\sim} + R_L} = -166 \cdot \frac{6,7 \text{ k}\Omega}{21,09 \text{ k}\Omega} \approx -52,8$$

Das negative Vorzeichen von Spannungs- und Stromverstärkung zeigt, dass der Verstärker invertierend arbeitet (Phasendrehung um 180°).

Leistungsverstärkung (Ausgang belastet mit $R_L = 12 \text{ k}\Omega$)

$$V_p = \frac{p_q}{p_i} = \frac{u_q \cdot i_q}{u_i \cdot i_i} = V_u \cdot V_i = 94,5 \cdot 52,8 \approx 4990$$

Im unbelasteten Betrieb sind Strom- und Leistungsverstärkung gleich Null.

11.2.2.4 Berechnung von Ein- und Ausgangsspannungen und -strömen

Anhand des Wechselstromersatzschaltbildes nach Abbildung 11-13 bzw. anhand der 5 charakteristischen Größen lassen sich auch Ein- und Ausgangs-Ströme und Spannungen berechnen:

Eingangsgrößen:

$$\hat{u}_i = \hat{u}_{be} = \hat{u}_g \cdot \frac{R_{\text{ein}\sim}}{R_G + R_{\text{ein}\sim}} = 100 \text{ mV} \cdot \frac{6,7 \text{ k}\Omega}{56,7 \text{ k}\Omega} = 11,8 \text{ mV}$$

$$\hat{i}_i = \frac{\hat{u}_g}{R_G + R_{\text{ein}\sim}} = \frac{100 \text{ mV}}{56,7 \text{ k}\Omega} = 1,76 \text{ }\mu\text{A} \quad \text{oder} \quad \hat{i}_i = \frac{\hat{u}_i}{R_{\text{ein}\sim}} = \frac{11,8 \text{ mV}}{6,7 \text{ k}\Omega} = 1,76 \text{ }\mu\text{A}$$

$$\hat{i}_b = \frac{\hat{u}_{be}}{r_{be}} = \frac{11,8 \text{ mV}}{8,3 \text{ k}\Omega} = 1,42 \text{ }\mu\text{A}$$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Ausgangsgrößen:

Bei der Ausgangsspannung ist zu unterscheiden zwischen Leerlauf und Belastung des Verstärkers.

Leerlauf

$$\hat{u}_{q0} = \hat{u}_{ce0} = \hat{u}_i \cdot V_{u0} = 11,8 \text{ mV} \cdot 166 \approx 1,96 \text{ V}$$

$$\text{oder} \quad \hat{u}_{q0} = \hat{u}_{ce0} = \hat{i}_b \cdot \beta \cdot R_{aus\sim} = 1,42 \mu\text{A} \cdot 152 \cdot 9,09 \text{ k}\Omega = 1,96 \text{ V}$$

Belastet

$$\hat{u}_q = \hat{u}_{q0} \cdot \frac{R_L}{R_{aus\sim} + R_L} = 1,96 \text{ V} \cdot \frac{12 \text{ k}\Omega}{21,09 \text{ k}\Omega} \approx 1,12 \text{ V}$$

$$\text{oder} \quad \hat{u}_q = \hat{i}_b \cdot \beta \cdot (R_{aus\sim} // R_L) = 1,42 \mu\text{A} \cdot 152 \cdot 5,17 \text{ k}\Omega \approx 1,12 \text{ V}$$

$$\hat{i}_q = \hat{i}_i \cdot V_i = 1,76 \mu\text{A} \cdot 52,8 \approx 93 \mu\text{A}$$

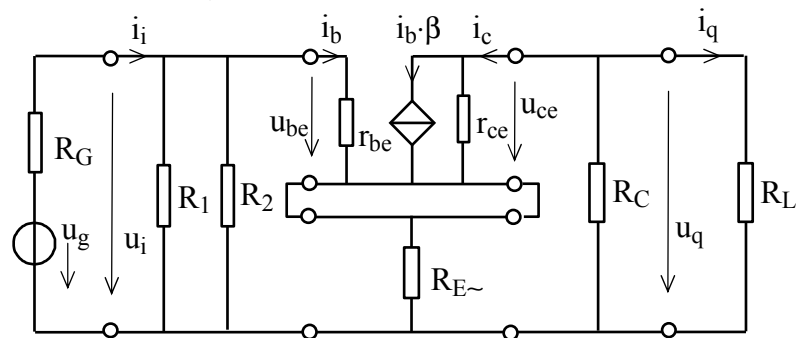
$$\text{oder} \quad \hat{i}_q = \frac{\hat{u}_q}{R_L} = \frac{1,12 \text{ V}}{12 \text{ k}\Omega} = 93 \mu\text{A}$$

11.2.3 Wechselspannungsverstärkung bei Stromgegenkopplung

Fehlt in Abbildung 11-7 der Emitterkondensator C_E parallel zu R_E oder wird nur ein Teil von R_E wechsellspannungsmäßig kurzgeschlossen, so tritt eine wechsellspannungsmäßige Gegenkopplung auf. Hierdurch reduziert sich die Spannungsverstärkung u_q/u_i erheblich.

Das Wechselstromersatzschaltbild nimmt folgendes Aussehen an:

Abbildung 11-14
WS-Verstärker mit
Stromgegenkopplung



Der Widerstand $R_{E\sim}$ sei der wechsellspannungsmäßig nicht kurzgeschlossene Teil des Emitterwiderstandes.

Zur Berechnung der Spannungsverstärkung u_q/u_i werden zunächst der Transistor und der in Reihe zum Emitter geschaltete Emitterwiderstand zu einem neuen Vierpol zusammengefasst. Der Emitterwiderstand wird dabei selbst als Vierpol betrachtet.

Nach Anhang B, Abschnitt B.1 bedient man sich für die Zusammenfassung zweier in Reihe geschalteter Vierpole der Z-Parameter.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

- * Berechnung der Z-Parameter des Transistors

$$Z_{11}' = \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{i_c=0} = r_{be}$$

$$Z_{12}' = \left. \frac{u_{be}}{i_c} \right|_{i_b=0} = 0$$

$$Z_{21}' = \left. \frac{u_{ce}}{i_b} \right|_{i_c=0} = -\beta \cdot r_{ce}$$

$$Z_{22}' = \left. \frac{u_{ce}}{i_c} \right|_{i_b=0} = r_{ce}$$

- * Berechnung der Z-Parameter des Widerstandes $R_{E\sim}$

$$Z_{11}'' = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = R_{E\sim}$$

$$Z_{12}'' = \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{i_1=0} = R_{E\sim}$$

$$Z_{21}'' = \left. \frac{u_2}{i_1} \right|_{i_2=0} = R_{E\sim}$$

$$Z_{22}'' = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{i_1=0} = R_{E\sim}$$

- * Berechnung der Z-Parameter der Reihenschaltung der beiden Vierpole

$$Z_{11} = Z_{11}' + Z_{11}'' = r_{be} + R_{E\sim}$$

$$Z_{12} = Z_{12}' + Z_{12}'' = R_{E\sim}$$

$$Z_{21} = Z_{21}' + Z_{21}'' = R_{E\sim} - \beta \cdot r_{ce}$$

$$Z_{22} = Z_{22}' + Z_{22}'' = R_{E\sim} + r_{ce}$$

Damit ergibt sich folgende Vierpolmatrix für die Reihenschaltung von Transistor und Emitterwiderstand

$$(Z) = \begin{pmatrix} (R_{E\sim} + r_{be}) & R_{E\sim} \\ (R_{E\sim} - \beta \cdot r_{ce}) & (R_{E\sim} + r_{ce}) \end{pmatrix}$$

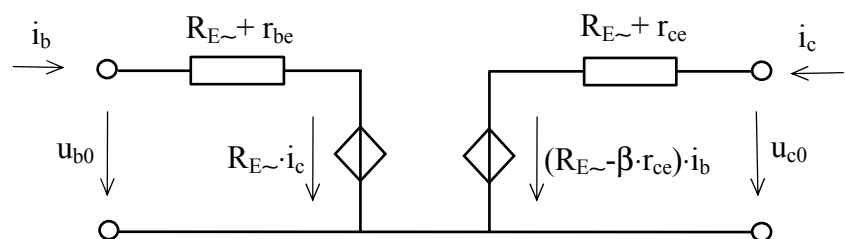
Den zugehörigen Vierpolgleichungen

$$u_{b0} = (R_{E\sim} + r_{be}) \cdot i_b + R_{E\sim} \cdot i_c$$

$$u_{c0} = (R_{E\sim} - \beta \cdot r_{ce}) \cdot i_b + (R_{E\sim} + r_{ce}) \cdot i_c$$

entspricht folgendes Ersatzschaltbild:

Abbildung 11-15
Ersatzschaltbild der
Reihenschaltung von
Transistor und
Emitterwiderstand



Wegen $i_c \approx \beta \cdot i_b$ lässt sich die Spannungsquelle $R_{E\sim} \cdot i_c$ im Eingangskreis eliminieren und durch einen vom Eingangsstrom i_b durchflossenen Widerstand $\beta \cdot R_{E\sim}$ ersetzen.

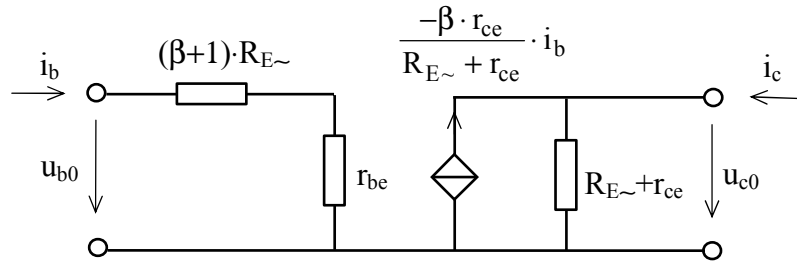
Der Ausgangskreis lässt sich in eine Ersatzstromquelle mit dem Kurzschlussstrom

$$\frac{R_{E\sim} - \beta \cdot r_{ce}}{R_{E\sim} + r_{ce}} \cdot i_b \text{ und dem Innenwiderstand } R_{E\sim} + r_{ce} \text{ umformen.}$$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

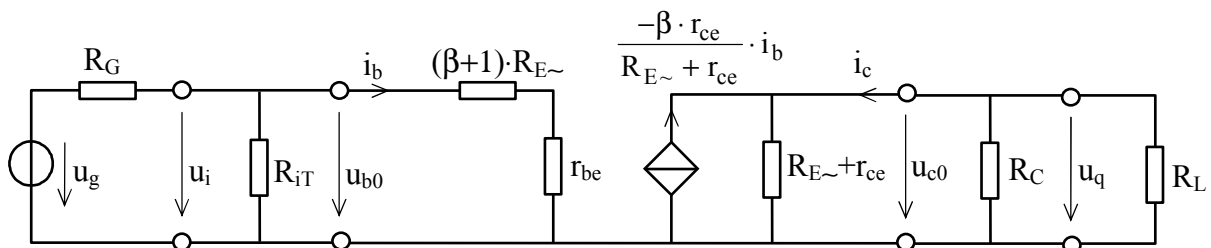
Wegen $R_{E\sim} \ll \beta \cdot r_{ce}$ lässt sich der Zähler des Kurzschlussstromes vereinfachen und man erhält schließlich folgende Ersatzschaltung für Transistor und Emitterwiderstand:

Abbildung 11-16
Vereinfachtes
Ersatzschaltbild



Das Ersatzschaltbild für den gesamten Wechselspannungsverstärker erhält damit folgendes Aussehen:

Abbildung 11-17 Ersatzschaltbild des gesamten WS-Verstärkers



Anhand dieser Ersatzschaltung lässt sich die Leerlaufverstärkung V_{u0} berechnen:

$$V_{u0} = \frac{u_{q0}}{u_i} = \frac{u_{q0}}{u_{b0}} = \frac{\frac{-\beta \cdot r_{ce}}{R_{E\sim} + r_{ce}} \cdot i_b \cdot [(R_{E\sim} + r_{ce}) // R_C]}{i_b \cdot [(\beta + 1) \cdot R_{E\sim} + r_{be}]}$$

$$V_{u0} = \frac{-\beta \cdot r_{ce} \cdot [(R_{E\sim} + r_{ce}) // R_C]}{(R_{E\sim} + r_{ce}) \cdot [(\beta + 1) \cdot R_{E\sim} + r_{be}]} \quad (a)$$

Mit $r_{ce} \gg R_{E\sim}$ und $r_{ce} \gg R_C$ wird daraus

$$V_{u0} \approx \frac{-\beta \cdot R_C}{(\beta + 1) \cdot R_{E\sim} + r_{be}} \quad (b)$$

Gilt auch $r_{be} \ll (\beta + 1) \cdot R_{E\sim}$, so ergibt sich

$$V_{u0} \approx -\frac{R_C}{R_{E\sim}} \quad (c)$$

Beispiel:

Fehlt in der Schaltung nach Abbildung 11-7 der Emitterkondensator C_E , so wird $R_{E\sim} = R_E = 2,7 \text{ k}\Omega$. Mit den übrigen Daten der Schaltung ergibt sich dann für die Wechselspannungsverstärkung nach der obigen Gleichung (a):

$$V_{u0} = \frac{-152 \cdot 100 \text{ k}\Omega \cdot (102,7 \text{ k}\Omega // 10 \text{ k}\Omega)}{102,7 \text{ k}\Omega \cdot (153 \cdot 2,7 \text{ k}\Omega + 8,3 \text{ k}\Omega)} = -3,2$$

Ein Vergleich mit der Verstärkung $V_{u0} = -166$ nach Abschnitt 11.2.2.3 zeigt wie bedeutsam der wechselstrommäßige Kurzschluss des Emitterwiderstandes R_E durch den Kondensator C_E ist.

Es lässt sich ableiten, dass mit Hilfe eines nur teilweise wechselstrommäßig kurzgeschlossenen Emitterwiderstandes die Spannungsverstärkung des WS-Verstärkers eingestellt werden kann. Ein weiterer Effekt ist eine deutliche Verbesserung der Linearität der Großsignalverstärkung.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.2.4 Berechnung der Kondensatoren

Die in dem Wechselspannungs-Verstärker enthaltenen Kondensatoren begrenzen den Frequenzbereich, in dem der Verstärker mit voller Verstärkung arbeitet.

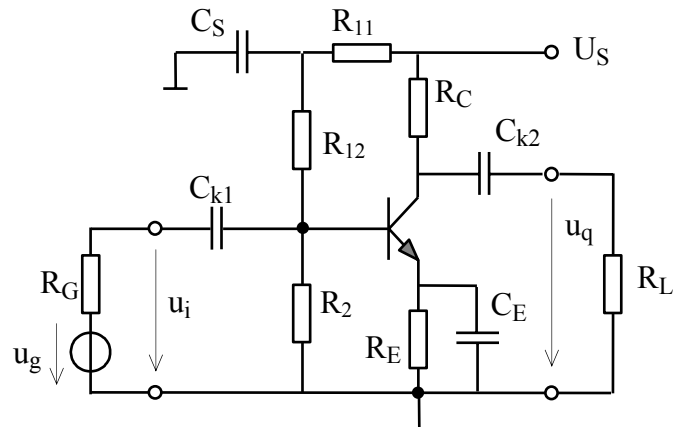
Koppel- und Emitter-Kondensatoren bestimmen die untere Grenzfrequenz des Verstärkers.

Im folgenden sollen diese Kondensatoren so dimensioniert werden, dass sich für jeden ein 3dB-Verstärkungsabfall (Faktor $1/\sqrt{2}$) für die vorgegebene untere Grenzfrequenz ergibt.

Bei der Berechnung wird berücksichtigt, dass der Widerstand R_1 zur Glättung der Versorgungsspannung im Basiskreis gemäß Abbildung 11-18 unterteilt sein kann.

Abbildung 11-18

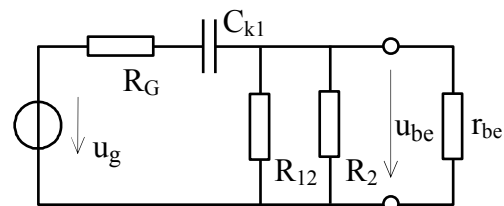
Glättung der Versorgungsspannung im Basiskreis



11.2.4.1 Berechnung des eingangsseitigen Koppelkondensators

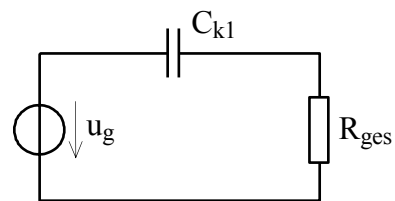
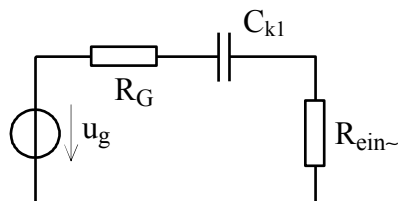
Abbildung 11-19

WS-Ersatzschaltung des Eingangskreises



Die Ersatzschaltung lässt sich schrittweise zu einem Hochpass zusammenfassen

Abbildung 11-20 Koppelkondensator als Hochpass



In komplexer Schreibweise gilt : $\underline{U}_g = U_{R_{ges}} - j \cdot U_{C_{k1}}$

und

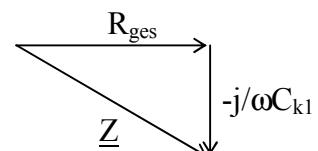
$$\underline{Z} = R_{ges} - j/\omega C_{k1}$$

Für die Grenzfrequenz gilt

$$U_{R_{ges}} = U_{C_{k1}}$$

bzw.

$$R_{ges} = 1/\omega_g C_{k1}$$



d.h. Realteil von \underline{U}_g gleich Imaginärteil von \underline{U}_g bzw.

Realteil von \underline{Z} gleich Imaginärteil von \underline{Z}

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Mit $\omega_g = 2 \cdot \pi \cdot f_g$

und $R_{ges} = R_G + (R_{12} // R_2 // r_{be}) = R_G + R_{ein\sim}$

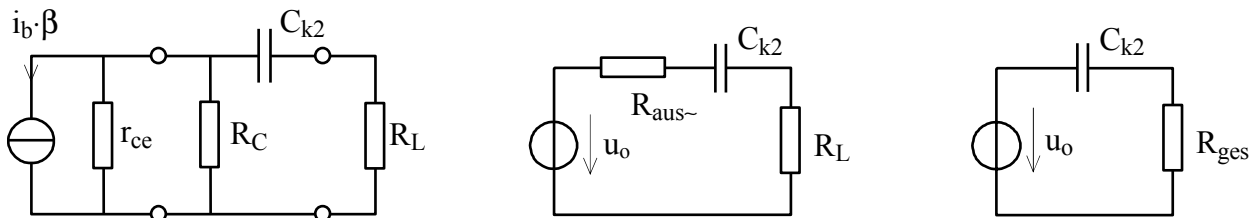
ergibt sich daraus $f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{k1} \cdot [R_G + R_{ein\sim}]}$

bzw. $C_{k1} \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot [R_G + R_{ein\sim}]}$

11.2.4.2 Berechnung des ausgangsseitigen Koppelkondensators

Das WS-Ersatzschaltbild des Ausgangskreises lässt sich ebenfalls in einen Hochpass umformen:

Abbildung 11-21 Schrittweise Zusammenfassung des WS-Ersatzschaltbildes



Es gilt: $u_0 = -i_b \cdot \beta \cdot (r_{ce} // R_C)$

und $R_{aus\sim} = r_{ce} // R_C$

$R_{ges} = R_{aus\sim} + R_L$

Mit $R_{ges} = 1/\omega_g C_{k2}$ (3dB-Abfall bei unterer Grenzfrequenz)

ergibt sich daraus $f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{k2} \cdot [R_L + R_{aus\sim}]}$

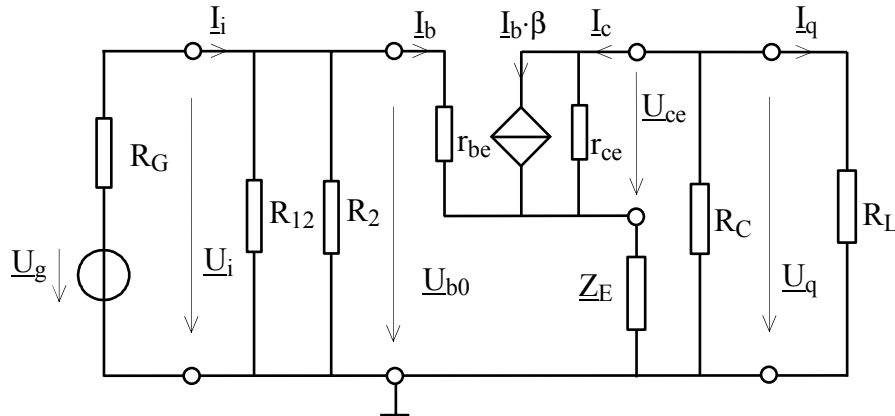
bzw. $C_{k2} \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g \cdot [R_L + R_{aus\sim}]}$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.2.4.3 Berechnung des Emittorkondensators

Unter Berücksichtigung des Emittorkondensators ergibt sich folgendes WS-Ersatzschaltbild des Verstärkers:

Abbildung 11-22 WS-Ersatzschaltbild mit komplexem Emittorkwiderstand



Der Emittorkondensator wird so dimensioniert, dass für den Betrag der komplexen

Verstärkung $\underline{V}_u(\omega)$ gilt:

$$\underline{V}_u(\omega_g) = \frac{\underline{V}_u(\omega \rightarrow \infty)}{\sqrt{2}} \quad (3\text{dB-Abfall})$$

Zur Berechnung der komplexen Verstärkung $\underline{V}_u(\omega)$ kann dieselbe Vorgehensweise gewählt werden, wie sie im Abschnitt 11.2.3 für einen reellen Emittorkwiderstand gezeigt ist.

Es ergibt sich:

$$\underline{V}_u(\omega) \approx - \frac{\beta \cdot (r_{ce} // R_C // R_L)}{r_{be} + (\beta + 1) \cdot \underline{Z}_E}$$

Mit $\frac{r_{be}}{\beta + 1} = r_{eb}$ (siehe Anhang B, Abschnitt B.2.4.2) und $\underline{Z}_E(\omega \rightarrow \infty) = 0$

wird

$$\frac{\underline{V}_u(\omega)}{\underline{V}_u(\infty)} \approx \frac{r_{eb}}{r_{eb} + \underline{Z}_E}$$

Mit $\frac{|\underline{V}_u(\omega_g)|}{|\underline{V}_u(\infty)|} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ und $\underline{Z}_E = \frac{1}{1/R_E + j \cdot \omega \cdot C_E}$

ergibt sich

$$C_E \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g} \cdot \sqrt{\frac{1}{(r_{eb})^2} + \frac{2}{r_{eb} \cdot R_E} - \frac{1}{R_E^2}}$$

Beachte: Wird C_E nach dieser Dimensionierungsvorschrift imaginär, so ist die Größe von R_E zu gering.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.2.4.4 Berechnung für den Siebkondensator C_S

C_S soll den Eingangskreis des WS-Verstärkers gegen hochfrequente Störungen der Versorgungsspannung U_S schützen. C_S bildet zusammen mit den in Abbildung 11-23 dargestellten Widerständen einen Tiefpass.

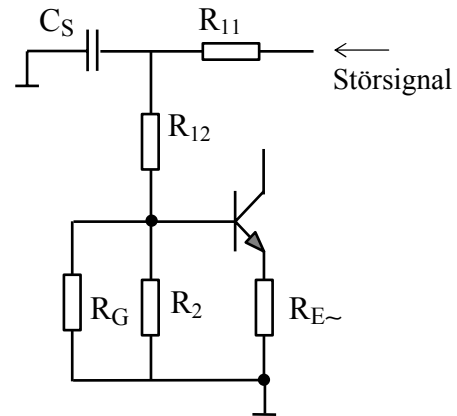
Abbildung 11-23

Berechnung der Grenzfrequenz durch C_S

($R_{E\sim}$ = wechselstrommäßig wirksamer Teil von R_E)

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [R_{11} // (R_{12} + R_p)] \cdot C_S}$$

mit $R_p = R_G // R_2 // [(\beta + 1) \cdot R_{E\sim} + r_{be}]$



Da an der Transistorbasis auftretende Störungen mit der Spannungsverstärkung V_u des WS-Verstärkers, Störungen im Kollektorzweig jedoch nicht verstärkt werden, genügt meist die Glättung der Versorgungsspannung des Basis-Spannungsteilers.

Bei sehr niederfrequenten überlagerten Störungen auf der Versorgungsspannung setzt man eine Z-Diode anstelle von C_S ein.

11.2.5 Gesamt-Grenzfrequenzen

Untere Grenzfrequenz

Die durch die einzelnen Kondensatoren im Wechselspannungsverstärker gebildeten Hochpässe sind voneinander weitgehend entkoppelt (keine gegenseitige Rückwirkung).

Unter dieser Voraussetzung lässt sich aus gleichen Grenzfrequenzen der einzelnen Hochpässe eine Gesamt-Grenzfrequenz errechnen nach der Gleichung:

$$f_{gu_{ges}} = \frac{1}{\sqrt[n]{2} - 1} \cdot f_{gu_{einz}} \quad \text{mit } n = \text{Zahl der Hochpässe}$$

Umgekehrt lässt sich errechnen welche Einzel-Grenzfrequenzen erforderlich sind, um eine bestimmte Gesamt-Grenzfrequenz zu erreichen:

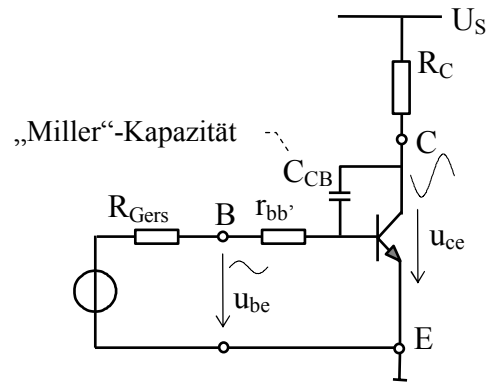
$$f_{gu_{einz}} = f_{gu_{ges}} \cdot \sqrt[n]{2} - 1$$

Obere Grenzfrequenz

Die Kollektor-Basis-Sperrschichtkapazität („Miller“-Kapazität) sowie weitere wirksame Kapazitäten (Schalt-, Kabel-, Bauteil-Kapazitäten) begrenzen die Verstärkung bei hohen Frequenzen.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Abbildung 11-24: Miller-Kapazität



Einem Wechselsignal u_{be} am Transistoreingang steht ein um den Faktor V_u größeres Signal u_{ce} am Transistorausgang gegenüber.

Dieses Ausgangssignal wird über die transistorinterne Kollektor-Basis-Kapazität C_{CB} auf die Basis des Transistors zurückgekoppelt.

Da u_{ce} gegenüber u_{be} invertiert ist, bewirkt C_{CB} eine starke Gegenkopplung. C_{CB} muss daher durch das Eingangssignal um die volle Kollektor-Emitterspannung $u_{ce} = V_u \cdot u_{be}$ umgeladen werden.

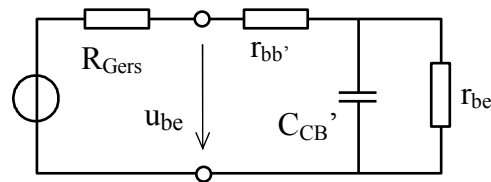
Dies wirkt sich so aus, als müsse eine im Eingangskreis liegende Kapazität $C_{CB}' = V_u \cdot C_{CB}$ um die Basis-Emitter-Spannung u_{be} umgeladen werden.

C_{CB} erscheint um den Faktor V_u vergrößert in den Eingangskreis transformiert

\Rightarrow „Miller“-Effekt.

Abbildung 11-25

Transformierte Miller-Kapazität



Der transistorinterne Basisbahnwiderstand $r_{bb'}$ und die in den Eingangskreis transformierte Miller-Kapazität bilden zusammen mit den übrigen im Eingangskreis liegenden Widerständen einen Tiefpass.

Für eine Transistorstufe ergibt sich damit als obere Grenzfrequenz:

$$f_{go} \approx \frac{1}{2\pi \cdot [(R_{Gers} + r_{bb'}) // r_{be}] \cdot V_u \cdot (C_{CB} + C_{ex})}$$

(mit C_{ex} = zur Kollektor-Basis-Strecke evtl. parallele externe Kapazität)

Sind mehrere unabhängige Tiefpässe (mit gleicher Einzel-Grenzfrequenz $f_{go_{einz}}$) beteiligt, so ergibt sich eine Gesamt-Grenzfrequenz:

$$f_{go_{ges}} = f_{go_{einz}} \cdot \sqrt[n]{2} - 1$$

Oberhalb der Grenzfrequenz f_{go} sinkt die Spannungsverstärkung V_u des Transistorverstärkers um 20 dB / Dekade. V_u wird frequenzabhängig $\Rightarrow V_u(f)$.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Da nach Abschnitt 11.2.2.3 gilt $V_u = -\beta \cdot \frac{R_{aus}}{r_{be}} = \beta \cdot konst$, muss damit oberhalb f_{go} auch die Stromverstärkung β frequenzabhängig sein $\Rightarrow \beta(f)$.

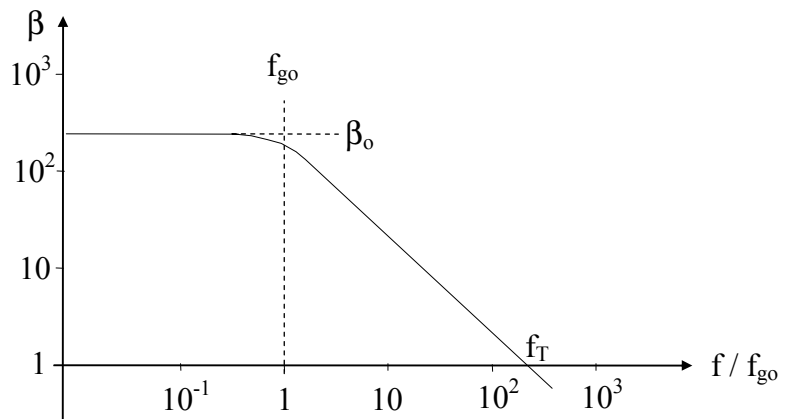
Oberhalb der Grenzfrequenz f_{go} gilt:

$$f \cdot \beta(f) = f_{go} \cdot \beta_o = f_T \cdot 1 = \textbf{Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt} = \text{konstant.}$$

Hierbei ist β_o = Stromverstärkung für $f \ll f_{go}$

f_T = Transistfrequenz = Frequenz, bei der $\beta(f) = 1$

Abbildung 11-26
Frequenzabhängigkeit
der Stromverstärkung β

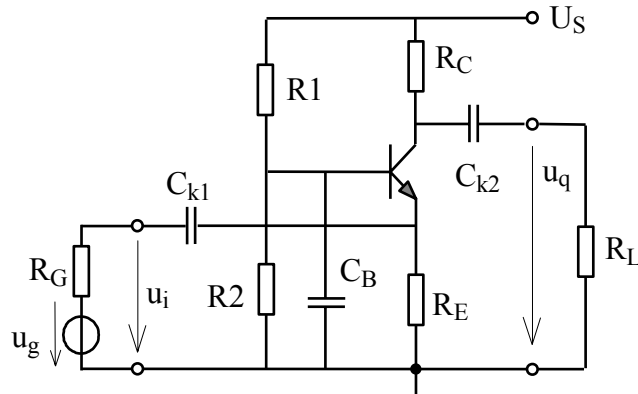


11.3 RC-gekoppelter Wechselspannungsverstärker in Basisschaltung

11.3.1 Die Schaltung

Abbildung 11-27 zeigt den Stromlaufplan eines Wechselspannungsverstärkers mit Transistor in Basisschaltung

Abbildung 11-27:
Transistor in Basisschaltung
als Wechselspannungsverstärker



Die Basisschaltung lässt sich erkennen an der Signaleinkopplung am Emitter, der Signalauskopplung am Kollektor und dem wechsellspannungsmäßigen Kurzschluss der Basis mit Masse durch C_B .

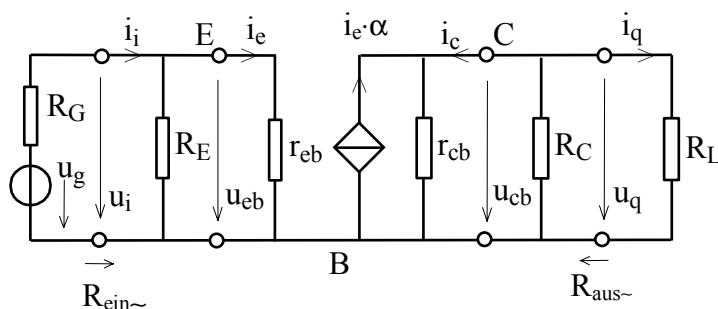
Wie bei der Emitterschaltungen im Abschnitt 11.2 wird der Strom I_C im Arbeitspunkt über den Basisspannungsteiler R_1 und R_2 sowie den Emitterwiderstand R_E eingestellt.

Für die folgenden Berechnungen wird derselbe Transistortyp (BC107A) und derselbe Arbeitspunkt wie bei dem Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung nach Abschnitt 11.2 zugrunde gelegt. Die Transistordaten und die Schaltungsdimensionierung werden daher aus Abschnitt 11.2 übernommen:

$I_C = 0,6 \text{ mA}$	$R_E = 2,7 \text{ k}\Omega$	$r_{be} = 8,3 \text{ k}\Omega$
$R_1 = 180 \text{ k}\Omega$	$R_C = 10 \text{ k}\Omega$	$\beta = 152$
$R_2 = 43 \text{ k}\Omega$	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	$r_{ce} = 100 \text{ k}\Omega$

11.3.2 Berechnung der Wechselstrom-Kenngrößen

Abbildung 11-28
Wechselstrom-Ersatzschaltbild



Im WS-Ersatzschaltbild ist der Transistor durch sein Ersatzschaltbild in Basisschaltung repräsentiert.

Die Vierpolparameter in Basisschaltung lassen sich aus den Vierpolparametern der Emitterschaltung ableiten. Die Herleitung findet sich im Anhang B, Abschnitt B.2.4.2.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Berechnung des Eingangswiderstandes $R_{\text{ein}\sim}$

$$\text{Mit } r_{\text{eb}} = \frac{r_{\text{be}}}{\beta + 1} = \frac{8,3\text{k}\Omega}{153} = 54,2\Omega$$

$$\text{ergibt sich } R_{\text{ein}\sim} = R_E // r_{\text{eb}} = 2,7\text{ k}\Omega // 54,2\Omega = 53,1\Omega$$

Bei diesem Eingangswiderstand ist Anpassung an eine 50- Ω -Quelle möglich.

Berechnung des Ausgangswiderstandes $R_{\text{aus}\sim}$

$$\text{Mit } r_{\text{cb}} = (\beta + 1) \cdot r_{\text{ce}} = 15,3\text{ M}\Omega \quad \text{ergibt sich}$$

$$R_{\text{aus}\sim} = R_C // r_{\text{cb}} \approx R_C = 10\text{ k}\Omega$$

Berechnung der Leerlaufverstärkung V_{u0}

$$V_{u0} = \frac{u_{q0}}{u_i} = \frac{i_e \cdot \alpha \cdot (r_{\text{cb}} // R_C)}{i_e \cdot r_{\text{eb}}} = \frac{\alpha \cdot (r_{\text{cb}} // R_C)}{r_{\text{eb}}} \approx \alpha \cdot \frac{R_C}{r_{\text{eb}}}$$

$$\text{Mit } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{152}{153} \approx 0,993 \quad \text{wird daraus}$$

$$V_{u0} \approx \alpha \cdot \frac{R_C}{r_{\text{eb}}} \approx 0,993 \cdot \frac{10\text{k}\Omega}{51,55\Omega} \approx 183$$

Mit $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ergibt sich schließlich eine Verstärkung im belasteten Fall

$$V_u = V_{u0} \cdot \frac{R_L}{R_{\text{aus}\sim} + R_L} = 183 \cdot \frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} \approx 91,5$$

Berechnung der Stromverstärkung V_i (bei Belastung mit $R_L = 10\text{ k}\Omega$)

$$V_i = \frac{i_q}{i_i} = \frac{u_q / R_L}{u_i / R_{\text{ein}\sim}} = \frac{u_q}{u_i} \cdot \frac{R_{\text{ein}\sim}}{R_L} = V_u \cdot \frac{R_{\text{ein}\sim}}{R_L} \approx 91,5 \cdot \frac{53,1\Omega}{10\text{k}\Omega} \approx 0,486$$

$$V_i \approx 0,486$$

Berechnung der Leistungsverstärkung V_p (bei Belastung mit $R_L = 10\text{ k}\Omega$)

$$V_p = V_u \cdot V_i \approx 91,5 \cdot 0,486 \approx 44,5$$

11.3.3 Obere Grenzfrequenz der Basisschaltung

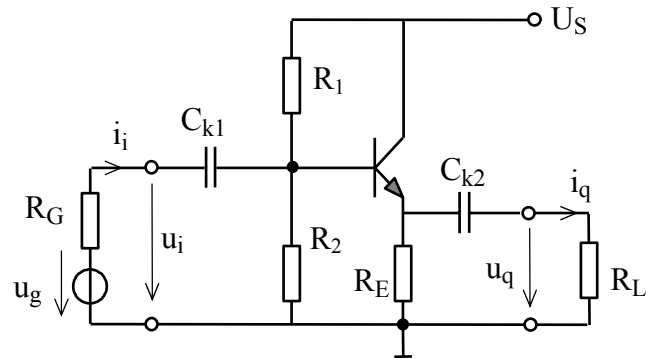
Da die Sperrschichtkapazitäten des Transistors bei der Basisschaltung durch den im Vergleich zum Basisstrom um den Faktor $(\beta + 1)$ größeren Emitterstrom umgeladen werden, ist die obere Grenzfrequenz der Basisschaltung näherungsweise um den Faktor $(\beta + 1)$ größer als in Emitterschaltung.

11.4 RC-gekoppelter Wechselspannungsverstärker in Kollektorschaltung

11.4.1 Stromlaufplan und Daten

Abbildung 11-29

Transistor in Kollektorschaltung
als Wechselspannungsverstärker



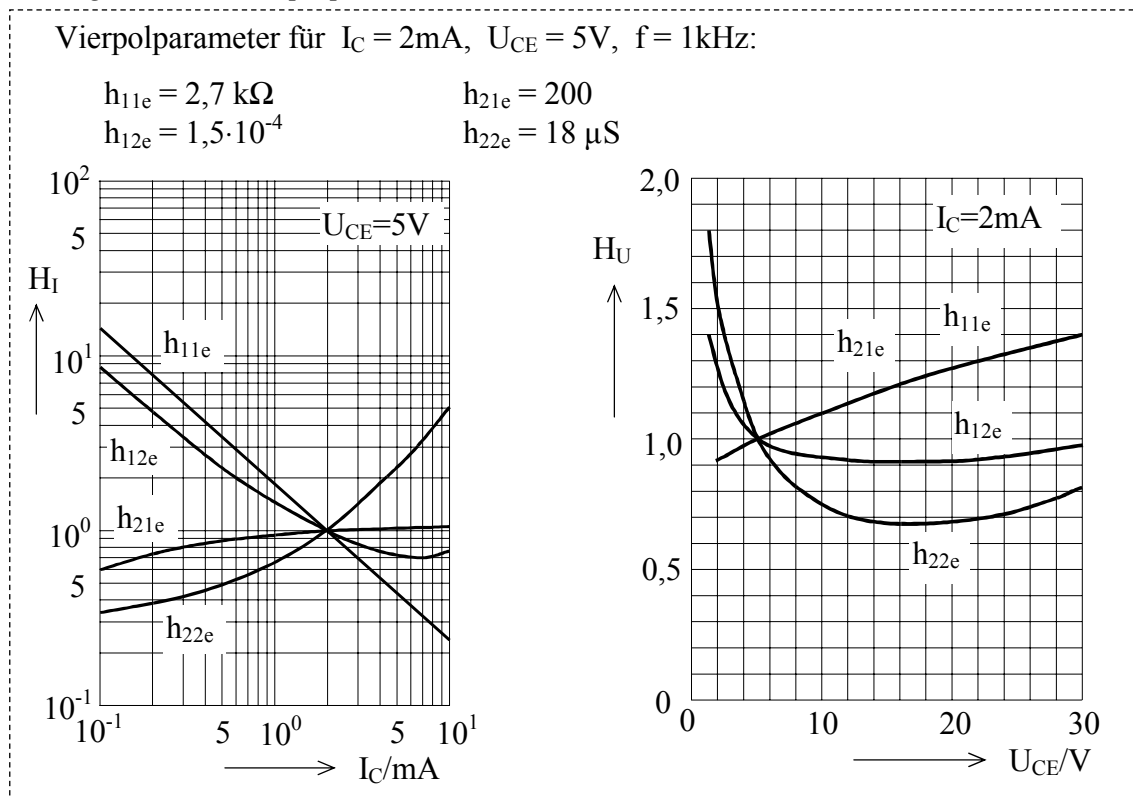
Die Kollektorschaltung ist erkennbar an der Signaleinkopplung an der Basis und der Signalauskopplung am Emitter des Transistors.

Verstärker: $U_S = 12 \text{ V}$
 $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 51 \text{ k}\Omega$
 $R_E = 1 \text{ k}\Omega$
 $I_{C/AP} = 6 \text{ mA}$
 $\Rightarrow U_{CE/AP} = 6 \text{ V}$
 (Prinzip der halben Speisespannung)

Signalquelle: $\hat{u}_g = 2 \text{ V}$
 $R_G = 1 \text{ k}\Omega$
Last: $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
 (Die Last soll nicht niederohmiger sein
 als R_E)

Transistor: BCY 59 VII

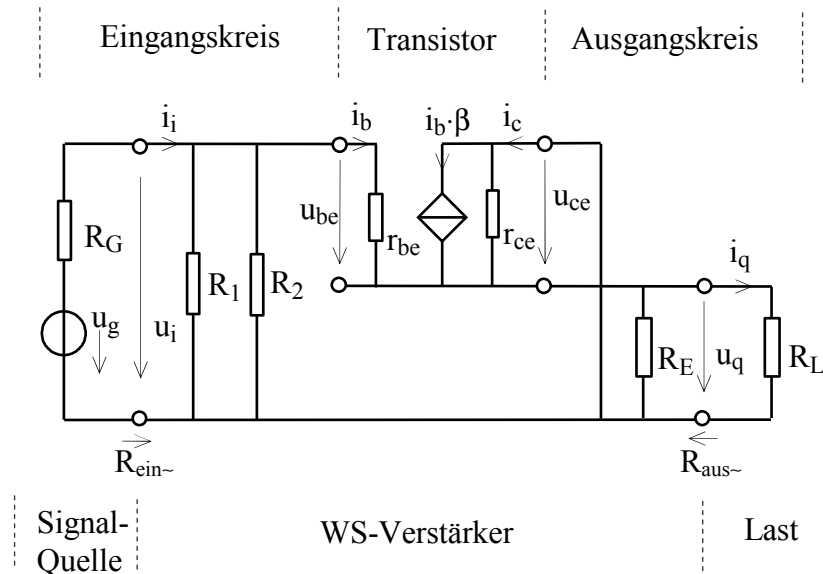
Abbildung 11-30 Vierpolparameter des Transistors BCY 59 VII



Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

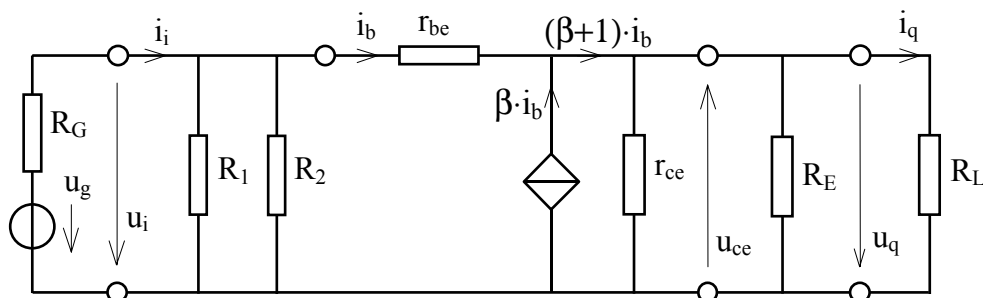
11.4.2 Wechselstrom-Berechnungen

Abbildung 11-31 Wechselstrom-Ersatzschaltbild



Klappt man den Ausgangsteil des Transistor-Ersatzschaltbildes zur Masse, so ergibt sich folgende Darstellung:

Abbildung 11-32 Vereinfachte Darstellung des WS-Ersatzschaltbildes



Berechnung der Vierpolparameter des Transistors:

Für $I_C = 6 \text{ mA}$
 $U_{CE} = 6 \text{ V}$

ergibt sich mit den Transistor-Daten aus Abschnitt 11.4.1:

[Rechenvorschrift: $h_{xy} = H_I \cdot H_U \cdot h_{xy/(2\text{mA}; 5\text{V})}$]

$$h_{11e} = r_{be} = 0,37 \cdot 1,02 \cdot 2,7 \text{ k}\Omega = 1,02 \text{ k}\Omega$$

$$h_{21e} = \beta = 1,05 \cdot 1,02 \cdot 200 = 214$$

$$h_{22e} = 1/r_{ce} = 2,8 \cdot 0,92 \cdot 18 \text{ }\mu\text{S} = 46,4 \text{ }\mu\text{S}$$

$$\Rightarrow r_{ce} = 21,6 \text{ k}\Omega$$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Berechnung des Wechselspannungsverhaltens

Aus der Abbildung 11-32 ist erkennbar, dass Eingangs- und Ausgangskreis durch r_{be} miteinander verbunden sind. Dies bedeutet, dass nicht nur die ausgangsseitigen Ströme und Spannungen über i_b von der Eingangsseite her gesteuert werden, sondern, dass darüber hinaus der Eingangswiderstand der Schaltung von der ausgangsseitig angeschlossenen Last und der Ausgangswiderstand des Verstärkers vom Innenwiderstand der eingangsseitig angeschlossenen Signalquelle beeinflusst werden.

Aus diesem Grunde können für den Wechselspannungsverstärker in Kollektorschaltung keine anwendungsunabhängigen Größen für Eingangs- und Ausgangswiderstand sowie Leerlaufverstärkung angegeben werden. Die genannten Größen sind vielmehr immer in gewissem Umfang auch von Signalquelle und Last abhängig.

Eingangswiderstand

Der Eingangswiderstand $R_{ein\sim}$ wird außer von R_1 , R_2 und r_{be} auch von den zum Ausgangskreis zählenden Widerständen r_{ce} , R_E und R_L mitbestimmt.

Zur Berechnung des Eingangswiderstandes müssen diese zuletzt genannten Widerstände in den Eingangskreis transformiert werden.

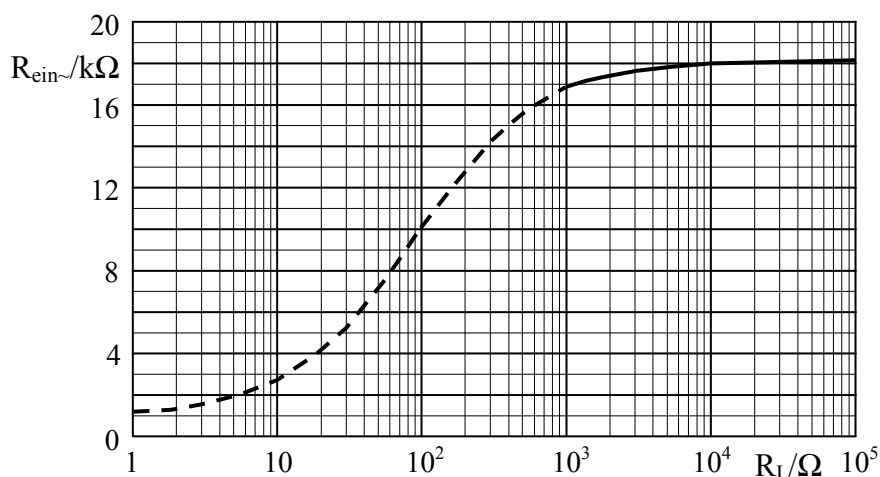
$$R_{ein\sim} = R_1 // R_2 // [r_{be} + (\beta + 1) \cdot (R_E // R_L // r_{ce})]$$

Mit $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 51 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ sowie $r_{be} = 1,02 \text{ k}\Omega$, $\beta = 214$, $r_{ce} = 21,6 \text{ k}\Omega$ nimmt der Eingangswiderstand in Abhängigkeit vom Lastwiderstand Werte an im Bereich

$$971 \text{ }\Omega \leq R_{ein\sim} \leq 18,3 \text{ k}\Omega$$

Der genaue Verlauf des Eingangswiderstandes des diskutierten Verstärkers in Abhängigkeit von der Größe des Lastwiderstandes ist der Abbildung 11-33 zu entnehmen.

Abbildung 11-33 WS-Eingangswiderstand als Funktion des Lastwiderstandes



Für $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ergibt sich $R_{ein\sim} = 16,85 \text{ k}\Omega$

Eingangsspannung und Eingangsstrom

Eingangsspannung und Eingangsstrom lassen sich mit den Gleichungen

$$\hat{u}_i = \hat{u}_g \cdot \frac{R_{ein\sim}}{R_{ein\sim} + R_G} \quad \text{und} \quad \hat{i}_i = \frac{\hat{u}_i}{R_{ein\sim}} \quad \text{berechnen.}$$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Ausgangswiderstand

Zur Berechnung des Ausgangswiderstandes müssen die Bauteile der Eingangsseite einschließlich r_{be} auf die Ausgangsseite transformiert werden. Es ergibt sich dann:

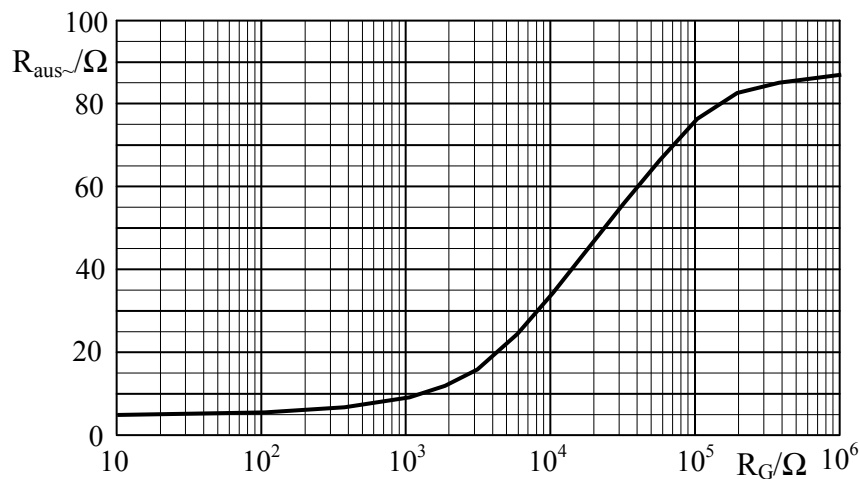
$$R_{aus\sim} = R_E // r_{ce} // \left[\frac{r_{be} + (R_G // R_1 // R_2)}{\beta + 1} \right]$$

Die Widerstände im Eingangskreis erscheinen mit dem Faktor $1/(\beta+1)$ multipliziert in dieser Gleichung.

In Abhängigkeit vom Innenwiderstand R_G der Signalquelle ergeben sich für den Verstärker nach Abbildung 11-29 Werte des Ausgangswiderstandes im Bereich

$$4,72 \, \Omega \leq R_{aus\sim} \leq 88,7 \, \Omega$$

Abbildung 11-34 Ausgangswiderstand in Abhängigkeit vom Innenwiderstand der Signalquelle



Für $R_G = 1 \, \text{k}\Omega$ ergibt sich $R_{aus\sim} = 9,09 \, \Omega$

Spannungsverstärkung

Anhand des WS-Ersatzschaltbildes ergibt sich für die Leerlauf-Spannungsverstärkung:

$$V_{u0} = \frac{(\beta + 1) \cdot (r_{ce} // R_E)}{r_{be} + (\beta + 1) \cdot (r_{ce} // R_E)} = \frac{(r_{ce} // R_E)}{r_{be} + (r_{ce} // R_E)} = \frac{21,6 \text{ k}\Omega // 1 \text{ k}\Omega}{4,7 \, \Omega + (21,6 \text{ k}\Omega // 1 \text{ k}\Omega)} = 0,995$$

Bei Belastung mit $R_L = 1 \, \text{k}\Omega$ ergibt sich die Spannungsverstärkung V_u :

$$V_u = V_{u0} \cdot \frac{R_L}{R_{aus\sim} + R_L} = 0,995 \cdot \frac{1000 \, \Omega}{1009,09 \, \Omega} = 0,986$$

Lastwiderstände $R_L \ll R_E$ sind nicht sinnvoll.

Stromverstärkung

$$V_i = \frac{\hat{i}_q}{\hat{i}_i} = \frac{\hat{u}_q}{\hat{u}_i} \cdot \frac{R_{ein\sim}}{R_L} = V_{U0} \cdot \frac{R_{ein\sim}}{R_{aus\sim} + R_L} = 16,6$$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Leistungsverstärkung

$$V_p = \frac{p_q}{p_i} = \frac{u_q \cdot i_q}{u_i \cdot i_i} = V_u \cdot V_i = 0,986 \cdot 16,6 = 16,37$$

Charakteristische Eigenschaften:

Die Spannungsverstärkung ist für hinreichend große Lastwiderstände etwa gleich 1, d.h. Ein- und Ausgangsspannung sind etwa gleich groß und phasengleich. Die Kollektorschaltung wird deswegen „**Spannungsfolger**“ genannt.

Wegen der Kombination

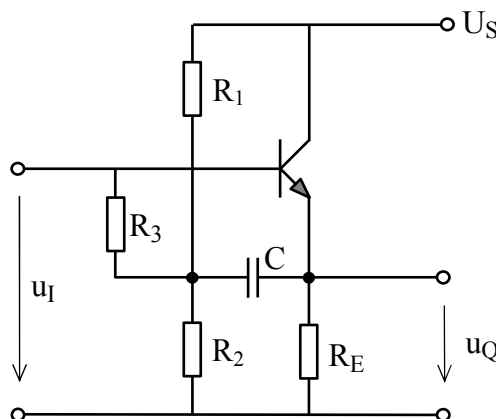
- hoher Eingangswiderstand (d.h. geringe Belastung der Signalquellen) und
- niedriger Ausgangswiderstand (d.h. hohe Lastströme zulässig)

wird die Kollektorschaltung auch als „**Impedanzwandler**“ bezeichnet.

11.4.3 Bootstrapschaltung

Mit der Bootstrapschaltung lässt sich der Eingangswiderstand der Kollektorschaltung deutlich vergrößern.

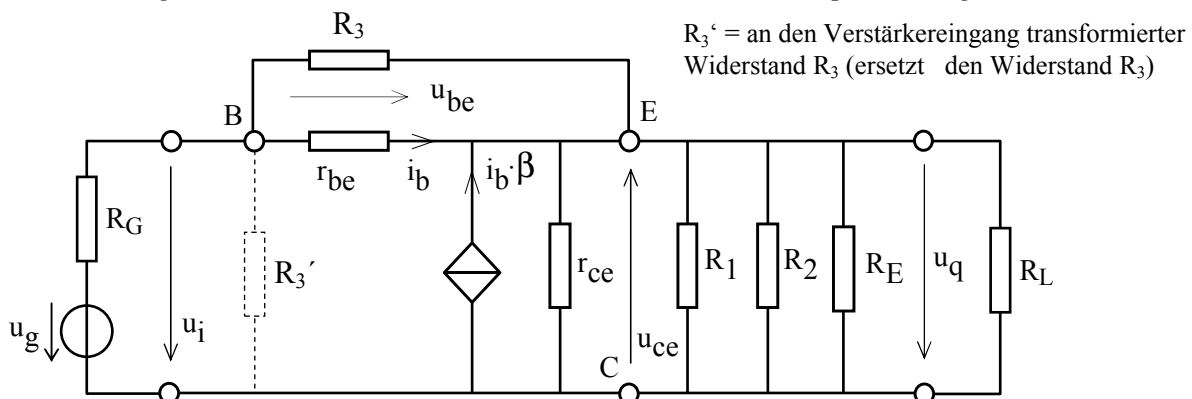
Abbildung 11-35
Bootstrapschaltung



Schaltungseingang und Basis des Transistors sind hier nicht unmittelbar sondern über den zusätzlichen Widerstand R_3 an den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 angeschlossen. Der Spannungsteiler ist über den Kondensator C mit dem Ausgang der Schaltung verbunden. Für hinreichend große Frequenzen stellt der Kondensator einen Kurzschluss dar.

Zur Bootstrapschaltung gehört folgendes Wechselstrom-Ersatzschaltbild:

Abbildung 11-36 Wechselstrom-Ersatzschaltbild der Bootstrapschaltung



Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Während die Signalquelle bei der Schaltung nach Abbildung 11-29 das Eingangssignal u_i nicht nur der Basis des Transistors, sondern auch dem Spannungsteiler R_1, R_2 aufprägen muss, geschieht letzteres bei der Bootstrapschaltung über den Kondensator C durch den niederohmigen Ausgang der Schaltung.

Die Eingangssignalquelle muss am Widerstand R_3 nicht die volle Größe von u_i , sondern nur die sehr viel geringere Änderung u_{be} bewirken. Aus der Sicht der Eingangsspannung u_i erscheint der Widerstand R_3 daher im Verhältnis u_i/u_{be} dynamisch hochtransformiert auf

$$R_3' = R_3 \cdot \frac{u_i}{u_{be}} \approx R_3 \cdot \frac{r_{be} + (1 + \beta) \cdot (R_E // R_1 // R_2 // r_{ce} // R_L)}{r_{be}} \quad (\text{für z.B. } R_3 \geq r_{be})$$

Wie bei der normalen Kollektorschaltung arbeitet auch die Bootstrapschaltung nicht rückwirkungsfrei, d.h. der Eingangswiderstand wird vom Lastwiderstand, der Ausgangswiderstand wird vom Innenwiderstand der Signalquelle beeinflusst.

Eingangswiderstand:

Mit $R_{\text{ein}\sim} = R_3' // (r_{be} + (1 + \beta) \cdot (R_E // R_1 // R_2 // r_{ce} // R_L))$

ergibt sich

$$R_{\text{ein}\sim} = \frac{R_3 \cdot [r_{be} + (1 + \beta) \cdot (R_E // R_1 // R_2 // r_{ce} // R_L)]}{R_3 + r_{be}}$$

Mit $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 51 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $r_{be} = 1,02 \text{ k}\Omega$, $\beta = 214$, $r_{ce} = 21,6 \text{ k}\Omega$ (Daten wie in Abschnitt 11.4.2) sowie $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_G = 10 \text{ k}\Omega$ und $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ergeben sich folgende Werte:

$$R_3' \approx 1,02 \text{ M}\Omega \text{ und}$$

$$R_{\text{ein}\sim} \approx 94 \text{ k}\Omega$$

Ein Vergleich mit der normalen Kollektorschaltung nach Abbildung 11-29 ($R_{\text{ein}\sim} = 16,85 \text{ k}\Omega$ für $R_L = 1 \text{ k}\Omega$) zeigt bei der Bootstrap-Schaltung eine deutliche Vergrößerung des Eingangswiderstandes.

Ausgangswiderstand:

Für den Ausgangswiderstand der Bootstrapschaltung erhält man

$$R_{\text{aus}\sim} = r_{ce} // R_1 // R_2 // R_E // \frac{r_{be} + R_3' // R_G}{\beta + 1}$$

Mit den gegebenen Daten ergibt sich hierbei

$$R_{\text{aus}\sim} = 9,29 \text{ }\Omega$$

(Zum Vergleich: $R_{\text{aus}\sim} = 9,09 \text{ }\Omega$ für $R_G = 1 \text{ k}\Omega$ bei der normalen Kollektorschaltung)

Spannungsverstärkung:

$$V_u = \frac{(1 + \beta) \cdot (R_E // R_1 // R_2 // r_{ce} // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) \cdot (R_E // R_1 // R_2 // r_{ce} // R_L)} \approx \frac{102,56 \text{ k}\Omega}{(1,02 + 102,56) \text{ k}\Omega} = 0,99$$

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Stromverstärkung:

$$V_i = V_U \cdot \frac{R_{\text{ein}\sim}}{R_L} \approx 0,99 \cdot \frac{94 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} \approx 93$$

Leistungsverstärkung:

$$V_p = V_u \cdot V_i \approx 92$$

11.5 Vergleich der Transistor-Grundsaltungen

In der folgenden Tabelle sind die charakteristischen Eigenschaften der Wechselspannungsverstärker in den drei Grundsaltungen einander qualitativ gegenübergestellt.

Zur Verdeutlichung sind jeweils Werte der Größen angegeben, wie sie in den Abschnitten 11.2 bis 11.4 näherungsweise errechnet wurden.

	Emitterschaltung	Kollektorschaltung ⁽¹⁸⁾	Basisschaltung
R_{ein}~	mittel 7 kΩ	groß (100 kΩ) 17 kΩ	klein 50 Ω
R_{aus}~	mittel 10 kΩ	klein (10 Ω) 10 Ω	mittel 10 kΩ
V_{u0}	groß 170	≤ 1 (0,99) 0,993	groß 180
V_i	mittel / groß 50	mittel / (groß) (90) 17	≤ 1 0,5
V_p	sehr groß 5000	mittel / (groß) (90) 16	mittel 40
φ (u_q)	180°	0°	0°

⁽¹⁸⁾ Alle Werte gelten für R_L = 1 kΩ. Werte in Klammern gelten für die Bootstrapschaltung.

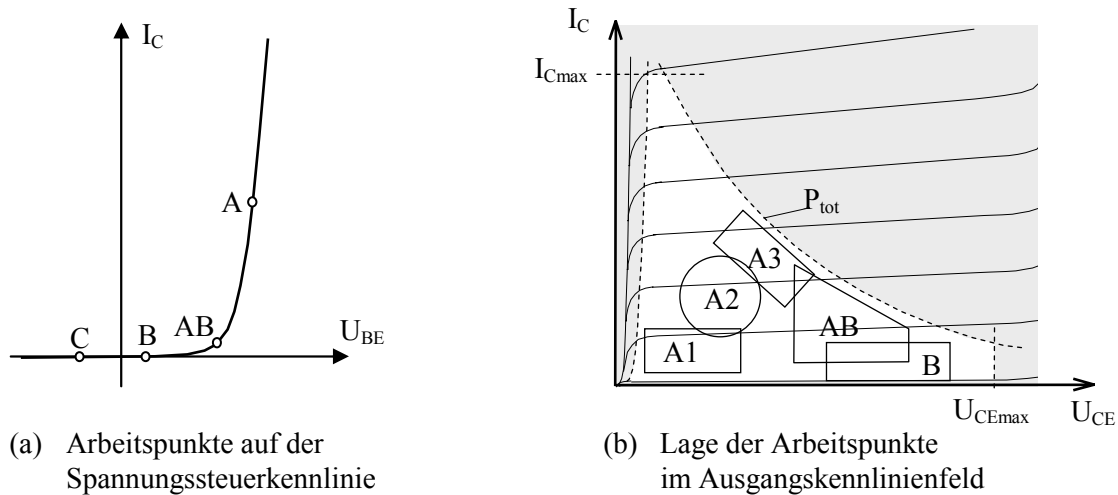
11.6 Lage des Arbeitspunktes im Kennlinienfeld

Bei einem Transistor im Wechselspannungsverstärker bestimmt die Lage des Arbeitspunktes im Ausgangskennlinienfeld über

- den verfügbaren Aussteuerungsbereich des Ausgangssignals,
- die an die Last abgebbare Leistung,
- die am Transistor auftretende Verlustleistung,
- den Wirkungsgrad des Verstärkers
- das Transistorrauschen usw..

Transistoren in Wechselspannungsverstärkern werden in verschiedenen Betriebsarten eingesetzt, die sich durch die jeweilige Lage des Arbeitspunktes unterscheiden (Abbildung 11-37 (a) und (b)).

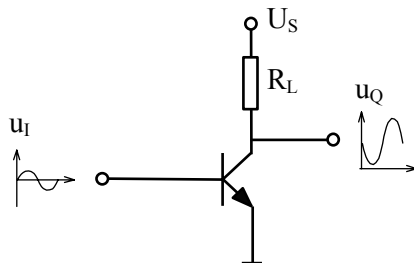
Abbildung 11-37 Lage der Arbeitspunkte in den Kennlinienfeldern



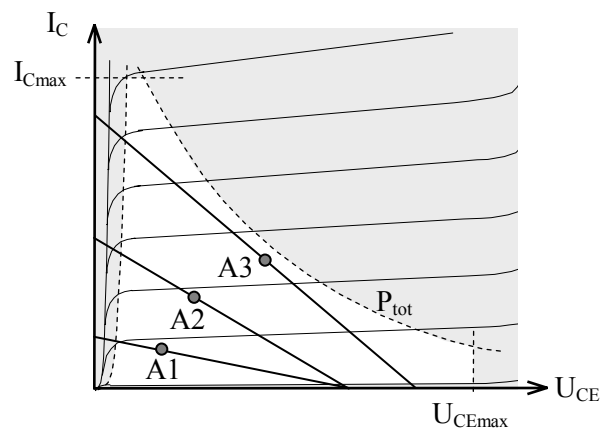
Wechselspannungsverstärker werden im Eintakt- oder Gegentaktbetrieb eingesetzt.

Abbildung 11-38 Eintakt-A-Transistorstufe

(a) Eintaktstufe



(b) Arbeitspunkte im A1-, A2- und A3-Betrieb



Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

11.6.1 Klein- und Mittelsignalverstärker

Kleinsignalverstärker, insbesondere Vorverstärker, sind gekennzeichnet durch kleine Ruhestrome I_C und kleine Ruhespannungen U_{CE} . Der Arbeitspunkt liegt weit entfernt von der Verlustleistungshyperbel im Bereich A1 in Abbildung 11-37 (b) ($I_C \approx \text{ca. } 10 \mu\text{A}$ bis einige mA; $U_{CE} \approx \text{ca. } 1 \text{ V}$ bis einige V). Thermische Probleme treten nicht auf. Wegen der kleinen Aussteuerung sind Verzerrungen meist vernachlässigbar.

Mittelsignalverstärker erlauben eine größere Spannungsaussteuerung bei kleiner bis mittlerer Leistung. Der Arbeitspunkt liegt im Bereich A2 in Abbildung 11-37 (b) ($I_C \approx \text{einige mA}$ bis einige 10 mA; $U_{CE} \approx \text{einige V}$ bis einige 10V).

11.6.2 Leistungsverstärker - Transistorendstufen

Transistorendstufen dienen dazu, aus dem gering belastbaren Ausgangssignal einer Vorstufe ein hoch belastbares Ausgangssignal zu erzeugen und einem Verbraucher zuzuführen.

Eine Endstufe soll grundsätzlich folgende Forderungen erfüllen:

- hohe Ausgangsleistung bei kleiner Eingangsleistung
- Widerstandsanpassung an Quelle und Last,
- hoher Wirkungsgrad, d.h. hohe Ausgangsleistung bei geringer Verlustleistung,
- geringe Verzerrungen (man spricht von einem geringen „Klirrfaktor“),
- evtl. Kurzschlussfestigkeit

Um diese Anforderungen zu erfüllen, setzt man Transistoren mit hoher zulässiger Verlustleistung im A3-, im AB- oder im B-Betrieb ein.

(Leistungs-)Transistoren in Endstufen werden im sog. Großsignalbetrieb eingesetzt. Dabei steuert man diese Transistoren bis an die Grenzen des sicheren Arbeitsbereiches (SOAR)⁽¹⁹⁾ aus. Die genutzten Kennlinienbereiche lassen sich nicht mehr überall als linear betrachten. Die Transistoren können daher nicht wie bei Kleinsignalbetrieb durch lineare Vierpole und lineare Vierpolparameter beschrieben werden.

A3-Betrieb

Der Arbeitspunkt A3 liegt etwa in der Mitte des aussteuerbaren Kennlinienbereiches nahe an der Verlustleistungshyperbel (siehe Abbildung 11-37 (b)). Die Aussteuerung erfolgt symmetrisch zum Arbeitspunkt. Nachteilig ist der hohe Ruhestrom I_{CAP} , die damit verbundene hohe Verlustleistung und der niedrige Wirkungsgrad. Vorteilhaft ist die annähernd lineare Aussteuerung in beiden Richtungen und der damit verbundene geringe Klirrfaktor.

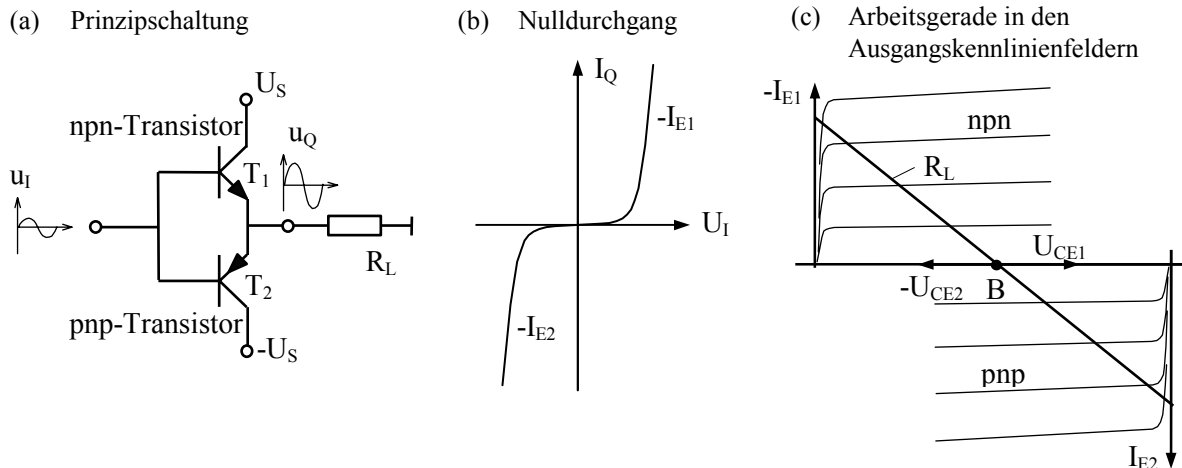
B-Betrieb

Der Arbeitspunkt liegt am unteren Ende der Arbeitsgerade im Ausgangskennlinienfeld. Der Ruhestrom I_{CAP} ist (von dem nicht vermeidbaren Reststrom abgesehen) gleich Null. Die Aussteuerung des Transistors im B-Betrieb ist nur in einer Richtung, allerdings mit -im Vergleich zum A-Betrieb- doppelter Amplitude möglich. Durch Gegentaktschaltung zweier Transistoren lässt sich eine symmetrische Aussteuerung realisieren.

⁽¹⁹⁾ SOAR = safe operating area

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Abbildung 11-39 Gegentakt-B-Endstufe in Komplementärtechnik

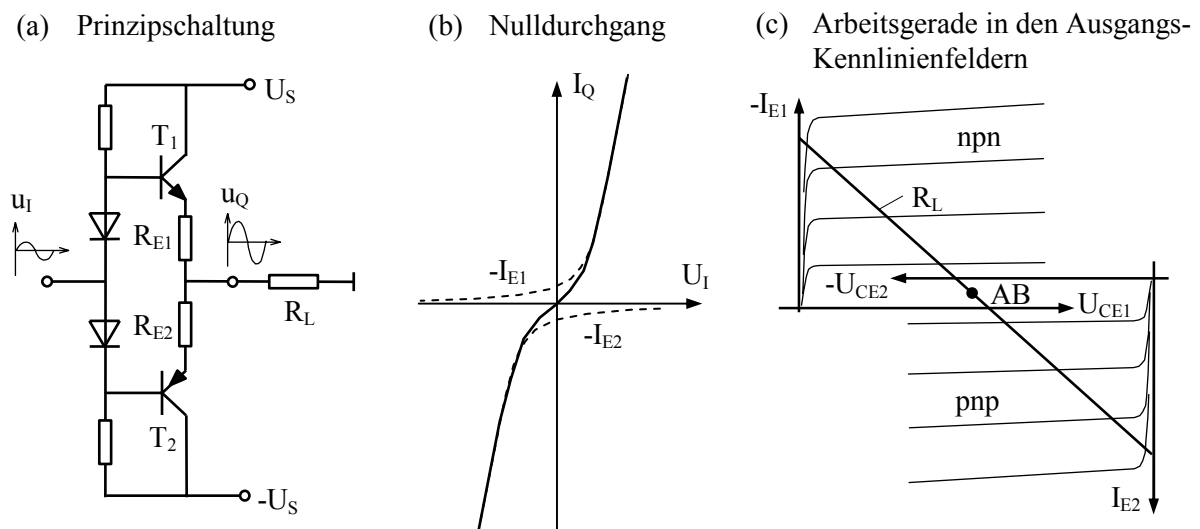


Positive Ausgangsströme werden dabei z.B. von einem npn-Transistor ($I_{Q+} = -I_{E1}$), negative von einem komplementären pnp-Transistor ($I_{Q-} = -I_{E2}$) geliefert. Nachteilig bei der Gegentakt-schaltung im reinen B-Betrieb ist, dass für einen Strom-Nulldurchgang an der Last ein Signalsprung an der Basis der beiden Transistoren erforderlich ist (siehe Abbildung 11-39 (b)). Dies führt zu Signalverzerrungen (Stromübernahme-Verzerrungen).

AB-Betrieb

Der Arbeitspunkt liegt zwischen A und B (meist in der Nähe von B). Es fließt daher ein kleiner Ruhestrom I_{CAP} . Bei AB-Gegentakt-Endstufen lassen sich somit Stromübernahme-Verzerrungen vermeiden.

Abbildung 11-40 Gegentakt-AB-Endstufe in Komplementärtechnik



C-Betrieb

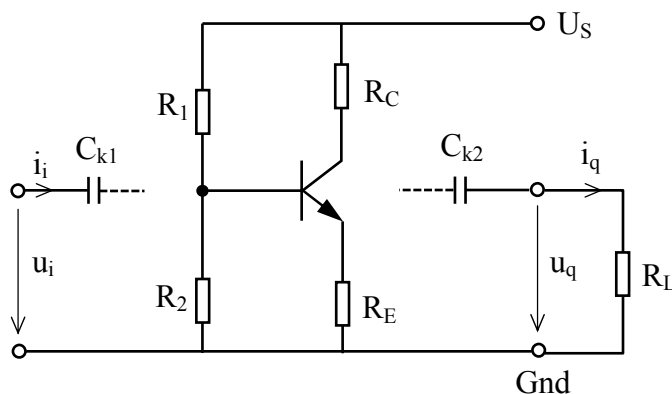
Der Arbeitspunkt C liegt im Sperrbereich. Die aktiven Bauelemente müssen durch das Steuersignal erst aus dem Sperrbereich in den leitenden Bereich aufgetastet werden. Es ergibt sich ein hoher Wirkungsgrad, aber es liegen starke nichtlineare Verzerrungen vor. Zur Unterdrückungen der Verzerrungen können anschließend z.B. Schwingkreise eingesetzt werden. Anwendung des C-Betriebes z.B. bei Sendeverstärkern.

11.7 Übungsaufgaben zum Wechselspannungsverstärker mit bipolarem Transistor

Aufgabe 11-1: Einzelfragen

- Warum werden Ein- und Ausgangssignale am Wechselspannungsverstärker meist über Koppelkondensatoren oder Übertrager ein- bzw. ausgekoppelt ?
- Wozu dient der Emitterkondensator beim gegengekoppelten Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung ?
- Woran erkennt man im Stromlaufplan eines Wechselspannungsverstärkers welche Grundschaltung (Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung) vorliegt ?
- Für Kleinsignalaussteuerung kann der Transistor als linearer Vierpol betrachtet werden. Formuliere die zwei linearen Vierpolgleichungen mit h-Parametern für den bipolaren Transistor und zeichne das zugehörige Vierpolersatzschaltbild.
- Wie ermittelt man die Vierpolparameter des Transistors in Emitterschaltung aus den Kennlinien bzw. aus Datenblattangaben.
- Wie ermittelt man die Vierpolparameter für die Basisschaltung

Aufgabe 11-2: Auswahl einer Transistorgrundschaltung



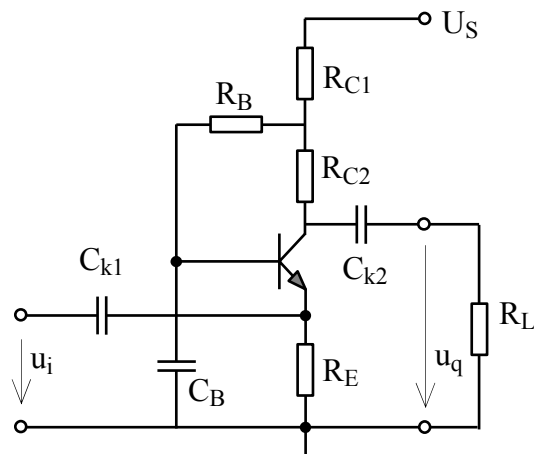
$$\begin{aligned}U_S &= 12 \text{ V} \\R_1 &= 150 \text{ k}\Omega \\R_2 &= 33 \text{ k}\Omega \\R_L &= 20 \text{ k}\Omega \\r_{be} &= 9,1 \text{ k}\Omega \\r_{ce} &= 120 \text{ k}\Omega \\B \approx \beta &\approx 130\end{aligned}$$

Auf der Basis der gezeichneten Transistorschaltung soll ein RC-gekoppelter Wechselspannungsverstärker mit niedrigem Eingangswiderstand und großer Spannungsverstärkung realisiert werden.

- Welche Transistor-Grundschaltung (Emitter-, Basis-, Kollektorschaltung) wählen Sie?
- Ergänzen Sie den Stromlaufplan entsprechend.
- Zeichnen Sie das WS-Ersatzschaltbild des Verstärkers.
- Stellen Sie Gleichungen auf für die Berechnung von R_{ein} ; R_{aus} ; V_U ; V_I ; V_P .
- Dimensionieren Sie die Widerstände R_C und R_E für $R_{\text{ein}} = 50 \Omega$ und $V_U = 100$.

Der bipolare Transistor im Wechselspannungsverstärker

Aufgabe 11-3: Analyse eines Wechselspannungsverstärkers



$$\begin{aligned}
 U_S &= 15 \text{ V} \\
 R_{C1} &= 2 \text{ k}\Omega \\
 R_{C2} &= 1 \text{ k}\Omega \\
 R_E &= 820 \Omega \\
 R_B &= 560 \text{ k}\Omega \\
 U_{BE} &\approx 0,7 \text{ V} & B &= 170 \\
 r_{be} &= 2,2 \text{ k}\Omega & r_{ce} &= 100 \text{ k}\Omega \\
 \beta &= 160 \\
 f_{gu} &\ll f \ll f_{go}
 \end{aligned}$$

- Ermittle den Arbeitspunkt (I_C ; U_{CE}) des Transistors durch Rechnung
- Zeichne das Wechselstrom-Ersatzschaltbild des Verstärkers
- Ermittle die Vierpolparameter des Transistors (Transistor-Grundschtung beachten)
- Berechne für den Verstärker folgende Größen:
 R_{ein} , R_{aus} und V_U für $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ und $R_L \rightarrow \infty$

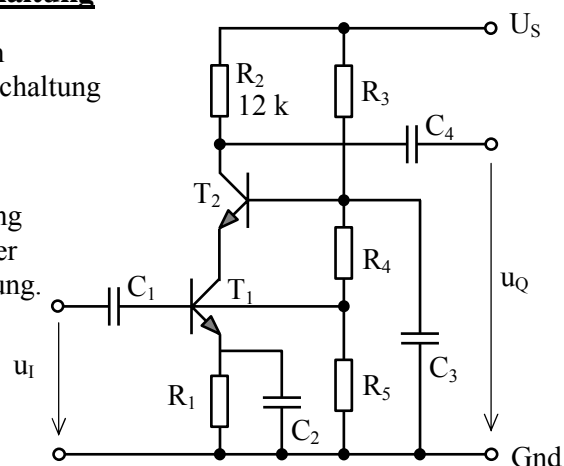
Aufgabe 11-4: Verstärker in Kaskodeschaltung

Bei der Kaskodeschaltung wird ein Transistor in Emitterschaltung mit einem Transistor in Basisschaltung kombiniert.

Da hierbei bei der Emitterschaltung kein Millereffekt auftritt, besitzt die Kaskodeschaltung eine sehr viel höhere obere Grenzfrequenz als der Verstärker mit Einzeltransistor in Emitterschaltung.

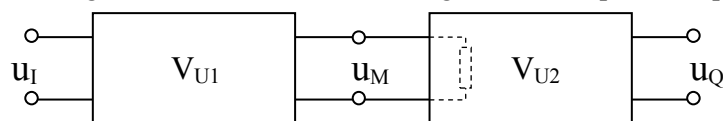
Für beide Transistoren soll gelten:

$$\begin{aligned}
 h_{11e} &= r_{be} = 6 \text{ k}\Omega \\
 h_{21e} &= \beta = 180 \\
 h_{22e} &= 1/r_{ce} = 10 \mu\text{S}
 \end{aligned}$$



- Welcher Transistor wird in Emitterschaltung betrieben?
Welcher in Basisschaltung?
- Zeichne das Wechselstromersatzschaltbild des Verstärkers
- Berechne die Vierpolparameter für die Basisschaltung
- Berechne die Spannungsverstärkung der Schaltung

Hinweis: Die Schaltung lässt sich als Kettenschaltung zweier Vierpole interpretieren.

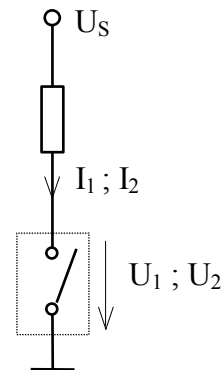


Bei der Kettenschaltung zweier Vierpole ergibt sich die Gesamtverstärkung als Produkt der Einzelverstärkungen ($V_U = V_{U1} \cdot V_{U2}$)

12 Der bipolare Transistor als Schalter

12.1 Der ideale Schalter (zum Vergleich)

Abbildung 12-1:
Der ideale Schalter



Genormte Bezeichnungen:

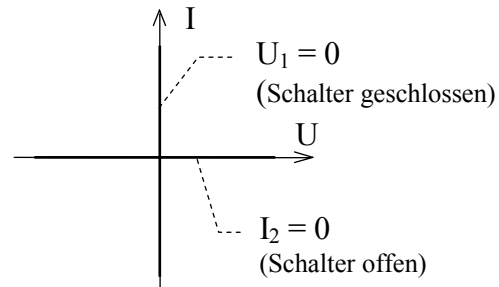
Index 1: EIN-Zustand
Schalter geschlossen
z.B. U_1, I_1

Index 2: AUS-Zustand
Schalter geöffnet
z.B. U_2, I_2

Kennlinie des idealen Schalters

Die Kennlinie des idealen Schalters fällt mit den Koordinatenachsen zusammen

Abbildung 12-2
Kennlinie des idealen Schalters

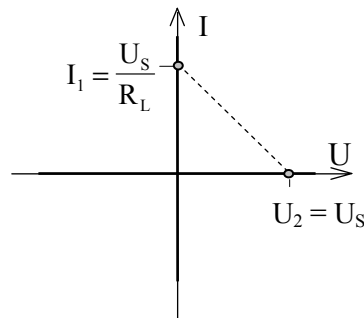


Arbeitspunkte des idealen Schalters

Der ideale Schalter lässt nur zwei diskrete Arbeitspunkte zu.

Der Umschaltvorgang (entlang einer Arbeitsgeraden) erfolgt in unendlich kurzer Zeit, da Zwischenzustände nicht zulässig sind.

Abbildung 12-3
Arbeitspunkte des idealen Schalters

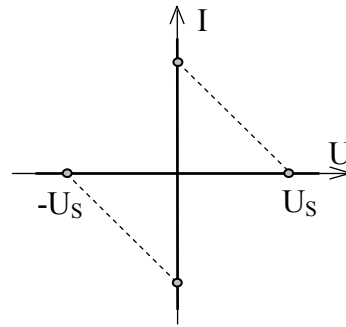


Der bipolare Transistor als Schalter

Der ideale Schalter lässt eine Umkehr der Versorgungsspannung bzw. der zu schaltenden Spannung zu.

Abbildung 12-4

Umkehr der Versorgungsspannung



Dem idealen Schalter kommt ein mechanischer Schalter in mancher Hinsicht nahe.

Tabelle 12-1: Kenngrößen des idealen Schalters (Vergleich mit mechanischem Schalter)

	Merkmal	idealer Schalter	mechanischer Schalter
1	$R_1 = R_{\text{ein}}$	$0 \, \Omega$	$\text{m}\Omega$
2	$R_2 = R_{\text{aus}}$	∞	$> 10^9 \dots 10^{12} \, \Omega$
3	U_2	$0 \dots \infty$	$\mu\text{V}^{(20)} \dots \text{kV}$
4	I_1	$0 \dots \infty$	$\text{pA} \dots \text{kA}$
5	P_{Schalt}	$0 \dots \infty$	$\mu\text{W} \dots \text{kW (MW)}$
6	P_{verl}	0	$\rightarrow 0$
7	P_{steuer}	0	$\geq 0,1 \dots 1\% \, P_{\text{schalt}}$
8	t_{an}	0	$\text{ns}^{(21)} \dots \text{ms (Prellen)}$
9	t_{ab}	0	$\text{ns} \dots \text{ms (Lichtbogen)}$
10	t_{delay}	0	$\geq \text{ms}$
11	Schaltspiele	∞	$> 10^6 \dots 10^8$
12	Potenzialtrennung	∞	kV

Bewertung:

- Der mechanische Schalter erreicht bei keinem Merkmal die Eigenschaften des idealen Schalters, kommt ihm aber nahe.
- Wesentliche Schwachstellen des mechanischen Schalters liegen
 - . in den dynamischen Eigenschaften
 - . im Verschleiß
 - . im Störverhalten (EMV)

⁽²⁰⁾ Bei kleineren Spannungen ist kein Unterschied mehr zwischen U_1 und U_2 feststellbar.

⁽²¹⁾ Erreichbar mit Quecksilber-benetzten Kontakten.

12.2 Die Betriebszustände des Transistor-Schalters

Um die Verhältnisse innerhalb des Transistors in den verschiedenen Schaltzuständen und insbesondere die dynamischen Vorgänge beim Schalten⁽²²⁾ verstehen zu können, ist die Kenntnis einiger Fakten aus der Halbleiter- und Transistorphysik unerlässlich.

Hierzu sei auf die Abschnitte 1, 2 und 9 verwiesen.

Beispielhaft sollen im folgenden Abschnitt nur einige Details in Erinnerung gerufen werden.

12.2.1 Ausgewählte Details aus der Halbleiter- und Transistorphysik

- * Für die Majoritäts- und Minoritätsträgerdichte im Halbleiter gilt

$$n_0 \cdot p_0 = n_i^2 \quad (\text{Massenwirkungsgesetz})$$

- * Über der Raumladungszone eines pn-Übergangs entsteht die Diffusionsspannung U_D

$$U_D = U_T \cdot \ln \frac{n_A \cdot n_D}{n_i^2} \quad \text{mit} \quad U_T = \frac{k \cdot T}{e} \approx 26 \text{ mV} \quad \text{bei} \quad T = 300 \text{ K}$$

Zahlenbeispiel: Mit den Konzentrationen $(N_D)_E = 5 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ $(N_A)_B = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
 $(N_D)_C = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ $n_i \approx 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

errechnen sich folgende Werte der Diffusionsspannung an den pn-Übergängen eines npn-Transistors:

$$U_{D_{EB}} = 26 \text{ mV} \cdot \ln \frac{5 \cdot 10^{36}}{10^{20}} \approx 996 \text{ mV} \quad U_{D_{CB}} = 26 \text{ mV} \cdot \ln \frac{10^{32}}{10^{20}} \approx 718 \text{ mV}$$

- * Die Sperrschichtweite eines pn-Übergangs beträgt:

$$W_S = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon}{e} \cdot \left(\frac{1}{n_A} + \frac{1}{n_D} \right) \cdot (U_D - U_a)} \quad \text{mit } U_a = \text{äußere Spannung}$$

Zahlenbeispiel: Dotierung wie oben; $U_a = 0 \text{ V}$

$$W_{S/EB} = 114 \text{ nm} \quad W_{S/CB} = 969 \text{ nm}$$

- * Die Sperrschicht eines pn-Übergangs besitzt die Kapazität

$$C_S = \epsilon \cdot \frac{A}{W_S}$$

Zahlenbeispiel: Sperrschichtweite wie oben; Sperrschichtfläche $A = 0,1 \text{ mm}^2$

$$C_{S/EB} \approx 90 \text{ pF} \quad C_{S/CB} \approx 11 \text{ pF}$$

⁽²²⁾ Alle Erläuterungen werden im folgenden am Beispiel des npn-Transistors vorgenommen

Der bipolare Transistor als Schalter

- * In der Sperrschichtkapazität wird die Ladung Q_{Ws} gespeichert

$$Q_{Ws} = C_S \cdot (U_D - U_a)$$

Zahlenbeispiel: Sperrschichtkapazität und Diffusionsspannung wie oben; $U_a = 0 \text{ V}$

$$Q_{Ws/EB} \approx 90 \cdot 10^{-12} \text{ As}$$

$$Q_{Ws/CB} \approx 7,9 \cdot 10^{-12} \text{ As}$$

- * Dotierung beim bipolaren Transistor

- Emitter sehr viel *höher dotiert* als die Basis \Rightarrow hohe Stromverstärkung β
Basiszone sehr *dünn*
- Kollektor *niedrig* dotiert \Rightarrow hohe Sperrspannung U_{CB}

- * Transistor-Effekt:

Nach Anlegen einer Durchlassspannung an die BE-Strecke fließt

- ein *kleiner* Majoritätsträgerstrom (wegen niedrig dotierter Basis) von der Basiszone in die Emitterzone,
- ein *großer* Majoritätsträgerstrom (wegen hoch dotiertem Emitter) von der Emitterzone in die Basiszone.

Dieser

- . erreicht wegen der geringen Basisweite zum größten Teil die CB-Sperrschicht,
- . ist an diesem pn-Übergang von der Art her ein Minoritätsträgerstrom,
- . wird daher von der CB-Sperrspannung zum Kollektor abgesaugt.

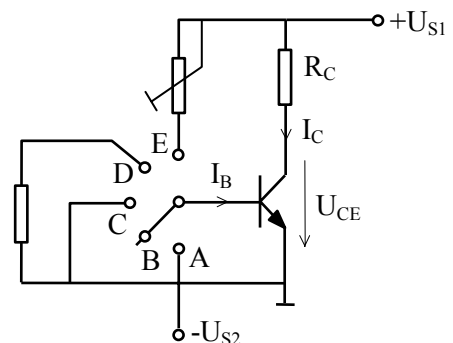
12.2.2 Prinzipielle Ansteuerungsvarianten

Abbildung 12-5 zeigt eine typische Anordnung des Transistors als Schalter.

Die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors ist in Reihe geschaltet zum Kollektorwiderstand R_C . Der Transistor schaltet den Strom durch den Widerstand R_C ein bzw. aus.

Der eingezeichnete Stufenschalter deutet verschiedene Varianten der Ansteuerung des Transistors an.

Abbildung 12-5 Ansteuerungsvarianten



In den Schalterstellungen A bis D wird der Transistor gesperrt:

- In Stellung A liegt eine Sperrspannung an der Basis-Emitter-Strecke,
- in Stellung B ist der Basisanschluss offen,
- in Stellung C ist die Basis-Emitter-Strecke kurzgeschlossen,
- in Stellung D mit einem Widerstand überbrückt.

In der Schalterstellung E wird die Basis mit Strom gespeist, der Transistor ist leitend.

Der bipolare Transistor als Schalter

12.2.3 Der gesperrte Transistor

Ist der Transistor gesperrt, dann

- fließt nur ein geringer Sperrstrom $I_{CB\text{sperr}}$ über den Kollektor-Basis-Übergang (Minoritätsträgerströme: Löcherstrom von der Kollektor- zur Basiszone, Elektronenstrom von der Basis- zur Kollektorzone)
- fällt am Kollektorwiderstand keine Spannung ab $U_{R_C} \approx 0$ (wegen $I_C \approx 0$),
- liegt die volle Versorgungsspannung am Transistor und zwar hauptsächlich als Sperrspannung am Kollektor-Basis-Übergang $U_{CB} \approx U_{CE} = U_S$,

Fallunterscheidung

* **Fall A:** $I_E = 0$ (Emitter offen oder BE-Strecke in Sperrpolung)

- $I_{CB\text{sperr}}$ kann nicht zum Emitter abfließen.
- $I_{CB\text{sperr}}$ fließt voll über den Basisanschluss ab.

$$I_{C2/A} = I_{CB\text{sperr}} = I_{CB0}$$

I_{CB0} ist der kleinste mögliche Kollektorstrom

Zahlenbeispiel: Transistor BC107A; $U_{S1} = 10 \text{ V}$; $\vartheta = 25 \text{ °C}$

$$I_{CB0} = 10 \text{ nA}$$

$$r_{2/A} = r_{\text{aus}/A} = U_{S1} / I_{CB0} = 10 \text{ V} / 10^{-8} \text{ A} = 1 \text{ G}\Omega$$

* **Fall B:** $I_B = 0$ (z.B. Basisanschluss offen)

- $I_{CB\text{sperr}}$ kann nur über den Basis-Emitter-Übergang abfließen.
- $I_{CB\text{sperr}}$ ist am Basis-Emitter-Übergang von der Art her ein Majoritätsträgerstrom.
- Damit $I_{CB\text{sperr}}$ fließen kann, wird die Potenzialbarriere U_{DBE} etwas abgebaut; es stellt sich von selbst ein entsprechendes $U_{BE} > 0$ ein
- Bei $U_{BE} > 0$ fließen Majoritätsträger in beiden Richtungen über den Basis-Emitter-Übergang;
- Wegen $N_{D/E} \gg N_{A/B}$ löst der vom Kollektor herkommende geringe Löcherstrom einen wesentlich größeren Elektronenstrom vom Emitter in die Basiszone aus; dieser Elektronenstrom wird zum Kollektor abgesaugt (Transistoreffekt)

Es gilt:

$$I_{C2/B} = I_{CE0} \approx B \cdot I_{CB0}$$

Zahlenbeispiel: $I_{CB0} = 10 \text{ nA}$

$$B = 170$$

$$\Rightarrow I_{CE0} = 1,7 \text{ }\mu\text{A}$$

$$\Rightarrow r_{2/B} = r_{\text{aus}/B} = U_{S1} / I_{CE0} \approx 6 \text{ M}\Omega$$

Der bipolare Transistor als Schalter

* **Fall C:** $U_{BE} = 0$ (BE-Strecke kurzgeschlossen)

- Verhältnisse liegen zwischen Fall A und Fall B (näher an Fall A)
- Es stellt sich ein Reststrom $I_{C2/C} = I_{CEK} = I_{CES}$ zwischen I_{CB0} und I_{CE0} ein

Es gilt:

$$\begin{array}{ccccc} \boxed{I_{CB0} < I_{CEK} = I_{CES} \ll I_{CE0}} \\ \uparrow \quad \quad \quad \uparrow \quad \quad \quad \uparrow \\ U_{BE} < 0 \quad \quad U_{BE} = 0 \quad \quad U_{BE} > 0 \end{array}$$

* **Fall D:** Basis über Widerstand mit Emitter verbunden

- Verhältnisse liegen zwischen Fall C und Fall B
- Es stellt sich ein Reststrom $I_{C2/D} = I_{CER}$ zwischen I_{CEK} und I_{CE0} ein

Es gilt:

$$\boxed{I_{CEK} < I_{CER} < I_{CE0}}$$

12.2.4 Der leitende Transistor (ungesättigt, $U_{CB} > 0$)

12.2.4.1 Physikalische Vorgänge in der Basiszone

- Es fließt ein Kollektorstrom
$$\boxed{I_C = B \cdot I_B + (B+1) \cdot I_{CB0} \approx B \cdot I_B}$$
- Zwischen Emitter-Basis-Sperrschicht und Basis-Kollektor-Sperrschicht (d.h. innerhalb der Basiszone) besteht kein Potenzialgefälle (\Rightarrow kein elektrisches Feld)

$$\boxed{\frac{d\phi}{dx} \approx 0}$$

- Der Ladungsträgerstrom durch die Basiszone erfolgt also nicht als Feldstrom sondern ausschließlich wegen eines Gefälles dn/dx der Ladungsträgerkonzentration.

Für die Ladungsträgerkonzentration am emitter- bzw. am kollektorseitigen Ende der Basiszone gilt:

$$\boxed{n_{pB}(0) = n_{pB0} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}} \quad \text{und} \quad \boxed{n_{pB}(W_B) = n_{pB0} \cdot e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} \approx 0}$$

Legende: n_{pB0} = Minoritätsträgerdichte in der Basis im stromlosen Zustand

$$U_{CB} \gg U_T; \quad U_{CB} > 0 \quad \Rightarrow \quad U_{BC} < 0$$

Merke: Im ungesättigten leitenden Zustand des Transistors beträgt die Minoritätsträgerdichte am kollektorseitigen Ende der Basiszone $n_{pB}(W_B) \approx 0$.

Alle ankommenden Minoritätsträger werden von U_{CB} zum Kollektor abgesaugt.

- Es gilt $I(x) \sim \frac{dn_{pB}}{dx}$ und $I(x) = \text{konst.}$

(mit n_{pB} = Konzentration der Elektronen (Minoritätsträger) in der p-dotierten Basis)

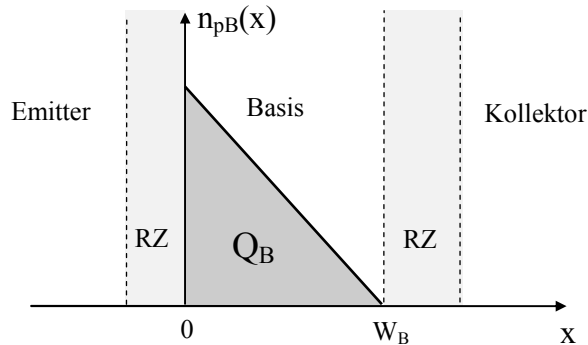
Der bipolare Transistor als Schalter

Daraus folgt

$$\frac{dn_{pB}}{dx} = \text{konst.}$$

Es ergibt sich ein linearer Konzentrationsabfall der Elektronen in der Basis, man spricht vom Diffusionsdreieck:

Abbildung 12-6
Diffusionsdreieck



12.2.4.2 Ladungsträger-Laufzeit durch die Basiszone

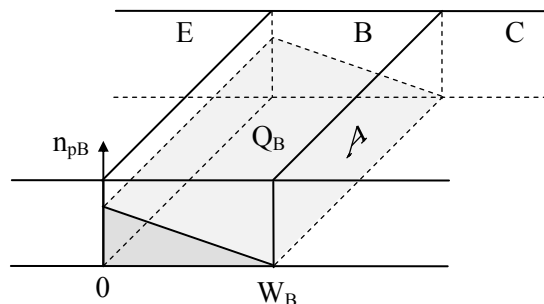
Die Ladungsträgerlaufzeit lässt sich durch verschiedene Ansätze für den Kollektorstrom I_C und die in der Basiszone gespeicherte Ladung Q_B ermitteln.

Aus dem Diffusionsdreieck ist ersichtlich, dass in der Basis eine bestimmte Ladungsmenge gespeichert ist. Diese Ladung ist bedeutsam für das dynamische Verhalten des Transistors.

Berechnung der Basisladung

* Ansatz (a) $Q_B = \text{Ladungsträgerzahl} \times \text{Elementarladung}$

Abbildung 12-7
Basisladung



$$Q_B = e \int_0^{W_B} n_{pB}(x) \cdot dV = e \cdot A \int_0^{W_B} n_{pB}(x) \cdot dx = e \cdot A \cdot W_B \cdot \frac{n_{pB}(0) - n_{pB}(W_B)}{2}$$

$$Q_B = e \cdot A \cdot W_B \cdot \frac{n_{pB}(0)}{2} \quad (1)$$

* Ansatz (b) $I \sim e$ $I \sim A$ $I \sim \frac{dn}{dx}$

$$\Rightarrow I_C = D_{nB} \cdot e \cdot A \cdot \frac{n_{pB}(0)}{W_B} \quad (2)$$

Proportionalitätskonstante: $D_{nB} = U_T \cdot \mu_n = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \mu_n$ Diffusionskoeffizient

z.B. $D_{nB} = 35 \text{ cm}^2/\text{s}$ für Si bei 300K und $N_D \leq 10^{16} \text{ cm}^{-3}$

Der bipolare Transistor als Schalter

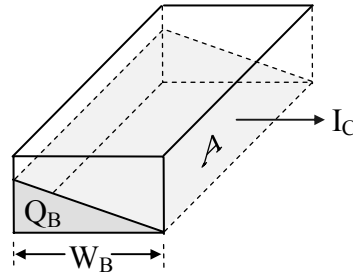
Aus den Gleichungen (1) und (2) ergibt sich:

$$Q_B = \frac{W_B^2}{2 \cdot D_{nB}} \cdot I_C \quad (3)$$

* Ansatz (c)

Abbildung 12-8

Berechnung der Ladungsträger-Laufzeit



Strom I_C durch Fläche A = Ladung die pro Zeiteinheit durch A fließt

$$I_C = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$$

Wählt man für Δt die Zeit, in der ein Ladungsträger vom emitterseitigen zum kollektorseitigen Ende der Basiszone diffundiert ist (d.h. $\Delta t = \tau_B$ = Trägerlaufzeit durch die Basiszone), dann ist in dieser Zeitspanne gerade die in der Basis gespeicherte Ladung $\Delta Q = Q_B$ durch die Fläche A hindurchgeflossen.

Es gilt dann

$$I_C = \frac{Q_B}{\tau_B}$$

$$\Rightarrow Q_B = I_C \cdot \tau_B \quad (4)$$

Berechnung der Ladungsträger-Laufzeit durch die Basis

Aus (3) und (4) ergibt sich:

$$\tau_B = \frac{W_B^2}{2 \cdot D_{nB}} \quad (5)$$

Zahlenbeispiel:

$$(a) \quad W_B = 5 \mu\text{m} \Rightarrow \tau_B = \frac{25 \cdot 10^{-12} \text{ m}^2}{2 \cdot 35 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2/\text{s}} = 3,57 \text{ ns}$$

$$(b) \quad W_B = 1 \mu\text{m} \Rightarrow \tau_B = \frac{10^{-12} \text{ m}^2}{2 \cdot 35 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2/\text{s}} = 0,14 \text{ ns}$$

Die Ladungsträgerlaufzeit τ_B hängt mit der Transitfrequenz f_T (siehe Abschnitt 11.2.5) des Transistors zusammen (f_T kann meist aus dem Datenblatt entnommen werden).

$$f_T \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [\tau_B + \frac{U_T}{I_E} \cdot (C_{eb} + C_{cb})]}$$

Bei größeren Strömen verlieren die Sperrschichtkapazitäten an Bedeutung, so dass dann näherungsweise gilt:

$$\tau_B \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T}$$

Der bipolare Transistor als Schalter

12.2.5 Der leitende Transistor (gesättigt)

Es gilt $U_{CE} = U_S - I_C \cdot R_C$

Steigert man also den Strom I_C bei konstantem Kollektorwiderstand und konstanter Versorgungsspannung, so sinkt die Kollektor-Emitter-Spannung.

12.2.5.1 Betrieb an der Sättigungsgrenze

Ist U_{CE} bis auf die Größe von U_{BE} abgesunken, so wird $U_{CB} = 0$.

Die Beschleunigungsspannung für Minoritätsträger an der Kollektor-Basis-Sperrschicht ist gleich 0.

Die Minoritätsträgerdichte am kollektorseitigen Ende der Basiszone kann nicht mehr auf 0 gehalten werden:

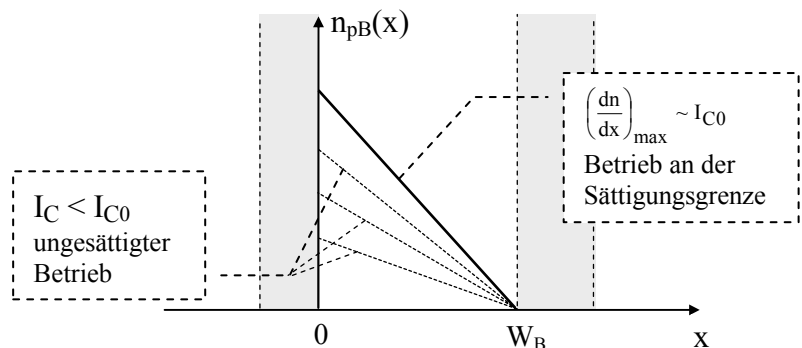
$$n_{pB}(W_B) = n_{pB0} \cdot e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} = n_{pB0} \cdot e^0 = n_{pB0} \gg 0$$

Es können keine zusätzlichen Minoritätsträger abgesaugt werden.

Das Konzentrationsgefälle der Minoritätsträger in der Basiszone hat seinen höchsten Wert erreicht (GröÙte mögliche Steigung der Hypotenuse im Diffusionsdreieck).

Der Transistor arbeitet an der *Sättigungsgrenze*.

Abbildung 12-9
Diffusionsdreieck bei
Betrieb an der Sättigungsgrenze



Der Kollektorstrom kann nicht mehr weiter erhöht werden.⁽²³⁾

An der Sättigungsgrenze gelten folgende Beziehungen und Bezeichnungen (Index 0 für Betrieb an der Sättigungsgrenze):

$$I_C = I_{C0}$$

$$I_B = I_{B0}$$

$$I_{C0} = B_0 \cdot I_{B0}$$

mit $B_0 \approx B$

⁽²³⁾ Im anschließenden Bereich der Sättigung ist nur noch eine geringfügige weitere Steigerung möglich.

Der bipolare Transistor als Schalter

12.2.5.2 Transistor übersteuert

Erhält der Transistor einen größeren Basisstrom als für den Betrieb an der Sättigungsgrenze erforderlich ($I_B > I_{B0}$), so wird er *übersteuert*; der Transistor arbeitet in der *Sättigung*.

Der **Übersteuerungsfaktor** \ddot{u} ist ein Maß für den Grad der Übersteuerung:

$$\ddot{u} = \frac{I_{B_1}}{I_{B_0}}$$

Index 0 für Betrieb an der Sättigungsgrenze

Index 1 für Betrieb in der Sättigung (Schaltzustand EIN)

Für den Betrieb in der Sättigung ($I_B > I_{B0}$) gilt:

- erhöhte Ladungsträgerinjektion aus dem Emitter in die Basis
- zusätzliche Ladungsträger können nicht zum Kollektor abgesaugt werden, der Kollektorstrom kann nicht weiter gesteigert werden

$$I_{C1} \approx I_{C0}$$

- Basiszone wird überladen
- überschüssige Ladungen müssen über den Basisanschluss abgeführt werden
- die Stromverstärkung sinkt rapide

$$B_1 = \frac{I_{C_1}}{I_{B_1}} \approx \frac{I_{C_0}}{I_{B_1}} = \frac{I_{C_0}}{\ddot{u} \cdot I_{B_0}} = \frac{B_0}{\ddot{u}}$$

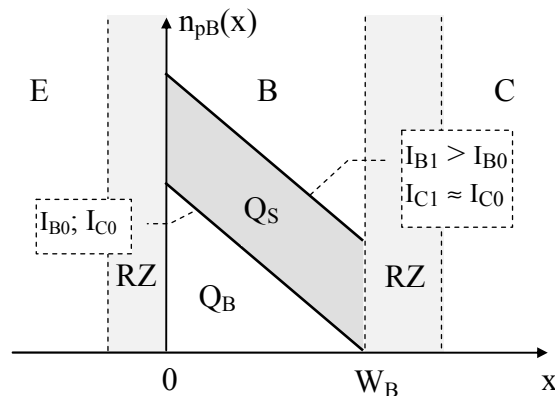
$$B_1 \approx \frac{B_0}{\ddot{u}} \approx \frac{B}{\ddot{u}}$$

Ladungsträgerkonzentration in der Basis beim Betrieb in der Sättigung

Da überschüssige Minoritätsträger nicht zum Kollektor abgesaugt werden, führt die erhöhte Ladungsträgerinjektion aus der Emitterzone in der gesamten Basiszone zu einer gleichmäßigen Erhöhung der Minoritätsträgerkonzentration.

Wegen $I_{C1} \approx I_{C0}$ entspricht das Konzentrationsgefälle jenem an der Sättigungsgrenze.

Abbildung 12-10
Ladungsträgerkonzentration
in der Basis beim übersteuerten
Transistor



Der erhöhten Ladungsträgerkonzentration in der Basis entspricht die Überschussladung bzw. Speicherladung Q_s

Der bipolare Transistor als Schalter

Sättigungsspannung U_{CEsat}

Die Überladung der Basiszone führt zu einem Abbau der Potenzi­alschwelle (gebildet durch die Diffusionsspannung $U_{D/CB}$) am Kollektor-Basis-Übergang

⇒ Die Kollektor-Basis-Diode geht (scheinbar) in Durchlasspolung über

⇒ $U_{CB} < 0$

⇒ $U_{CE1} = U_{CEsat} < U_{BE1}$

Im übersteuerten Zustand ist die Kollektor-Emit­terspannung am Transistor kleiner als die Basis-Emit­terspannung.

Zahlenbeispiel: $I_{C1} = 0,1 \text{ A}$

$U_{CEsat} = 0,1 \text{ V}$

⇒ $r_1 = r_{ein} = U_{CEsat} / I_{C1} = 1 \Omega$

Der Transistor hat einen kleinen aber endlichen EIN-Widerstand.

Grenzfall: für $\beta \gg 1$

wird $U_{CEsat} \approx I_{C1} \cdot (r_{CC}' + r_{EE}')$ (r_{CC}' ; r_{EE}' : Bahnwiderstände)

12.2.6 Kennlinien-Arbeitsbereiche des Transistors als Schalter

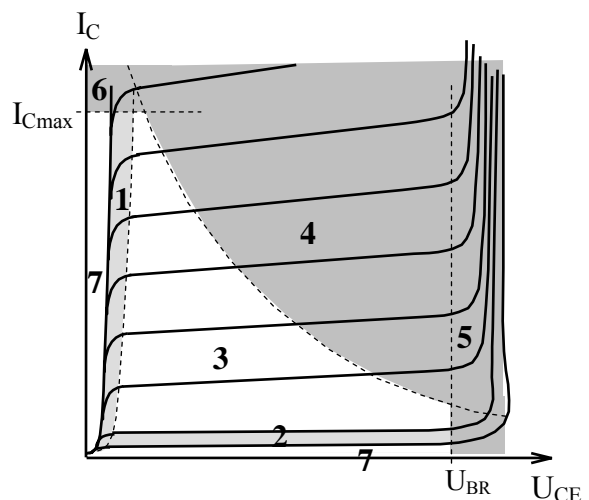
Der Transistor kann auch als Schalter nur dort Arbeitspunkte einnehmen, wo Kennlinien des Transistors verlaufen.

Darüber hinaus dürfen bestimmte Grenzwerte von Strom, Spannung und Verlustleistung nicht überschritten werden.

Damit ergeben sich ganz bestimmte mögliche bzw. zulässige Arbeitsbereiche im Kennlinienfeld.

Abbildung 12-11
Arbeitsbereiche des Transistors

- 1 Sättigungsbereich
- 2 Sperrbereich
- 3 normal aktiver Bereich
- 4 Bereich verbotener Dauerleistung
- 5 Durchbruchbereich
- 6 Bereich verbotener Kollektorströme
- 7 nicht erreichbare Bereiche

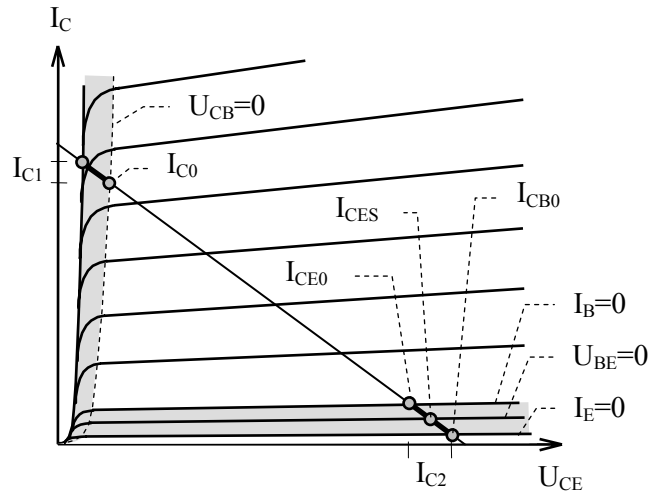


Für den Schaltbetrieb werden Arbeitspunkte im Sättigungs- bzw. Sperrbereich des Ausgangskennlinienfeldes gewählt.

Der bipolare Transistor als Schalter

Abbildung 12-12
Transistor-Arbeitspunkte
im Schaltbetrieb

(Sättigungs- und insbesondere Sperrbereich stark vergrößert dargestellt)



Aus Abbildung 12-11 und Abbildung 12-12 lässt sich entnehmen:

- Die Koordinatenachsen $U_{CE} = 0$ und $I_C = 0$ sind durch den Transistor nicht erreichbar.
- Sehr große Spannungen und Ströme dürfen mit dem Transistor nicht geschaltet werden.
- Der Transistor ist demzufolge kein idealer Schalter.

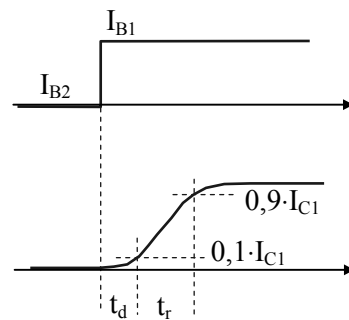
12.3 Das dynamische Verhalten

12.3.1 Einschaltvorgang

Beim Einschalten eines Transistors (durch Einschalten des Basisstromes I_B) verstreicht kurze Zeit, bis der Transistor am Ausgang (I_C) durchgeschaltet ist.

Abbildung 12-13
Einschaltverhalten des Transistors

t_d = delay time (Verzögerungszeit)
 t_r = rise time (Anstiegszeit)



Berechnung der Verzögerungszeit t_d

Für die Berechnung wird vorausgesetzt, dass vor dem Einschalt Augenblick eine Sperrspannung U_2 an der Basis-Emitterstrecke des Transistors anliegt.

Ansatz:

Verzögerungszeit = Zeit zum Entladen/Umladen von C_{eb} und C_{cb} bis $u_{BE} = 0$ ($\Rightarrow t_{d1}$)
+
Zeit für Stromanstieg bis auf 10% von I_{C1} ($\Rightarrow t_{d2}$)

$$t_d = t_{d1} + t_{d2}$$

Der bipolare Transistor als Schalter

* Berechnung von t_{d1} :

Die Berechnung erfolgt anhand der Ersatzschaltung nach Abbildung 12-14.

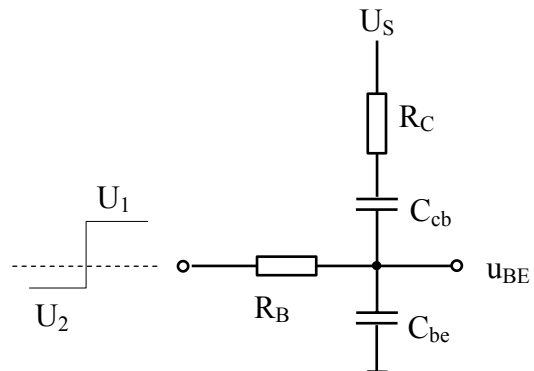
Abbildung 12-14

Ersatzschaltbild zur Berechnung von t_{d1}

Legende:

U_2 = Sperrspannung vor Einschalten ($U_2 < 0$)

U_1 = Signalspannung zum Einschalten



Da die Sperrschichtkapazitäten C_{be} und C_{cb} spannungsabhängig sind, erfolgt die Berechnung nur näherungsweise und unter vereinfachenden Annahmen.

Grundsätzlich ist die Basis-Emitter-Sperrschichtkapazität C_{be} deutlich größer als die Kollektor-Basis-Sperrschichtkapazität C_{cb} (kleinere Sperrschichtweite des Basis-Emitter-Übergangs wegen hoher Emitterdotierung und wegen $|u_{BE}| \ll |u_{CB}|$).

In erster Näherung können C_{cb} und R_C daher vernachlässigt werden.

Für $u_{BE}(0) = U_2$, $u_{BE}(\infty) = U_1$ und $u_{BE}(t_{d1}) = 0$ ergibt sich dann:

$$t_{d1} = R_B \cdot C_{be} \cdot \ln \frac{U_1 - U_2}{U_1}$$

Eine genauere Lösung lautet:

$$t_{d1} = [R_B \cdot C_{be} + (R_B + R_C) \cdot C_{cb}] \cdot \ln \frac{U_1 - U_2}{U_1}$$

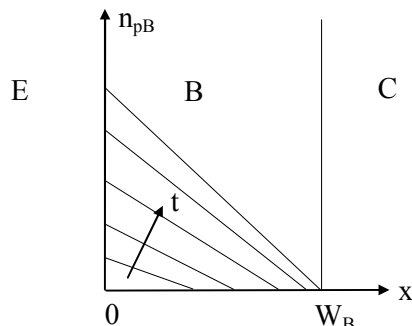
* Berechnung von t_{d2} :

t_{d2} ist die Zeit für den Stromanstieg von 0 auf 10% von I_{C1} .

Der Stromanstieg erfordert Zeit, da sich die für den Stromfluss erforderliche Minoritätsträgerdichte in der Basiszone erst aufbauen muss:

Abbildung 12-15:

Aufbau der Ladungsträgerkonzentration in der Basiszone



Für die Berechnung der Zeit t_{d2} wird ein exponentieller Anstieg mit einer Zeitkonstante τ_E angenommen.

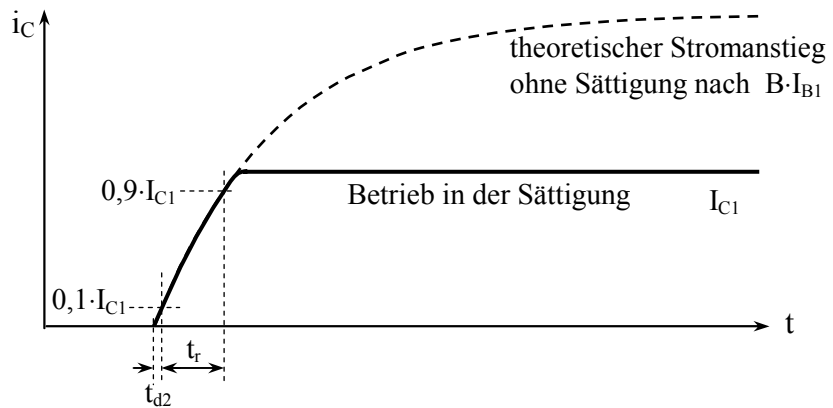
Solange der Transistor noch nicht in der Sättigung arbeitet, ist die normale Stromverstärkung B wirksam. Der Kollektorstrom steigt in Richtung auf einen theoretischen Endwert $I_{C/th} = B \cdot I_{B1}$.

Der bipolare Transistor als Schalter

Sobald der Sättigungsstrom I_{C1} erreicht ist, tritt Strombegrenzung durch die äußere Schaltung auf; der Stromanstieg endet.

Abbildung 12-16
Theoretischer Ansatz
zur Berechnung von
 t_{d2} und t_f

(In der Zeichnung ist ein
Übersteuerungsfaktor $\ddot{u} = 2$
berücksichtigt)



Ansatz: $i_C(t) = I_x \cdot e^{-\frac{t}{\tau_E}} + I_y$
 Aus $i_C(0) = I_x + I_y = 0$
 und $i_C(\infty) = I_y = B \cdot I_{B1}$ (theoretischer Endwert ohne Sättigung)
 folgt $I_x = -I_y = -B \cdot I_{B1}$

sowie $i_C(t) = B \cdot I_{B1} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_E}})$

Mit $t = t_{d2}$ und $i_C(t) = 0,1 \cdot I_{C1} = 0,1 \cdot \frac{I_{B1} \cdot B}{\ddot{u}}$

ergibt sich daraus $t_{d2} = \tau_E \cdot \ln \frac{\ddot{u}}{\ddot{u} - 0,1}$

Für τ_E gilt $\tau_E = (\tau_B + R_C \cdot C_{cb}) \cdot B \approx \tau_B \cdot B$
 (Faktor B, weil Steuerung über die Basis)

Zahlenbeispiel: $\tau_B = 0,2 \text{ ns}$
 $B = 100$
 $\Rightarrow \tau_E = 20 \text{ ns}$
 (a) $\ddot{u} = 5$
 $t_{d2} \approx 20 \text{ ns} \cdot \ln \frac{5}{4,9} = 0,4 \text{ ns}$
 (b) $\ddot{u} = 1$
 $t_{d2} \approx 20 \text{ ns} \cdot \ln \frac{1}{0,9} = 2,1 \text{ ns}$

* Gesamtverzögerungszeit $t_d = t_{d1} + t_{d2}$

$$t_d = [R_B \cdot C_{be} + (R_B + R_C) \cdot C_{cb}] \cdot \ln \frac{U_1 - U_2}{U_1} + \tau_B \cdot B \cdot \ln \frac{\ddot{u}}{\ddot{u} - 0,1}$$

Der bipolare Transistor als Schalter

Berechnung der Anstiegszeit t_r

Für die Berechnung des Stromanstieges wird die folgende, oben abgeleitete Gleichung verwendet.

$$i_C(t) = B \cdot I_{B1} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_E}}\right)$$

Es wird davon ausgegangen, dass bei 90% von I_{C1} die Sättigung des Transistors noch nicht erreicht ist.

Mit $t_r = t_{90\%} - t_{10\%}$

ergibt sich

$$t_r \approx \tau_B \cdot B \cdot \ln \frac{\ddot{u} - 0,1}{\ddot{u} - 0,9}$$

Zahlenbeispiel: $\tau_B = 0,2 \text{ ns}$

$B = 100$

(a) $\ddot{u} = 5$ $t_r = 3,6 \text{ ns}$

(b) $\ddot{u} = 1$ $t_r = 43,9 \text{ ns}$

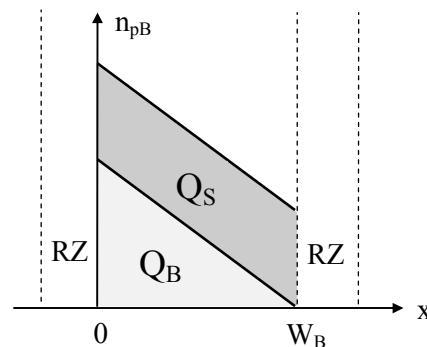
Berechnung der Einschaltzeit t_{on}

$$t_{on} = t_d + t_r$$

12.3.2 Der Ausschaltvorgang

Erhält der Transistor über die Basis den Befehl zum Ausschalten, so folgt der Kollektorstrom diesem Befehl nur verzögert.

Abbildung 12-17
Minoritätsträgerkonzentration
in der Basiszone des gesättigten
Transistors vor dem Ausschalten

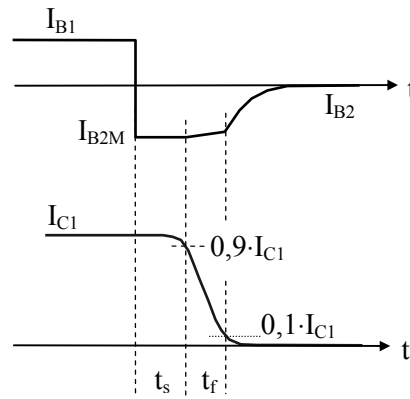


- Zunächst muss die Speicherladung Q_S in der Basiszone abgebaut werden. In dieser Zeit fließt der volle Kollektorstrom weiter (Speicherzeit).
- Anschließend muss die Basisladung Q_B abfließen. Erst in dieser Phase sinkt der Kollektorstrom (Abfallzeit).
- Solange die Minoritätsträgerkonzentration am emitterseitigen Ende der Basiszone stark erhöht ist, sperrt der Basis-Emitter-Übergang nicht.

Der bipolare Transistor als Schalter

Abbildung 12-18
Ausschaltverhalten
des Transistors

I_{B2M} = Amplitude des Rückstromes
 t_s = storage time (Speicherzeit)
 t_f = fall time (Abfallzeit)



- Beim Umpolen der Steuerspannung bleibt zunächst eine positive Basis-Emitterspannung bestehen und es fließt ein hoher Rückstrom über die Basis-Emitter-Diode. Durch diesen Rückstrom wird der Abbau der Minoritätsträgerdichte in der Basis beschleunigt.
- Die Höhe des Rückstromes wird von der äußeren Beschaltung der Transistorbasis bestimmt.

Berechnung der Speicherzeit

Ansatz:

Speicherzeit = Zeit bis zum Abbau der Speicherladung in der Basis ($\Rightarrow t_{s1}$)
 +
 Zeit für Stromabfall von 100% auf 90% ($\Rightarrow t_{s2}$)

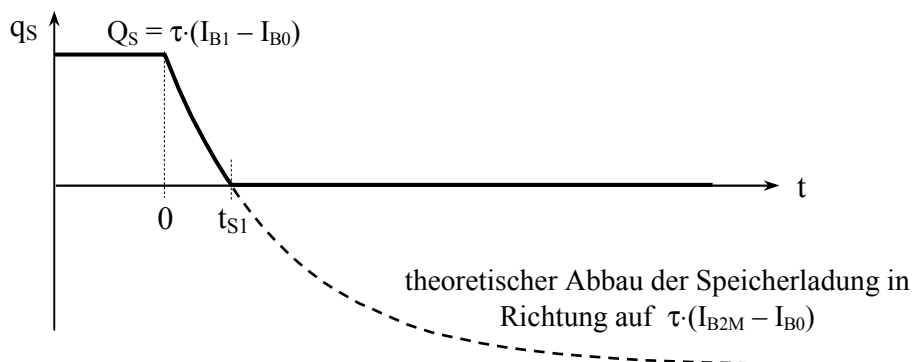
$$t_s = t_{s1} + t_{s2}$$

* Berechnung von t_{s1} (Abbau der Speicherladung)

Annahme 1: Speicherladung \sim Ausmaß der Übersteuerung
 $Q_S = \tau \cdot (I_{B1} - I_{B0})$ (τ = Proportionalitätskonstante)

Annahme 2: Exponentieller Abbau der Speicherladung in Richtung auf den theoretischen Endwert $\tau \cdot (I_{B2M} - I_{B0})$

Abbildung 12-19 Abbau der Speicherladung



Tatsächlich endet der Abbau der Speicherladung beim Wert $q_S(t_{s1}) = 0$. Eine negative Speicherladung tritt nicht auf.

Der bipolare Transistor als Schalter

Ansatz:

$$q_s(t) = Q_x \cdot e^{-\frac{t}{\tau_s}} + Q_y$$

Mit

$$q_s(0) = Q_s = \tau \cdot (I_{B1} - I_{B0})$$

und

$$q_s(\infty) = \tau \cdot (I_{B2M} - I_{B0}) \quad (\text{theoretischer Endwert der e-Funktion})$$

ergibt sich

$$q_s(t) = \tau \cdot [(I_{B1} - I_{B2M}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_s}} + (I_{B2M} - I_{B0})]$$

Mit

$$q_s(t_{S1}) = 0$$

wird

$$t_{S1} = \tau_s \cdot \ln \frac{I_{B1} - I_{B2M}}{I_{B0} - I_{B2M}}$$

In Analogie zu dem Übersteuerungsfaktor $\ddot{u} = \frac{I_{B1}}{I_{B0}}$ wird ein **Ausräumfaktor a**

definiert:

$$a = \frac{-I_{B2M}}{I_{B0}}$$

Damit wird

$$t_{S1} = \tau_s \cdot \ln \frac{a + \ddot{u}}{a + 1}$$

Die Speicherzeitkonstante τ_s kann häufig dem Datenblatt entnommen werden.

Zahlenbeispiel:

$$\tau_s = 100 \text{ ns}$$

(a) $a = x$
 $\ddot{u} = 1$

(keine Übersteuerung)

$$\Rightarrow t_{S1} = 100 \text{ ns} \cdot \ln 1 = 0$$

(keine Speicherzeit)

(b) $a = 0$
 $\ddot{u} = 5$

(kein Ausräumstrom)

$$\Rightarrow t_{S1} = 100 \text{ ns} \cdot \ln 5 = 160 \text{ ns}$$

(c) $a = 1$
 $\ddot{u} = 5$

$$\Rightarrow t_{S1} = 100 \text{ ns} \cdot \ln 3 = 110 \text{ ns}$$

(d) $a = 5$
 $\ddot{u} = 5$

$$\Rightarrow t_{S1} = 100 \text{ ns} \cdot \ln(10/6) = 51 \text{ ns}$$

(e) $a = 20$
 $\ddot{u} = 5$

$$\Rightarrow t_{S1} = 100 \text{ ns} \cdot \ln(25/21) = 17,4 \text{ ns}$$

Der bipolare Transistor als Schalter

* Berechnung von t_{S2}

Ausgangssituation:

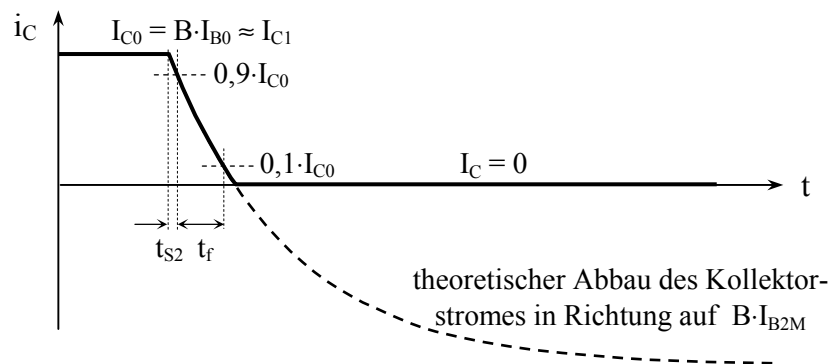
Q_S ist bereits abgebaut. Der Transistor ist an der Sättigungsgrenze. In der Basiszone befindet sich noch die Ladung Q_B . Diese muss nun abgebaut werden.

Annahme:

Die Abnahme des Kollektorstromes (Abbau der Basisladung Q_B) erfolgt nach einer e-Funktion. Die Abnahme des Kollektorstromes wird maßgeblich durch die Größe des rückwärts gerichteten Basisstromes I_{B2M} bestimmt. Der exponentielle Verlauf der Stromabnahme endet daher theoretisch bei dem Wert $B \cdot I_{B2M}$.

Tatsächlich wird aber nur der Wert $I_C = 0$ erreicht. Danach verschwindet auch der Strom I_{B2M} . Negative Kollektorströme sind nicht möglich.

Abbildung 12-20 Abnahme des Kollektorstromes



Ansatz: $i_C(t) = I_x \cdot e^{-\frac{t}{\tau_E}} + I_y$

Mit $i_C(0) = I_x + I_y = I_{C0} = B \cdot I_{B0}$

und $i_C(\infty) = I_y = B \cdot I_{B2M}$

wird $i_C(t) = B \cdot (I_{B0} - I_{B2M}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_E}} - B \cdot I_{B2M}$

Mit $i_C(t_{S2}) = 0.9 \cdot I_{C1} \approx 0.9 \cdot I_{C0}$

wird $t_{S2} = \tau_E \cdot \ln \frac{I_{B0} - I_{B2M}}{0.9 \cdot I_{B0} - I_{B2M}}$

bzw. $t_{S2} = \tau_E \cdot \ln \frac{a+1}{a+0.9}$ (mit $\tau_E = B \cdot \tau_B$)

Zahlenbeispiel:

$\tau_E = 20 \text{ ns}$

(a) $a = 0 \Rightarrow t_{S2} = 2.1 \text{ ns}$

(b) $a = 1 \Rightarrow t_{S2} = 1 \text{ ns}$

(c) $a = 5 \Rightarrow t_{S2} = 0.34 \text{ ns}$

(d) $a = 20 \Rightarrow t_{S2} = 0.1 \text{ ns}$

Der bipolare Transistor als Schalter

* Gesamt-Speicherzeit

$$t_S = t_{S1} + t_{S2}$$

$$t_S = \tau_S \cdot \ln \frac{a + \ddot{u}}{a + 1} + \tau_E \cdot \ln \frac{a + 1}{a + 0,9}$$

Berechnung der Abfallzeit t_f

Zur Berechnung dient die im Zusammenhang mit t_{S2} abgeleitete Gleichung für den Verlauf des Kollektorstromes. Der Abfall von 90% auf 10% von I_{C1} erfolgt in der Zeit

$$t_f = \tau_E \cdot \ln \frac{a + 0,9}{a + 0,1}$$

Zahlenbeispiel: $\tau_E = 20 \text{ ns}$

- | | | | |
|-----|----------|---------------|-------------------------|
| (a) | $a = 0$ | \Rightarrow | $t_f = 43,9 \text{ ns}$ |
| (b) | $a = 1$ | \Rightarrow | $t_f = 10,9 \text{ ns}$ |
| (c) | $a = 5$ | \Rightarrow | $t_f = 2,9 \text{ ns}$ |
| (d) | $a = 20$ | \Rightarrow | $t_f = 0,8 \text{ ns}$ |

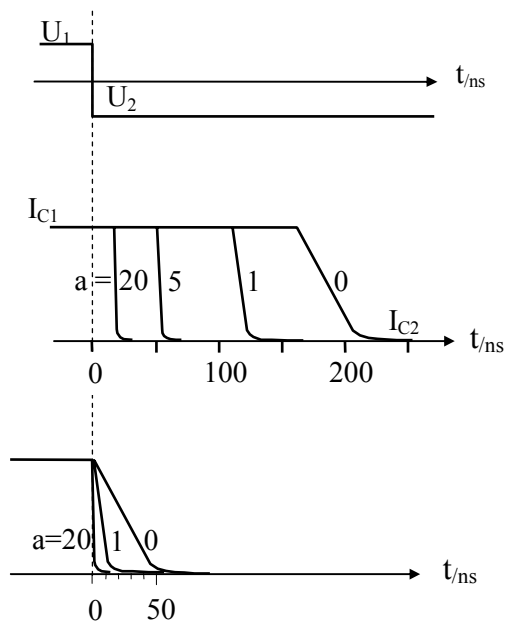
Graphische Darstellung der Ergebnisse der Zahlenbeispiele

Abbildung 12-21

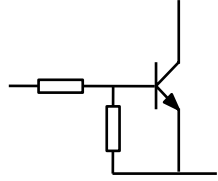
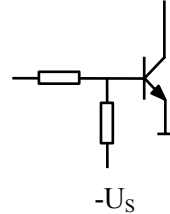
Ausschaltvorgang für unterschiedliche Übersteuerungs- und Ausräumfaktoren

$$\ddot{u} = 5$$

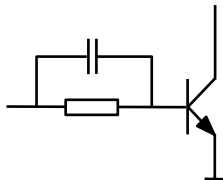
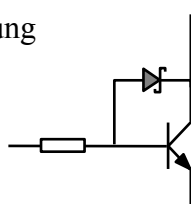
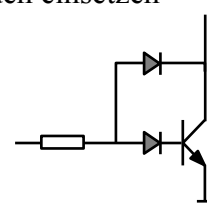
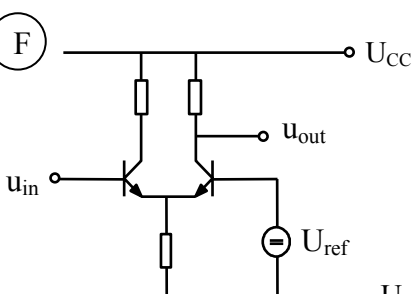
$$\ddot{u} = 1$$



12.4 Maßnahmen zur Verbesserung des Schaltverhaltens

Statische Eigenschaften	Maßnahmen
I_{C2} verkleinern (Reststrom)	<p>a) Si-Transistoren</p> <p>b) Kühlung</p> <p>c) niederohmiger BE-Abschluss $I_{C2} = I_{CER}$</p> <p>Schaltung (A) </p> <p>d) Sperrspannung an BE-Strecke $I_{C2} = I_{CB0}$</p> <p>Schaltung (B) </p>
U_{CEsat} verkleinern	<p>a) Spezialtransistoren</p> <p>b) $\beta \gg 1$</p> <p>c) Überdimensionierung $[U_{CEsat} = I_C(r_{CC} + r_{EE})]$ (große Transistoren haben kleine r_{CC} und r_{EE})</p>

Der bipolare Transistor als Schalter

Dynamische Eigenschaften	Maßnahmen
t_{on} verkleinern	<p>a) $\bar{u} \gg 1$ statisch</p> <p>b) $\bar{u} \gg 1$ dynamisch</p> <p>Schaltung (C) </p> <p>c) kleine Schaltspannung (U_S klein)</p>
t_{off} verkleinern	<p>a) statische Übersteuerung klein</p> <ul style="list-style-type: none"> - \bar{u} wenig über 1 (in Verbindung mit Schaltung C) - Schottky-Diode über BC-Strecke <ul style="list-style-type: none"> . niedrige Durchlassspannung . sehr kurze Schaltzeit <p>Schaltung (D) </p> <p>(Schottky-Diode begrenzt Transistorsättigung)</p> <ul style="list-style-type: none"> - ersatzweise normale Dioden einsetzen <p>Schaltung (E) </p> <p>b) ungesättigter Betrieb (z.B. ECL)</p> <p>Schaltung (F) </p> <p>c) Ausräumen der Basis mit BE-Rückwärtsbetrieb (Schaltung B oder Schaltung C)</p> <p>d) kleine Schaltspannung (U_S klein)</p>

Der bipolare Transistor als Schalter

12.5 Schaltverlustleistung

Am Schalttransistor tritt Verlustleistung auf

- während der statischen Betriebszustände sowie
- in den Schaltphasen.

Für die folgenden Berechnungen wird ein Betrieb mit ohmscher Last zugrunde gelegt.

Abbildung 12-22

Ein- und Ausgangssignale beim Schalten einer ohmschen Last

Im Transistor wird an der Basis-Emitterstrecke sowie an der Kollektor-Emitterstrecke während der statischen Schaltzustände sowie während der dynamischen Umschaltvorgänge Wärmeenergie freigesetzt.

An der Basis-Emitter-Strecke wird Wärme im wesentlichen nur während des statischen EIN-Zustandes erzeugt. Die Energiefreisetzung in der Sperrphase und während der Umschaltvorgänge kann vernachlässigt werden.

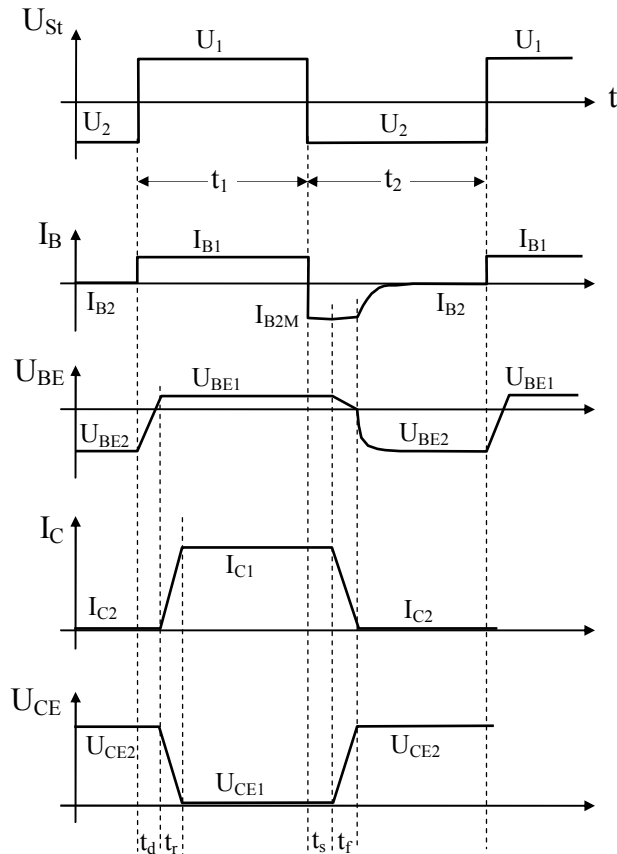
An der Kollektor-Emitter-Strecke wird Wärme freigesetzt während des statischen EIN-Zustandes sowie während der Umschaltvorgänge. Die Wärmeerzeugung in der statischen AUS-Phase ist vernachlässigbar.

Die gesamte Verlustleistung des Schalttransistors errechnet sich damit nach folgender Gleichung

$$P_{V_{ges}} \approx \frac{1}{T} [I_{B1} \cdot U_{BE1} \cdot t_1 + I_{C1} \cdot U_{CE1} \cdot (t_1 - t_d - t_r + t_s) + \int_0^{t_r} i_C \cdot u_{CE} \cdot dt + \int_0^{t_f} i_C \cdot u_{CE} \cdot dt]$$

Nähert man die Anstiegs- und Abfallflanken von I_C und U_{CE} wie in Abbildung 12-22 durch Geradenstücke an, so lassen sich die Integrale lösen und es ergibt sich die Gesamtverlustleistung

$$P_{V_{ges}} \approx \frac{1}{T} \{ I_{B1} \cdot U_{BE1} \cdot t_1 + I_{C1} \cdot U_{CE1} \cdot (t_1 - t_d - t_r + t_s) + \frac{1}{6} [I_{C1} \cdot U_{CE2} \cdot (t_r + t_f)] \}$$



Der bipolare Transistor als Schalter

Statische und dynamische Anteile der Verlustleistung eines Schalttransistors.

Zahlenbeispiel:

* Gegebene Daten:

$$\begin{array}{llll} U_{BE1} = 1 \text{ V} & U_{CE1} = 0,5 \text{ V} & U_{CE2} = 60 \text{ V} & t_d = t_s = 0,5 \text{ } \mu\text{s} \\ I_{B1} = 0,1 \text{ A} & I_{C1} = 1 \text{ A} & & t_f = t_r = 1 \text{ } \mu\text{s} \\ & & & t_1 = t_2 = T/2 \end{array}$$

* Berechnungen:

Ermittlung der oberen Grenze der Schaltfrequenz:

(Maximal mögliche Frequenz mit voller Aussteuerung des Ausgangssignals.)

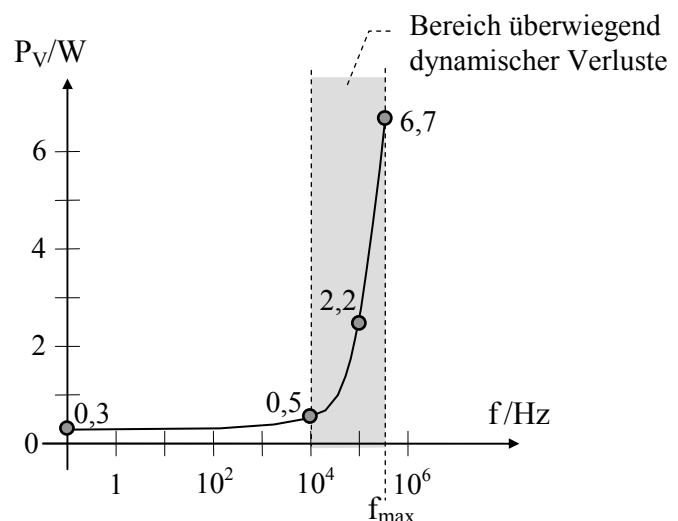
Es treten nur noch Schaltflanken, keine statischen Zustände mehr auf)

$$f_{\max} = \frac{1}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} = \frac{1}{(t_d + t_r) + (t_s + t_f)} = \frac{1}{3 \mu\text{s}} \approx 333 \text{ kHz}$$

Statische Verlustleistung	Dynamische Verlustleistung der CE-Strecke
$(t_1 \gg t_{\text{on}}; t_2 \gg t_{\text{off}})$	
<u>BE-Strecke:</u>	$P_{\text{dyn/CE}} = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{6} \cdot [I_{C1} \cdot U_{CE2} \cdot (t_r + t_f)]$
$P_{\text{st/BE}} = U_{BE1} \cdot I_{B1} \cdot t_1/T = 0,05 \text{ W}$	$f = 10^4 \text{ Hz} \Rightarrow T = 100 \text{ } \mu\text{s}$
<u>CE-Strecke:</u>	$P_{\text{dyn/CE}} = \frac{1}{100 \mu\text{s}} \cdot \frac{1}{6} \cdot [1 \text{ A} \cdot 60 \text{ V} \cdot 2 \mu\text{s}] = 0,2 \text{ W}$
$P_{\text{st/CE}} = U_{CE1} \cdot I_{C1} \cdot t_1/T = 0,25 \text{ W}$	$f = 10^5 \text{ Hz} \Rightarrow T = 10 \text{ } \mu\text{s}$
<u>Statische Gesamtverlustleistung:</u>	$P_{\text{dyn/CE}} = \frac{1}{10 \mu\text{s}} \cdot \frac{1}{6} \cdot [1 \text{ A} \cdot 60 \text{ V} \cdot 2 \mu\text{s}] = 2 \text{ W}$
$P_{\text{st/ges}} = P_{\text{st/BE}} + P_{\text{st/CE}} = 0,3 \text{ W}$	(statische Verluste auf 0,2 W abgesunken)
	$f = 333 \text{ kHz} \Rightarrow T = 3 \text{ } \mu\text{s}$
	$P_{\text{dyn/CE}} = \frac{1}{3 \mu\text{s}} \cdot \frac{1}{6} \cdot [1 \text{ A} \cdot 60 \text{ V} \cdot 2 \mu\text{s}] = 6,67 \text{ W}$
	(bei 333 kHz keine statischen Verluste mehr)

Der frequenzabhängige Verlauf der Verlustleistung ist in Abbildung 12-23 dargestellt

Abbildung 12-23
Frequenzabhängige Verlustleistung eines Schalttransistors

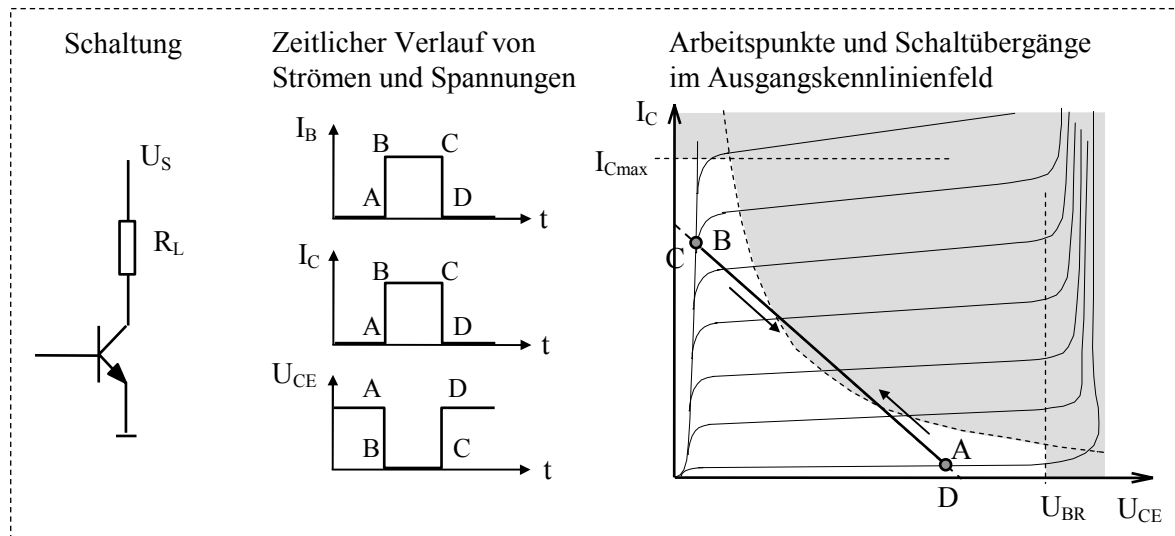


Der bipolare Transistor als Schalter

12.6 Transistorschalter bei ohmscher, kapazitiver und induktiver Last

12.6.1 Ohmsche Last

Abbildung 12-24 Der Schalttransistor mit ohmscher Last



Die Arbeitspunkte liegen im erlaubten Bereich.

Der Übergang zwischen den Arbeitspunkten ($A \rightarrow B$ bzw. $C \rightarrow D$) findet entlang der Widerstandsgeraden des Lastwiderstandes statt.

Die Schaltzeiten sind kurz und werden von den dynamischen Eigenschaften des Transistors und der Ansteuerungsart bestimmt.

Der Bereich verbotener DC-Leistung ($P > P_{\text{tot}}$) darf beim Umschalten durchlaufen werden

(Vorsicht: Bei höheren Frequenzen kann P_{tot} durch dynamische Verluste überschritten werden).

12.6.2 Ohmisch-induktive Last

(Siehe hierzu Abbildung 12-25)

Die Arbeitspunkte liegen im erlaubten Bereich.

Beim Einschalten bricht die Spannung U_{CE} sofort zusammen, der Strom I_{C} steigt allmählich an (Übergang $A \rightarrow B \rightarrow C$).

Beim Ausschalten ohne Schutzmaßnahmen (Schaltung (A)) erzeugt die Induktivität eine hohe Gegenspannung. Dadurch steigt U_{CE} bis zur Durchbruchspannung an ($C \rightarrow D1$), der Strom I_{C} nimmt trotz abgesteuertem Transistor nur langsam ab ($D1 \rightarrow D2$).

Erst wenn der Strom auf 0 abgesunken ist, geht U_{CE} auf U_{S} zurück ($D2 \rightarrow E$).

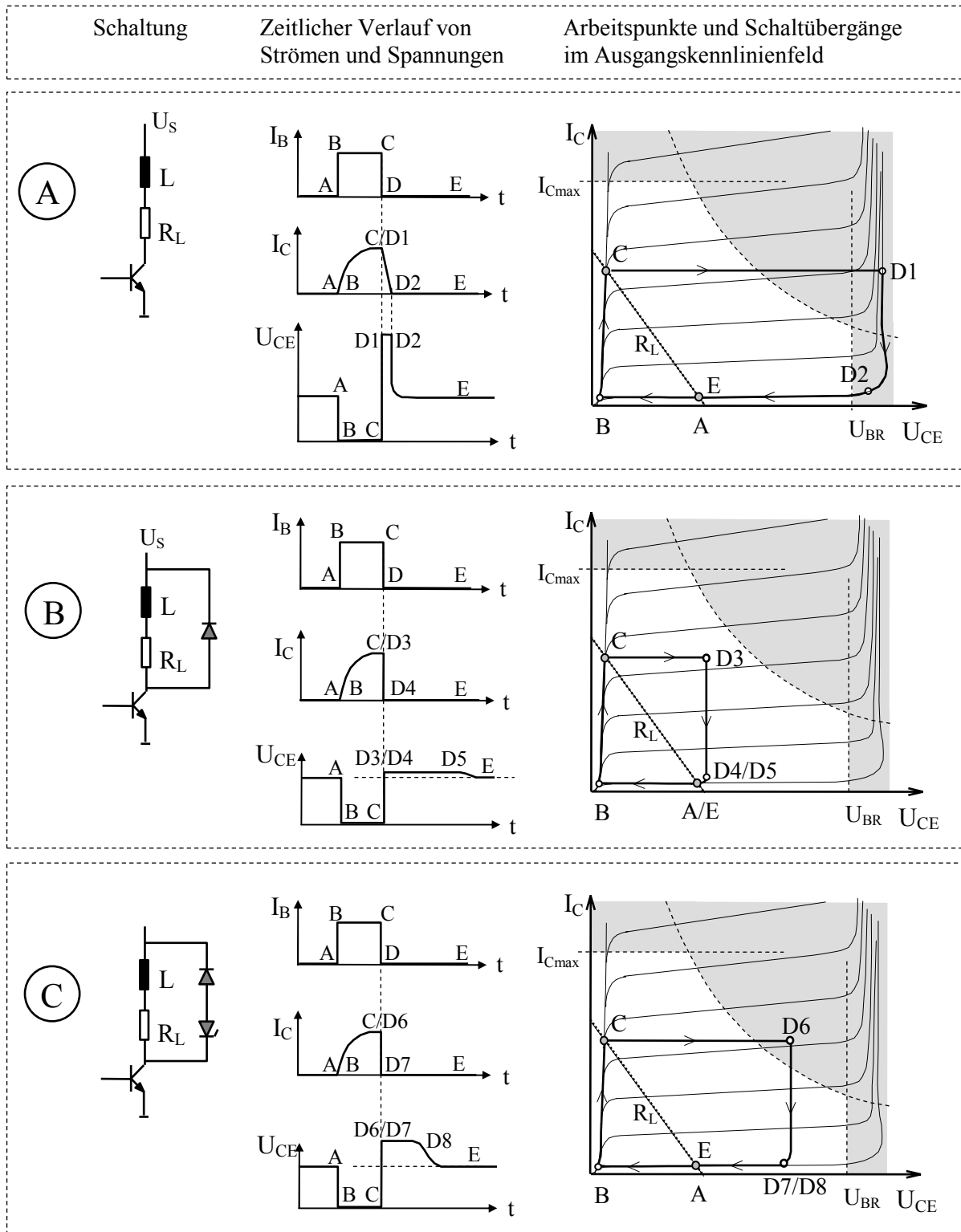
Bei dem Betrieb im Durchbruch ($D1 \rightarrow D2$) droht die thermische Zerstörung des Transistors durch den 2. Durchbruch.

Der bipolare Transistor als Schalter

Zum Schutz des Transistors gegen die hohe Induktionsspannung kann eine Diode parallel zur induktiven Last eingebaut werden (Schaltung (B)). Damit wird die Gegenspannung auf die Durchlassspannung der Diode begrenzt. Der Abschaltvorgang wird stark verzögert.

Eine ausreichende Begrenzung der Spannung U_{CE} bei geringer Verzögerung des Abschaltvorganges wird durch eine zusätzliche Z-Diode erreicht (Schaltung (C)).

Abbildung 12-25 Transistorschalter mit ohmisch-induktiver Last



Der bipolare Transistor als Schalter

12.6.3 Ohmisch-kapazitive Last

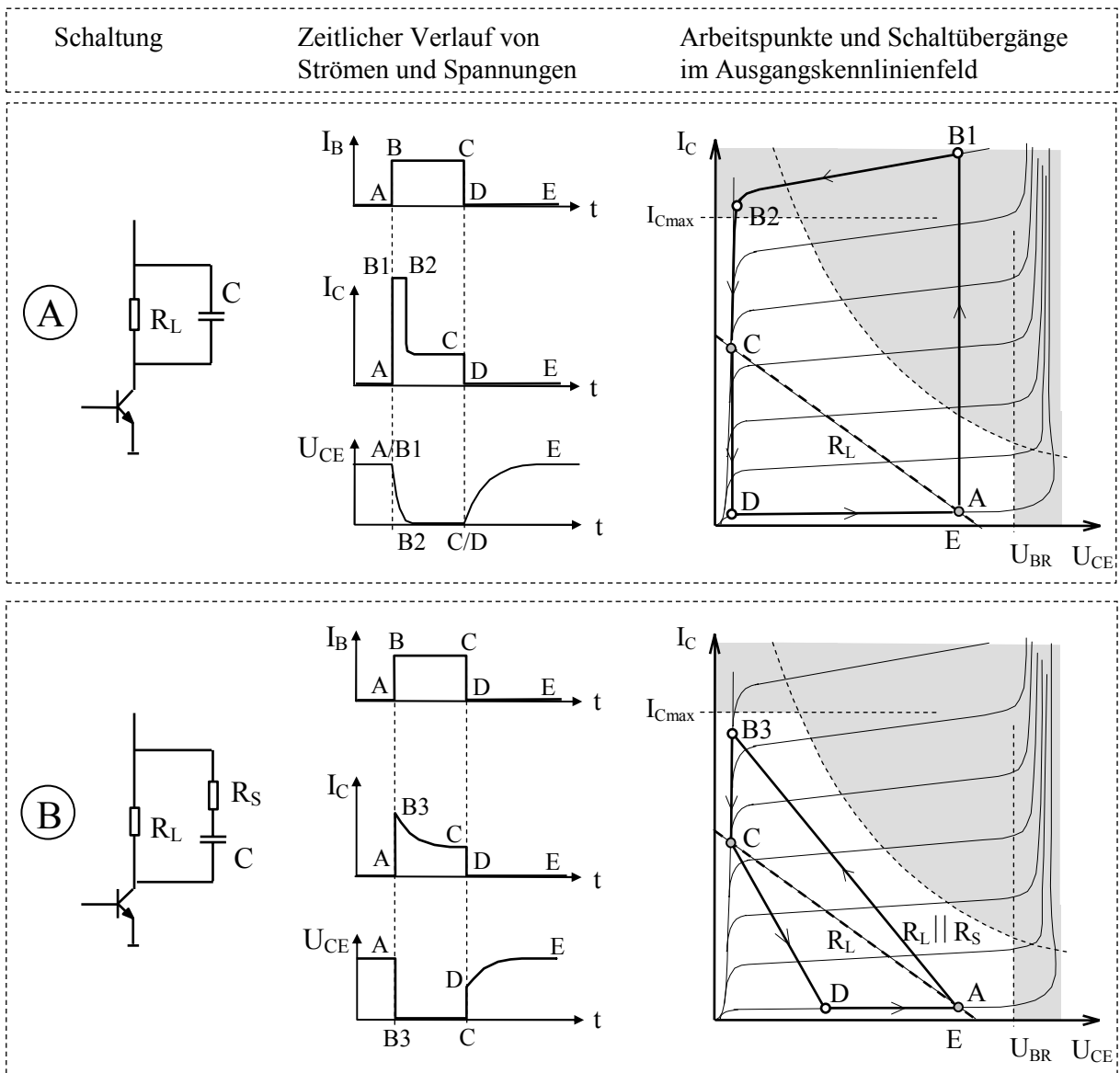
(Siehe hierzu Abbildung 12-26)

Eine kapazitive Last (Schaltung (A)) stellt beim Einschalten des Transistors anfänglich einen Kurzschluss dar. Der Strom I_C springt in Abhängigkeit vom angebotenen Basisstrom auf den Wert $I_C = \beta \cdot I_{B1}$ (A \rightarrow B1). Die Spannung U_{CE} sinkt nur langsam in dem Maße, wie sich der Lastkondensator auflädt (B1 \rightarrow B2). Erst wenn U_{CE} bis auf die Sättigungsspannung U_{CEsat} abgesunken ist, geht der Strom I_C auf den statischen Wert I_{C1} zurück (B2 \rightarrow C).

Beim Ausschalten bricht der Strom I_C sofort zusammen, die Spannung U_{CE} steigt erst allmählich an (C \rightarrow D \rightarrow E).

Liegt der Bereich B1 - B2 beim Einschalten im Bereich verbotener DC-Leistung ($P_V > P_{tot}$), so droht die thermische Zerstörung des Transistors.

Abbildung 12-26: Transistorschalter mit kapazitiver Last



Der bipolare Transistor als Schalter

Zum Schutz des Transistors gegen den hohen Einschaltstrom schaltet man einen Widerstand R_S in Reihe zu der Lastkapazität (Schaltung (B)). Der Transistor schaltet dann sofort vollständig bis in die Sättigung durch ($A \rightarrow B3$). U_{CE} fällt sofort auf U_{CEsat} .

Bei geeigneter Wahl des Widerstandes R_S bleibt I_C im zulässigen Wertebereich ($I_C < I_{Cmax}$). Mit der Zeitkonstante $R_S \cdot C$ sinkt I_C anschließend auf den statischen Wert I_{C1} ($B3 \rightarrow C$).

Der Widerstand R_S beeinflusst den Ausschaltvorgang in unkritischer Weise ($C \rightarrow D \rightarrow E$).

12.7 Transistor in digitalen Grundschaltungen

Abbildung 12-27 Inverter

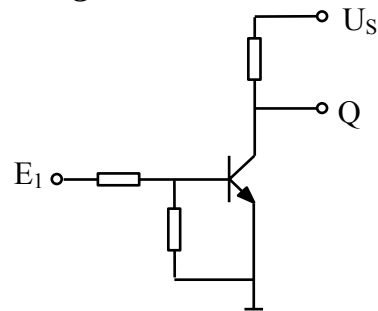


Abbildung 12-28

NOR-Gatter

(RTL = Widerstands-Transistor-Logik)

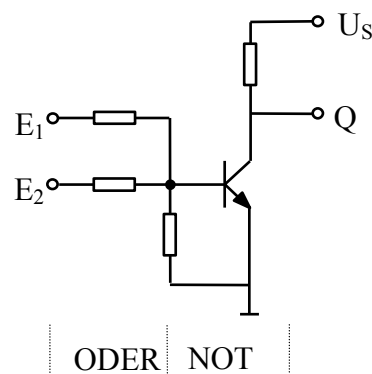


Abbildung 12-29

NAND-Gatter

(RTL = Widerstands-Transistor-Logik)

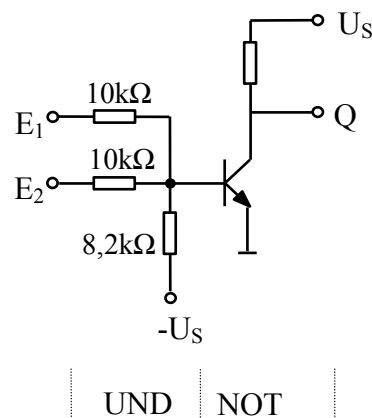
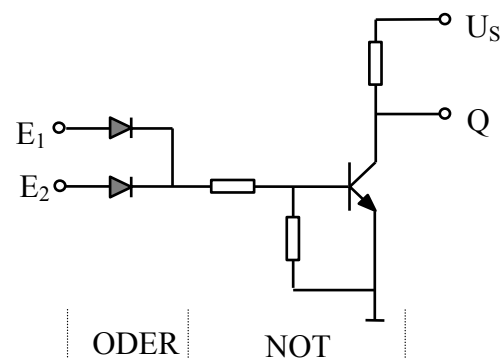


Abbildung 12-30

NOR-Gatter

(DTL = Dioden-Transistor-Logik)



Der bipolare Transistor als Schalter

Abbildung 12-31
ODER-Gatter

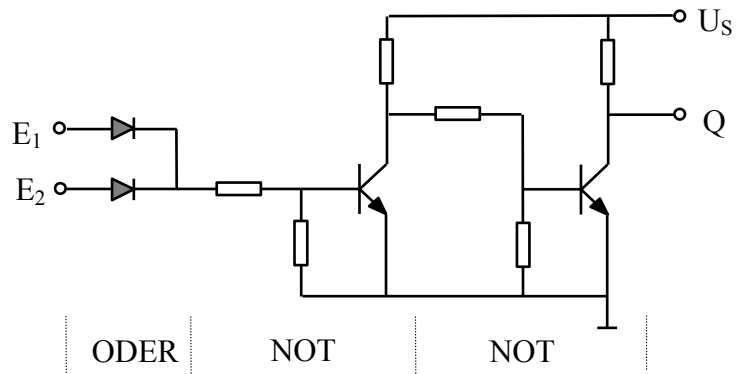


Abbildung 12-32
NAND-Gatter

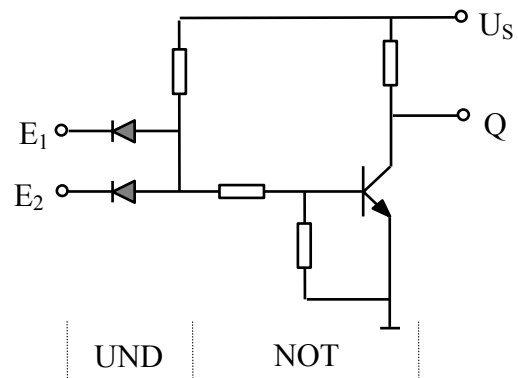


Abbildung 12-33
UND-Gatter

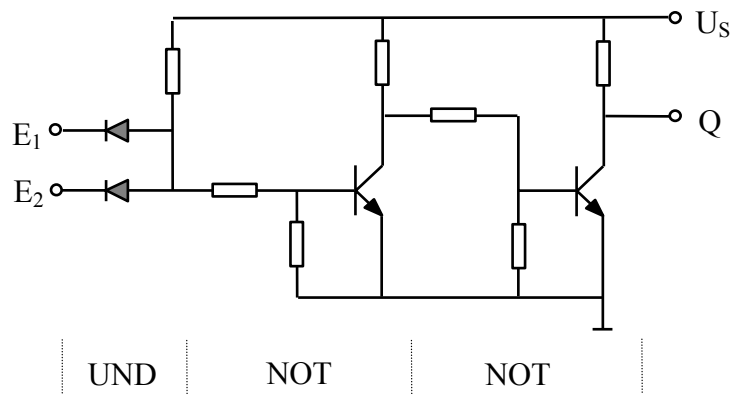
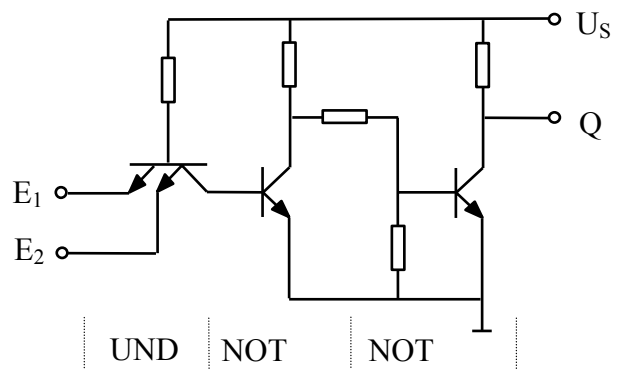


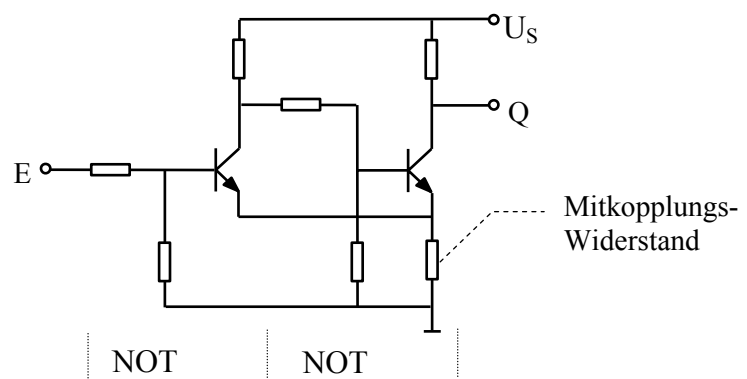
Abbildung 12-34
UND-Gatter
(TTL-Transistor-Transistor-Logik)



Der bipolare Transistor als Schalter

Abbildung 12-35
Schmitt-Trigger
(Schwellwertschalter
mit Hysterese)

Schaltung



Zeitdiagramme

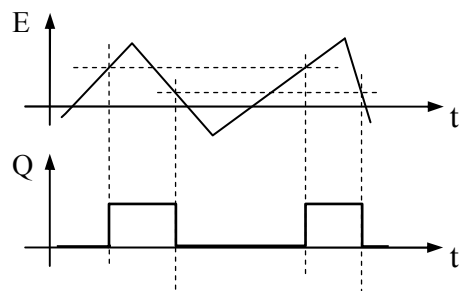


Abbildung 12-36
Flip-Flop
(bistabiler Multivibrator)

Legende:

- S = Setzeingang
- R = Rücksetzeingang
- \bar{Q} = Ausgang
- \bar{Q} = invertierter Ausgang

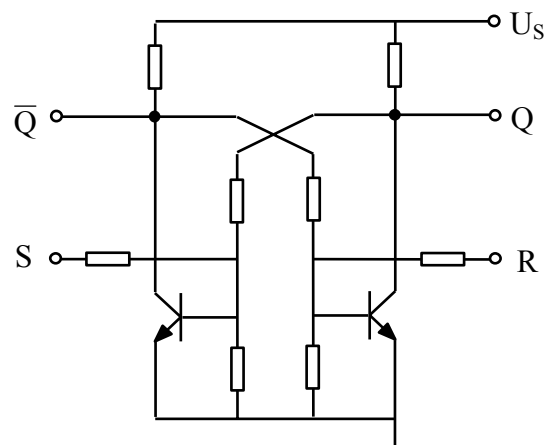
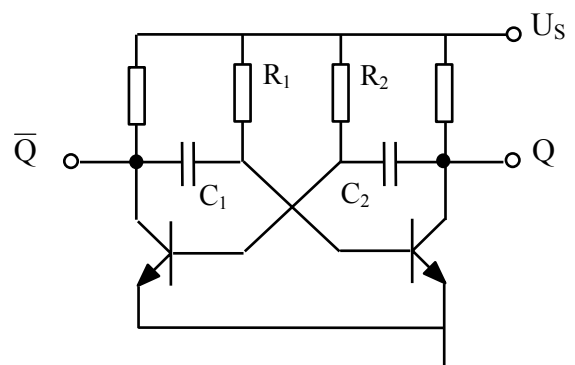
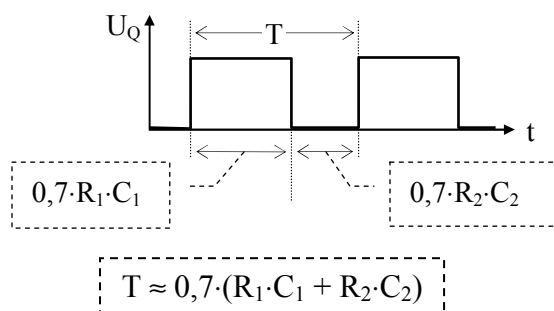
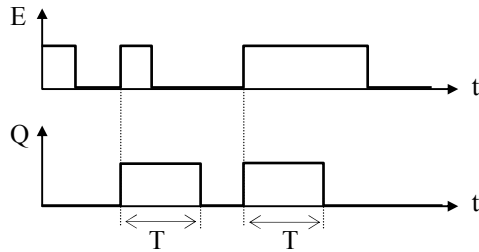


Abbildung 12-37
Astabiler Multivibrator
(Rechteckgenerator)

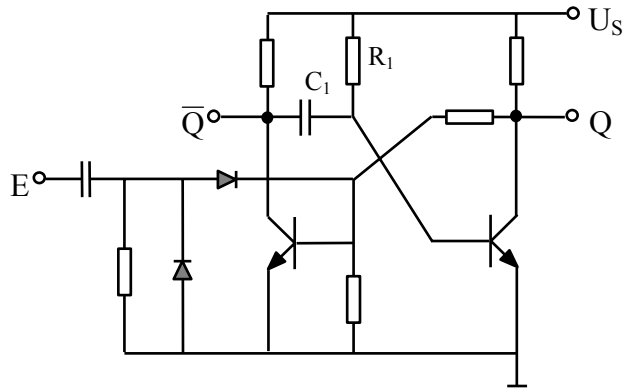


Der bipolare Transistor als Schalter

Abbildung 12-38
Monostabiler Multivibrator
(„Mono-Flop“)(„one-shot“)



$$T \approx 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1$$



12.8 Übungsaufgaben zum Transistor als Schalter

Aufgabe 12-1: Berechnung einer Speicherzeit

Das Datenblatt des pnp-Transistors 2N4033 enthält u.a. folgende Kenndaten:

Dynamische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Schaltzeiten:

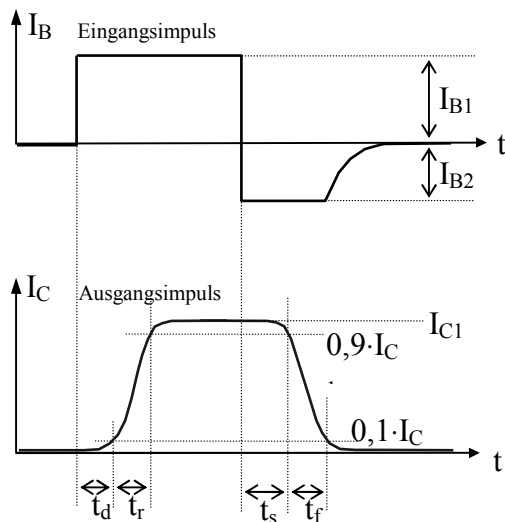
($-V_{CC} = 30\text{V}$, $-I_C = 500\text{mA}$, $-I_{B1} = I_{B2} = 50\text{mA}$)

Speicherzeit

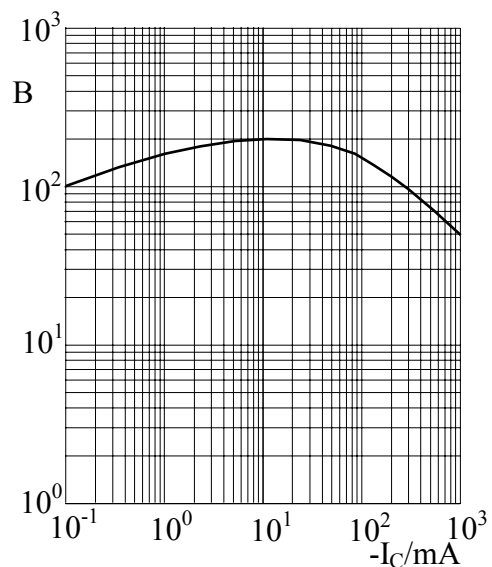
Abfallzeit

$t_s < 350\text{ ns}$

$t_f < 50\text{ ns}$



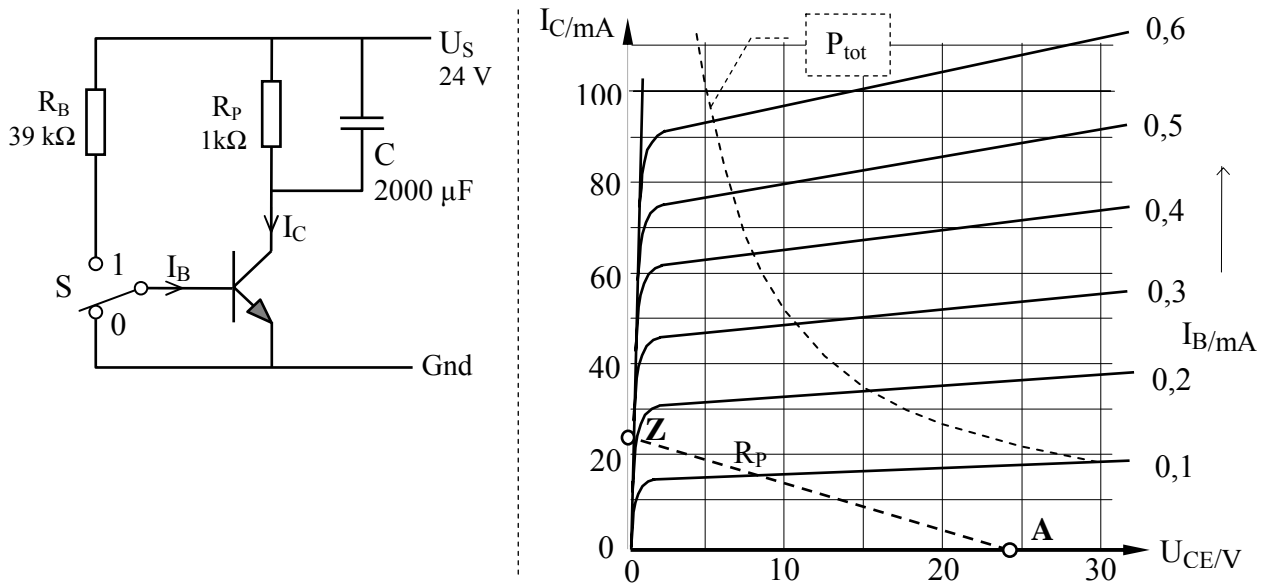
Stromverstärkung $B = f(I_C)$
($U_{CE} = -5\text{V}$, $T_U = 25^\circ\text{C}$)



Mit welcher (maximalen) Speicherzeit muss gerechnet werden, wenn der Transistor von $-I_{C1} = 1\text{A}$ und $-I_{B1} = 50\text{mA}$ mit $I_{B2} = 100\text{mA}$ ausgeschaltet wird?

Der bipolare Transistor als Schalter

Aufgabe 12-2: Transistor mit kapazitiver Last



Mit dem Schalter S kann der Transistor eingeschaltet werden.

- Wie groß ist der Basisstrom in Schalterstellung 1 (mit $U_{BE} = 0,6\text{ V}$)
- Zeichne in das Ausgangskennlinienfeld möglichst genau ein, auf welchem Weg der Übergang von dem statischen Anfangspunkt A in den statischen Endzustand Z beim Einschalten und von Z nach A beim Ausschalten stattfindet.
- Markiere spezielle Punkte (z.B. Ecken) entlang dieses Weges und bezeichne sie z.B. mit den Buchstaben B, C usw.. Welche Übergänge $A \rightarrow B$, $B \rightarrow C$ usw. erfolgen sehr schnell, welche langsam?
- Wie groß ist der maximal auftretende Kollektorstrom des Transistors?

Aufgabe 12-3: Allgemeine Fragen zum Schalttransistor

- Was ist die Sättigungsgrenze?
- Was versteht man unter dem Übersteuerungsfaktor?
- Was versteht man unter dem Ausräumfaktor?
- Wann und warum tritt eine Speicherzeit auf?
- Wie kann man die Speicherzeit reduzieren oder verhindern?
- Wie kann man die Einschaltzeit und die Ausschaltzeit minimieren?
- Wie schützt man den Schalttransistor vor Überspannungen beim Schalten einer induktiven Last?
- Wie schützt man einen Schalttransistor vor zu hohen Strömen beim Schalten einer kapazitiven Last?
- Wovon hängt die Ladungsträgerlaufzeit durch die Basiszone eines Transistors ab?

13 Der Feldeffekttransistor (FET)

13.1 Allgemeines / Grundprinzip

- * FET = Halbleiterbauelement, bei dem der Ladungsträgerstrom in einem Stromkanal durch ein elektrisches Querfeld gesteuert wird
- * Zwei mögliche Wirkungsprinzipien
 - Steuerung des Kanalquerschnitts
 - Steuerung der Leitfähigkeit des Stromkanals
- * Prinzipieller Aufbau
 - Grundelement des FET ist ein dünner dotierter Halbleiterkristall mit elektrischen Anschlüssen an den beiden Enden
 - Die äußeren Anschlüsse werden Drain (D) und Source (S) genannt
 - Legt man eine Spannung U_{DS} zwischen die Drain- und Source-Anschlüsse, so fließt Strom in einem gesteuerten Stromkanal (Drainstrom I_D).
 - Die Steuerung des Querschnitts bzw. der Leitfähigkeit des Stromkanals erfolgt durch ein Querfeld
 - Eine dritte Elektrode dient zur Aufprägung des Querfeldes
 - Die dritte Elektrode (Steuerelektrode) wird Gate (G) genannt
 - Die Gate-Elektrode ist gegenüber dem Stromkanal isoliert. Hierzu gibt es zwei Varianten:
 - . Trennung durch gesperrten pn-Übergang
 - Bezeichnungen: \Rightarrow Sperrschicht-FET
 - \Rightarrow junction FET (J-FET)
 - . Trennung durch Isolierschicht (z.B. SiO_2)
 - Bezeichnungen: \Rightarrow isolated Gate FET (IG-FET)
 - \Rightarrow metall-isolator-semiconductor-FET (MIS-FET)
 - \Rightarrow metall-oxid-semiconductor-FET (MOS-FET)

13.2 Sperrschicht-FET

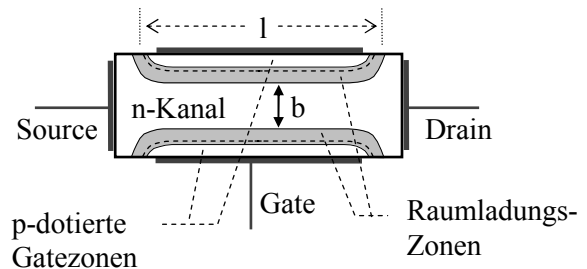
13.2.1 Aufbau und Wirkungsprinzip

- * Aufbau
 - Grundelement des Sperrschicht-FET ist ein länglicher, einheitlich dotierter Halbleiterkristall (bzw. Kristallbereich), der den Stromkanal bildet. Je nach Dotierung handelt es sich um einen
 - . p-Kanal-FET oder
 - . n-Kanal-FET
 - An den Enden des Kristalls/Kristallbereiches sind Drain- und Source-Anschluss angebracht; an der Längsseite des Kristalls befindet sich die Gate-Elektrode.

Der Feldeffekttransistor

- Zur Isolierung des Gateanschlusses wird beim n-Kanal-FET unter der Gate-Elektrode eine p-dotierte Zone eindiffundiert (beim p-Kanal-FET eine n-dotierte Gatezone).
- An den pn-Übergängen zwischen Gatezonen und dem übrigen Kristall bildet sich eine Verarmungszone (Raumladungszone) ohne bewegliche Ladungsträger.
- Der verbleibende Teil des Kristalls ist leitfähig und bildet den Stromkanal.

Abbildung 13-1
Aufbau des J-FET



* Wirkungsprinzip

Beim Sperrschicht-FET wird durch ein Querfeld die Ausdehnung der Verarmungszone (Raumladungszone) unter dem Gateanschluss und damit der Querschnitt des Stromkanals gesteuert.

* Schaltzeichen

Abbildung 13-2
Schaltzeichen des J-FET



13.2.2 Einfluss der Kanalspannung auf die Kennlinie

Für die Diskussion des Einflusses der Kanalspannung U_{DS} wird die Funktion bei kurzgeschlossener Gate-Sourcestrecke ($U_{GS} = 0$) betrachtet

- Die Polarität der Spannung U_{DS} wird beim Sperrschicht-FET so gewählt, dass der pn-Übergang zwischen Gate und Stromkanal an allen Stellen in Sperrpolung betrieben wird:

$$\text{n-Kanal-FET: } U_{DS} > 0$$

$$\text{p-Kanal-FET: } U_{DS} < 0$$

Unter dieser Voraussetzung fließt kein Gatestrom (außer ein kleiner Sperrstrom)

- Aufgrund der äußeren Spannung U_{DS} fließen Ladungsträger vom Source- zum Drain-Anschluss.
- Der Stromfluss wird fast ausschließlich von Majoritätsträgern getragen; die Minoritätsträger sind ohne Bedeutung.

. n-Kanal-FET: Elektronenstrom von Source nach Drain

. p-Kanal-FET: Löcherstrom von Source nach Drain

- Da jeweils nur eine Ladungsträgerart für den Stromfluss benötigt wird, wird der FET als *unipolarer Transistor* bezeichnet.
- Der Eintritt der Majoritätsträger in den Kristall erfolgt jeweils am Source-Anschluss (Deswegen die Namensgebung: Source = Quelle); die Ladungsträger treten am Drain-Anschluss aus dem Kristall aus (Deswegen die Namensgebung: Drain = Senke).
- Bei symmetrischem Aufbau können Source und Drain vertauscht werden.

Der Feldeffekttransistor

Funktion bei kleiner Drain-Source-Spannung

- Der Stromkanal verhält sich für kleine U_{DS} wie ein ohmscher Widerstand
⇒ linearer Kennlinienverlauf für kleine Werte von U_{DS}
- Der Widerstand bzw. der Leitwert des Stromkanals lässt sich für $U_{DS} \rightarrow 0$ aus den Abmessungen des Stromkanals berechnen:

Kanalleitwert für $U_{DS} \rightarrow 0$

$$G_0 = \kappa \cdot \frac{A}{l} = e \cdot n_D \cdot \mu_n \cdot \frac{b \cdot d}{l} \quad (\text{n-Kanal-FET})$$

Legende:

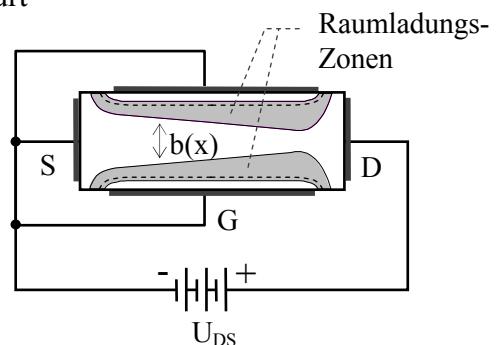
e = Elementarladung
 N_D = Donatorkonzentration
 μ_n = Beweglichkeit der Elektronen
 b, d, l = Kanal-Breite, -Dicke, -Länge
 κ = Leitfähigkeit = $e \cdot n \cdot \mu$

Funktion bei größeren Werten von U_{DS}

- Die Spannung U_{DS} fällt entlang des Stromkanals ab.
⇒ Die Sperrspannung zwischen Gate und Stromkanal wächst in Richtung auf den Drain-Anschluss
⇒ Die Sperrschichtweite W_s ist in Drain-Nähe größer als in Source-Nähe
⇒ Die Kanalbreite $b(x)$ ist in Drain-Nähe kleiner als in Source-Nähe
⇒ Der Stromkanal ist in Drain-Nähe eingeschnürt

Abbildung 13-3

Kanaleinschnürung durch U_{DS}



- Die Kanaleinschnürung verstärkt sich mit wachsender Drain-Source-Spannung
⇒ Der Kanalwiderstand wächst mit zunehmenden Werten von U_{DS}
⇒ Die Kennlinie des FET wird flacher
- Ab einer bestimmten Spannung $U_{DSsat} = -U_p$ geht die Kanalbreite in Drain-Nähe gegen 0
⇒ „Kanalabschnürung“
⇒ Der Kanalstrom nimmt bei weiter steigendem U_{DS} nicht mehr zu
(Ende des ohmschen Kennlinienbereiches)

Der Feldeffekttransistor

- ⇒ Die Kennlinie geht in den Sättigungsbereich über
(Kanalstrom $I_{Dsat} = \text{Sättigungsstrom } I_{DSS}$)

$$I_{DSS} = \frac{G_0 \cdot (-U_p)}{3}$$

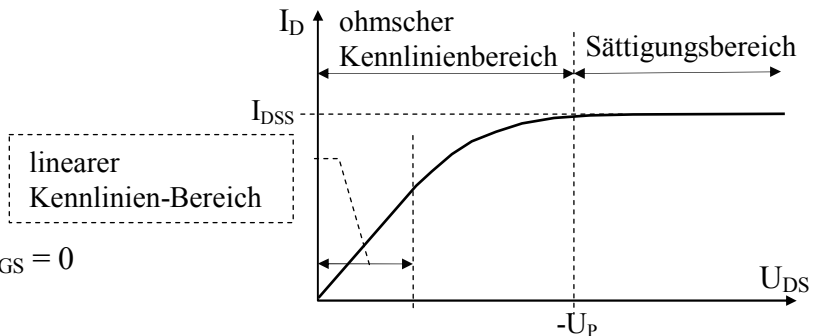
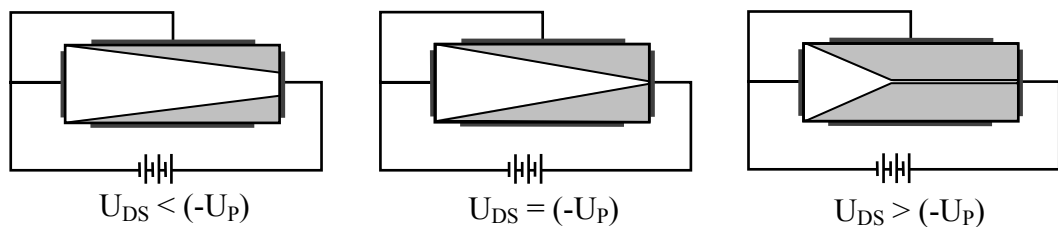


Abbildung 13-4
Kennlinie des FET für $U_{GS} = 0$

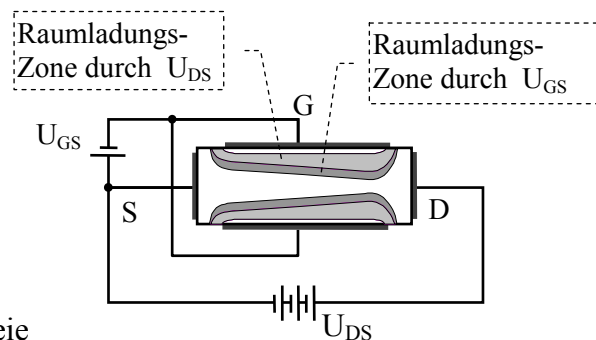
Abbildung 13-5 Schematische Darstellung des Kanals für $U_{GS} = 0$



13.2.3 Steuerung über das Gate

- Die Ausdehnung der Verarmungszone unter dem Gate lässt sich durch eine Sperrspannung U_{GS} am Gate zusätzlich steuern

Abbildung 13-6
Steuerung des Stromkanals über das Gate



- Bei anliegender Sperrspannung wird der freie Querschnitt des Stromkanals weiter eingeengt
- ⇒ Der Kanalwiderstand wird größer.
- ⇒ Der Kanalstrom wird kleiner.
- ⇒ Die Abschnürspannung verkleinert sich

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_p$$

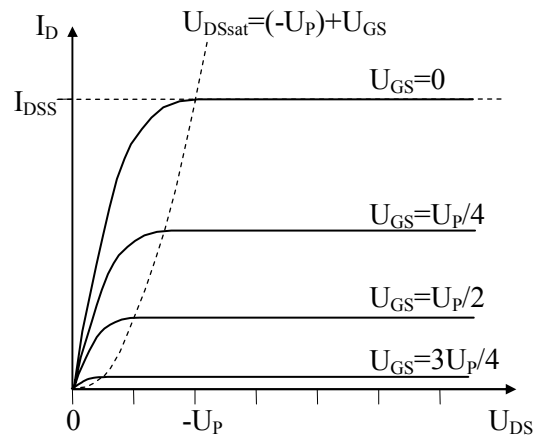
- ⇒ Der Sättigungsstrom nimmt ab

$$I_{Dsat} \approx I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$$

- ⇒ Für $|U_{GS}| \geq |U_p|$ ist der Stromkanal unabhängig von U_{DS} auf jeden Fall gesperrt ($U_p = \text{„pinch-off“-Spannung}$)

13.2.4 Die Kennlinien des Sperrschicht-FET

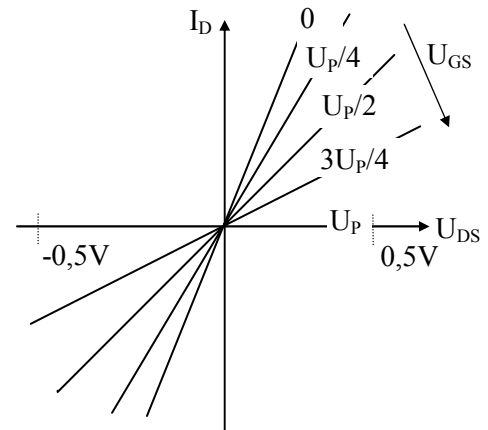
Abbildung 13-7
Ausgangskennlinien
des Sperrschicht-FET⁽²⁴⁾



- Durch die Gate-Source-Spannung lässt sich der Kanalwiderstand bei kleinen U_{DS} steuern.

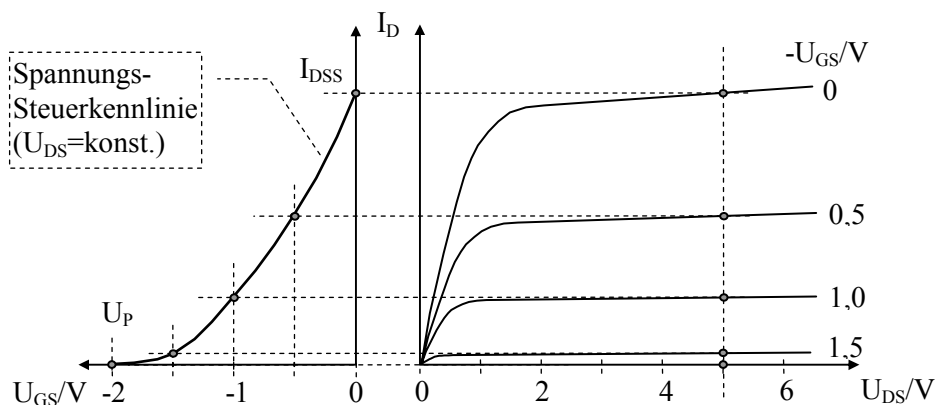
Für kleine U_{DS} ist der Sperrschicht-FET ein regelbarer Widerstand

Abbildung 13-8
Sperrschicht-FET
als steuerbarer Widerstand



- Aus dem Ausgangskennlinienfeld lassen sich die Steuerkennlinien ableiten

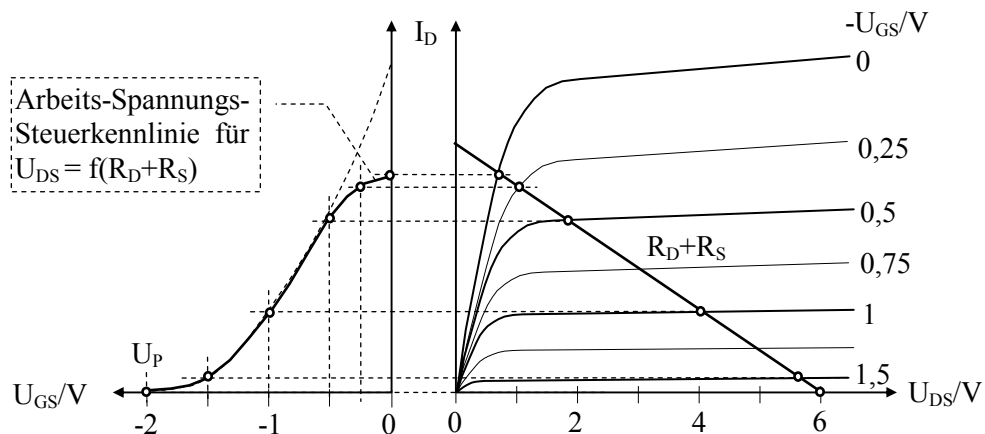
Abbildung 13-9 Die Steuerkennlinie des J-FET



⁽²⁴⁾ Im Sättigungsbereich weichen die tatsächlichen Kennlinien von dem hier gezeichneten Idealverlauf ab, sie steigen mit zunehmender Drain-Source-Spannung wegen Verkürzung des Stromkanales leicht an. Die Steigung ist so, dass sich die Verlängerungen des Sättigungsteils aller Kennlinien im Punkt $-U_A$ (Early-Spannung) schneiden.

Der Feldeffekttransistor

Abbildung 13-10 Arbeits-Spannungs-Steuerkennlinie des J-FET



13.3 IG-FET (isolated gate)

* Wirkungsprinzip

Beim IG-FET wird die Leitfähigkeit des Stromkanals durch ein elektrisches Querfeld gesteuert.

* Typen

Es kommen zwei Typen zum Einsatz

- Anreicherungstyp

- . Transistor ist gesperrt bei $U_{GS} = 0$
- . Leitfähigkeit des Stromkanals durch Anlegen einer Gate-Source-Spannung

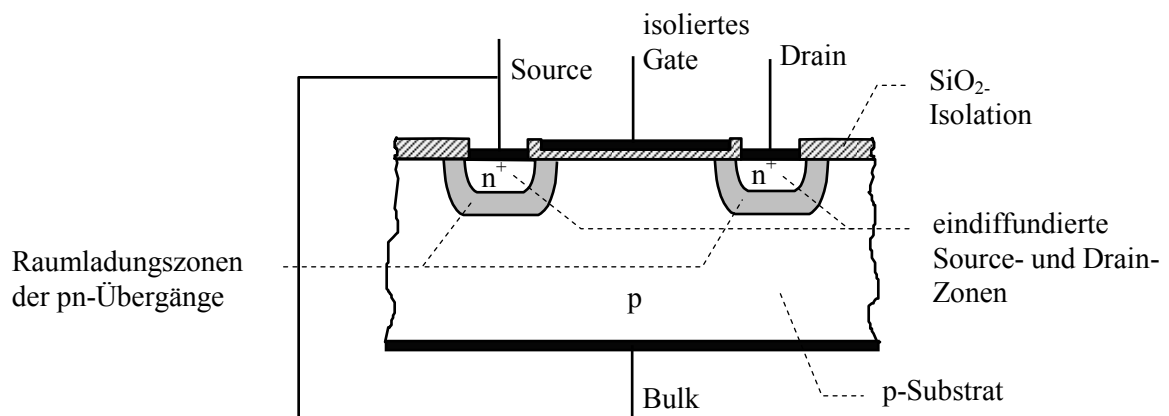
- Verarmungstyp

- . Transistor ist leitend bei $U_{GS} = 0$
- . Sperren des Transistors durch Anlegen einer Gate-Source-Spannung

13.3.1 Anreicherungstyp

13.3.1.1 Aufbau

Abbildung 13-11 Prinzipieller Aufbau des IG-FET (z.B. n-Kanal-MOS-FET)



Der Feldeffekttransistor

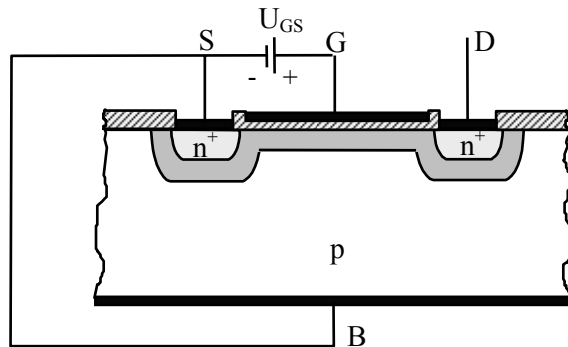
Der Aufbau des IG-FET vom Anreicherungstyp wird am Beispiel eines n-Kanal-FET erläutert:

- In eine dünne p-dotierte Halbleiterscheibe werden von einer Seite zwei n^+ -Zonen eindiffundiert
- Die beiden n^+ -Zonen werden mit Anschlussdrähten versehen und bilden Source und Drain des FET
- Die restliche Kristalloberfläche wird mit einer dünnen elektrisch isolierenden Schicht (Oxid-Schicht) abgedeckt.
- Zwischen den Source- und Drain-Anschlüssen wird -durch die dünne Oxidschicht vom p-leitenden Kristall isoliert- eine flächige Gate-Elektrode angebracht.
- Das p-leitende Substrat wird (z.B. auf der Unterseite des Kristalls) elektrisch kontaktiert (sog. bulk-Anschluss) und (meistens) mit dem Source-Anschluss verbunden.

13.3.1.2 Funktionsweise

- Die beiden eindiffundierten n^+ -Zonen bilden mit dem p-leitenden Kristall zwei pn-Übergänge, an denen sich jeweils eine Raumladungszone ausbildet (Abbildung 13-11).
- Legt man eine positive Spannung an die Gate-Source-Strecke, so werden die Löcher (Majoritätsträger) im p-dotierten Substrat von der isolierten Gate-Elektrode abgestoßen und ins Kristallinnere zurückgedrängt
 - ⇒ Unmittelbar unter der Gate-Elektrode bildet sich eine Zone weitgehend ohne Majoritätsträger (Verarmungszone/Raumladungszone)
 - ⇒ Es hat sich damit eine durchgehende Raumladungszone von Source bis Drain gebildet (Abbildung 13-12).

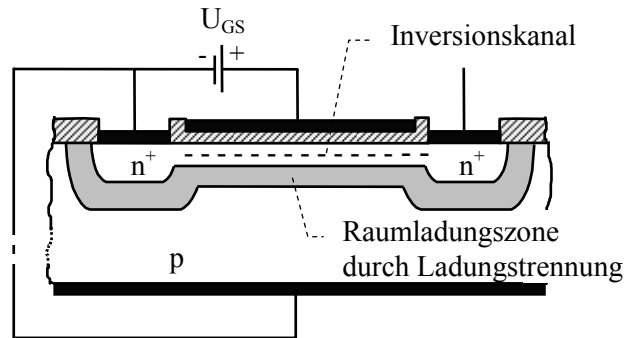
Abbildung 13-12
Verarmungszone unter dem Gate



- Wegen der fehlenden Majoritätsträger (Löcher) können die aus der Eigenleitung stammenden Minoritätsträger (Elektronen) nicht rekombinieren. Ihre Konzentration in der Raumladungszone unter dem Gate steigt daher stark an.
- Durch das positive Potenzial am Gate-Anschluss werden die Elektronen vom Gate angezogen; wegen der isolierenden Oxidschicht zwischen Gateelektrode und Halbleiterkristall können sie jedoch nicht zum Gate abfließen und sammeln sich unmittelbar unter der Oxidschicht
 - ⇒ Innerhalb der von Source bis Drain durchgehenden Verarmungszone bildet sich eine Anreicherung freier Elektronen, also ein leitfähiger Kanal. Dieser verbindet die n-leitenden Source- und Drain-Zonen miteinander (Abbildung 13-13).
 - ⇒ Da sich ein Kanal mit freien Elektronen (n-Kanal) im p-dotierten Halbleitermaterial gebildet hat, spricht man vom *Inversionskanal*.

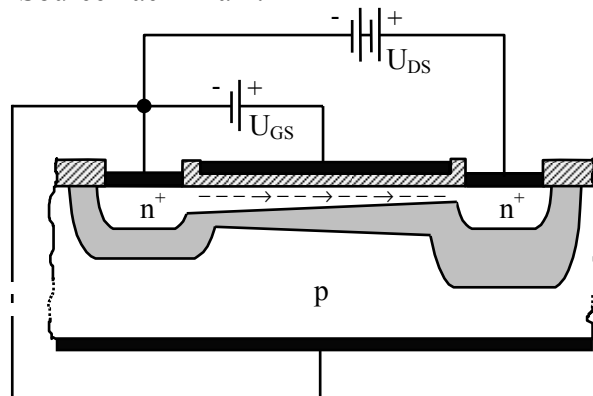
Der Feldeffekttransistor

Abbildung 13-13 Inversionskanal



- Durch die durchgehende Raumladungszone (Verarmungszone) ist der leitfähige Inversionskanal vom restlichen Halbleiterkristall isoliert.
- Legt man zusätzlich eine Spannung U_{DS} an die Drain-Source-Strecke, so fließt ein Elektronenstrom im Inversionskanal von Source nach Drain.

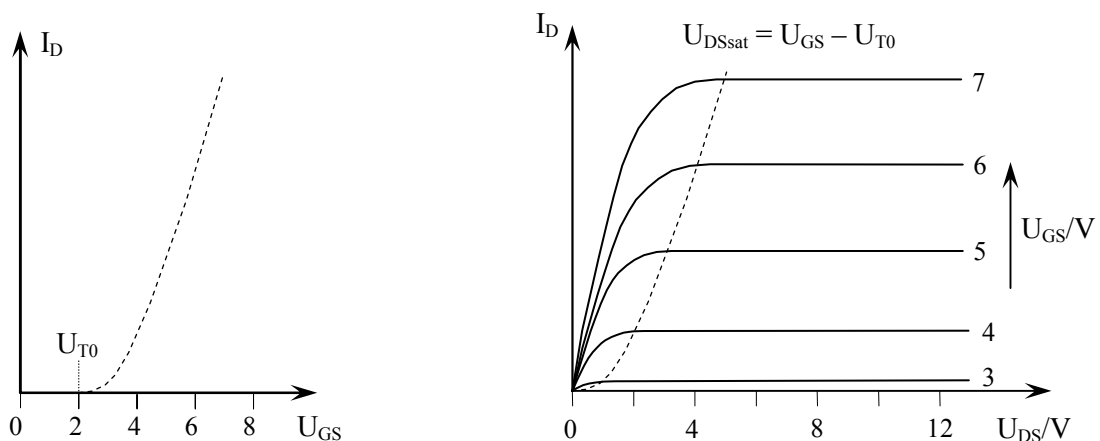
Abbildung 13-14
Stromfluss im Inversionskanal



- Durch die Größe der Spannung U_{GS} lässt sich die Konzentration der Elektronen im Inversionskanal steuern
 \Rightarrow Mit dem von U_{GS} erzeugten Querfeld wird also die Leitfähigkeit des Stromkanals gesteuert.
- Da der beschriebene Transistor ohne Gatespannung nicht leitet, spricht man von einem *selbstsperrenden* Typ
- Da zur Erreichung der Leitfähigkeit erst Ladungsträger in einem Kanal angesammelt werden müssen, spricht man vom *Anreicherungstyp*.

13.3.1.3 Kennlinien und Schaltzeichen des IG-FET vom Anreicherungstyp

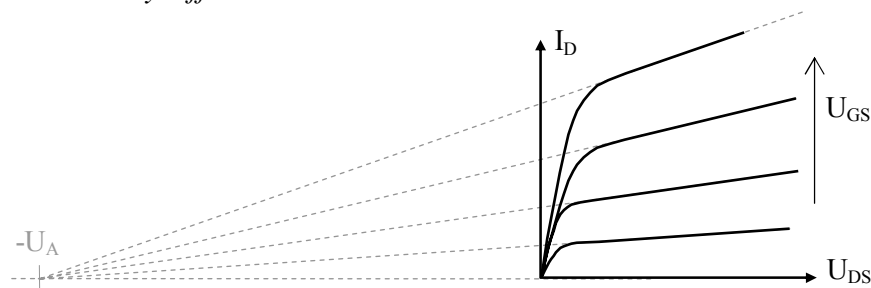
Abbildung 13-15 Kennlinien des selbstsperrenden IG-FET



Der Feldeffekttransistor

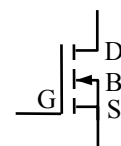
- Aus der Steuerkennlinie (Abbildung 13-15, links) ist ersichtlich, dass sich ein ausreichender Inversionskanal und damit der Stromfluss erst oberhalb einer Einsatzspannung U_{T0} (threshold voltage) einstellen.
- Die Ausgangskennlinien zeigen einen starken Anstieg für $U_{DS} < U_{GS} - U_{T0}$.
In diesem Bereich reicht der Inversionskanal von der n-dotierten Source-Zone bis zur n-dotierten Drain-Zone. Der Strom ist annähernd proportional zur Spannung U_{DS} . Der Inversionskanal zeigt annähernd ohmsches Verhalten.
- Die positive Spannung U_{DS} schwächt die Potenzialdifferenz zwischen Gate und p-dotiertem Substrat in Drainnähe. Für $U_{DS} = U_{GS} - U_{T0}$ reicht diese Potenzialdifferenz gerade nicht mehr aus, um den Inversionskanal in Drain Nähe aufrecht zu erhalten.
- Ein weiteres Ansteigen von U_{DS} führt daher nicht zu einer steigenden Spannung über der Inversionszone sondern zum Aufbau einer Sperrspannung (Sperrschicht) zwischen dem Ende des Inversionskanals und der Drain-Zone.
- Wegen der nicht mehr ansteigenden Spannung über dem Inversionskanal steigt der Drainstrom bei weiter wachsendem U_{DS} nicht mehr an, er hat vielmehr einen Sättigungswert erreicht.
- Die Sperrspannung zwischen Inversionskanal und Drainzone saugt alle durch den Inversionskanal ankommenden Elektronen (Minoritätsträger) zum Drainanschluss ab. Die Ausgangskennlinien zeigen daher für $U_{DS} > U_{GS} - U_{T0}$ einen annähernd horizontalen Verlauf.
- Ein begrenzter Anstieg im Sättigungsbereich der Ausgangskennlinien beruht auf dem Early-Effekt. Steigt U_{DS} auf größere Werte als zur Sättigung notwendig, so führt das zu einer größeren Ausdehnung der Sperrschicht zwischen Inversionskanal und Drainzone. Die daraus folgende Verkürzung der Inversionszone (= Reduzierung des Widerstandes) hat einen weiteren Anstieg des Sättigungsstromes zur Folge.

Abbildung 13-16 Early-Effekt beim FET

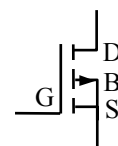


Im Sättigungsbereich ist die Steigung der Ausgangskennlinien so, als gingen sie alle von einem einzigen Punkt auf der Spannungsachse (Early-Spannung $-U_A$) aus.

Abbildung 13-17
Schaltzeichen des
selbstsperrenden IG-FET



n-Kanal-FET



p-Kanal-FET

Der Feldeffekttransistor

13.3.2 Verarmungstyp

- Durch geeignete Herstellungstechnologie (z.B. Phosphor-Implantation ins Kanalgebiet oder Implantation von positiv geladenen Ionen in die Isolationsschicht unter dem Gate jeweils beim n-Kanal-MOS-FET) wird erreicht, dass sich ein Stromkanal bereits ohne anliegende Gatespannung bildet.
- Ein solcher Transistor leitet bei einer Gate-Source-Spannung $U_{GS} = 0$.
Durch eine negative Gate-Source-Spannung U_{GS} lässt sich die Konzentration der Elektronen im Stromkanal reduzieren und damit die Größe des Drainstromes steuern. (Durch positive Gatespannungen lässt sich dieser Transistor noch leitfähiger machen, doch ist diese Betriebsart weniger üblich).
- Da der beschriebene Transistor ohne Gatespannung leitet, spricht man vom *selbstleitenden* Typ
- Da die Ladungsträger zur Steuerung des Drainstromes aus dem Stromkanal verdrängt werden müssen, spricht man vom *Verarmungstyp*.

Abbildung 13-18
Kennlinien des
selbstleitenden IG-FET

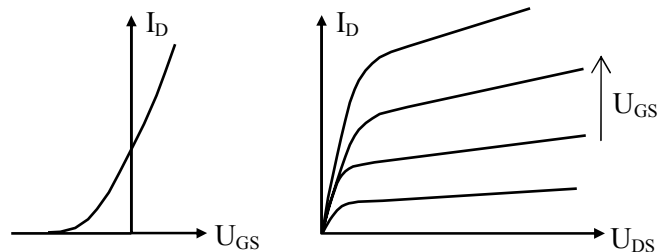
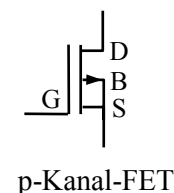
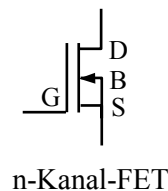


Abbildung 13-19
Schaltzeichen des
selbstleitenden IG-FET

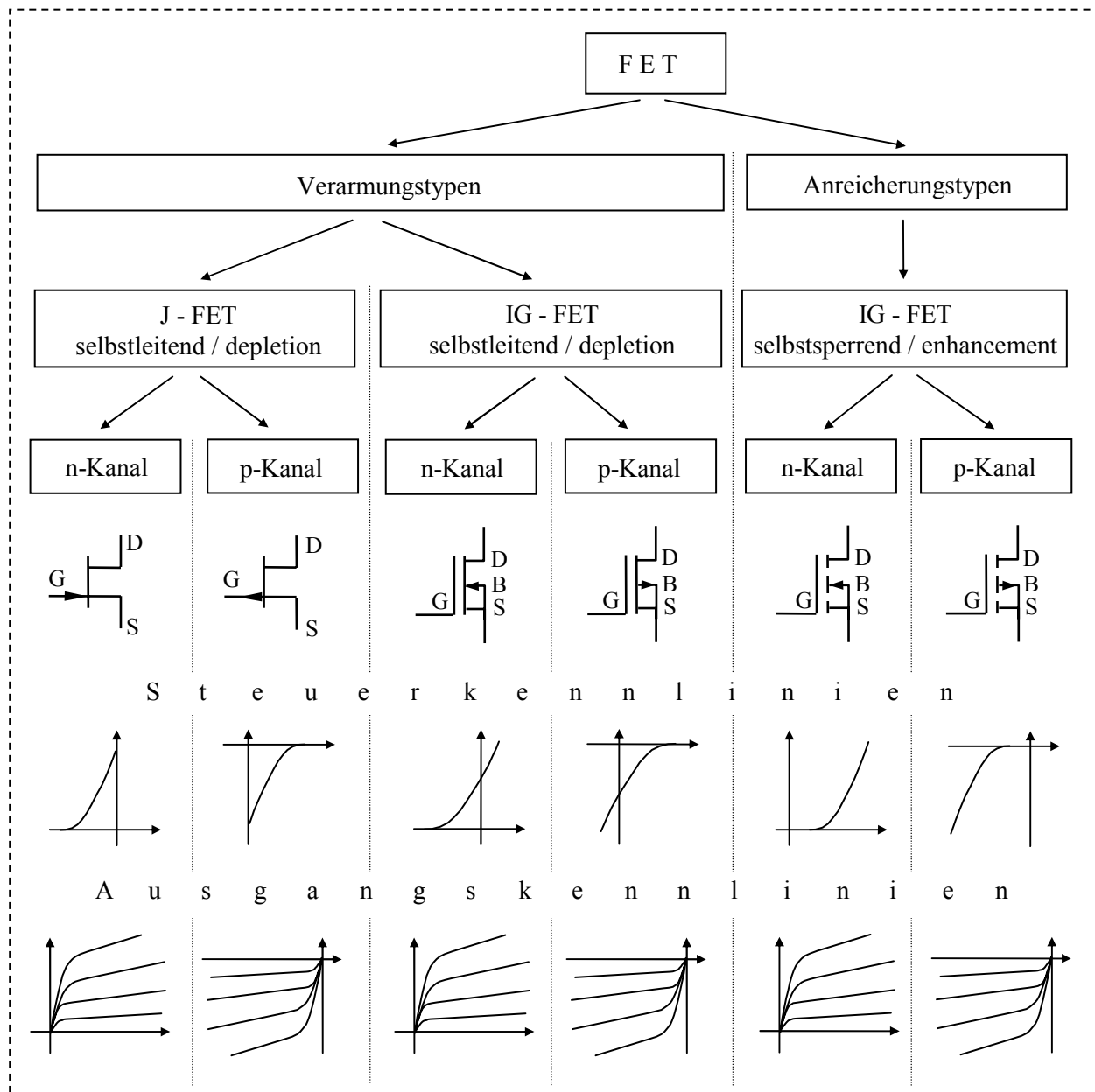


13.3.3 Vorteile der IG-FET

Vorteile gegenüber dem bipolaren Transistor und gegenüber dem Sperrschicht-FET:

- sehr hoher Eingangswiderstand durch das isolierte Gate
(kein statischer Steuerstrom, nur dynamischer Steuerstrom)
- geringe Schaltzeiten
 - . Keine Speicherzeit, da keine Überschussladung
 - . Langsame Minoritätsträger-Prozesse entfallen.
- Kein 2. Durchbruch wegen Stromeinschnürung
- Positiver Temperaturkoeffizient des Kanalwiderstandes
 - . Kein thermischer Mitkopplungseffekt (kein „Selbstmord“-Effekt)
 - . Keine Stromteilungsprobleme bei Parallelschaltung (selbsttätige Stabilisierung)

13.4 Übersicht über alle FET-Typen



13.5 Daten von Feldeffekt-Transistoren

Tabelle 13-1 Daten ausgewählter Feldeffekt-Transistoren

		J-FET		MOS-FET	
Typ		BF245 A/B/C	J113	2N4351	BS170
Grenzwerte					
Spannung Gate-Drain (J-FET)	U_{GD}	- 30 V	- 35 V	-	-
Spannung Gate-Source (J-FET)	U_{GS}	- 30 V	- 35 V	-	-
Gatestrom Durchlass (J-FET)	I_G	10 mA	50 mA	-	-
Drainstrom (MOS-FET)	I_D	-	-	30 mA	300 mA
Spannung Drain-Source (MOS-FET)	U_{DS}	-	-	25 V	60 V
Verlustleistung	P_{tot}	300 mW	360 mW	300 mW	830 mW
Typische Kennwerte					
Drain-Source-Kurzschlussstrom (J-FET)	I_{DSS}	2-6,5 mA / 6-15 mA/ 12-25 mA	> 2 mA	-	-
Abschnürspannung (J-FET)	U_P	-0,5 ... -2,5 V / -1,5 ... -4 V / -3 ... -8 V	-3 V	-	-
Gatestrom (25 °C) (J-FET)	I_G	-5 nA	-1 nA	-	-
Einsatzspannung (MOS-FET)	U_{T0}	-	-	1 ... 5 V	0,8 ... 3 V
EIN-Widerstand	r_{DSon}		< 100 Ω	< 300 Ω	3,5 Ω
Schaltzeiten EIN/AUS			4 ns	100/500 ns	10/10 ns
Wärmewiderstand	R_{th}	250 K/W	300 K/W		
Steilheit	S	1 ... 6 mS	-		
Grenzfrequenz (3 dB-Abfall von S)	f_{y21s}	700 MHz			

13.6 FET als Analogschalter

13.6.1 Ein- und Ausschaltbedingungen

Da der FET keine Schwellspannung besitzt und auch bei kleinsten Werten von U_{DS} leitfähig ist, eignet er sich hervorragend als Analogschalter.

Beim Betrieb als Schalter werden die zwei Zustände „leitend“ (EIN, ON) und „gesperrt“ (AUS, OFF) benötigt. Zwischenzustände sollen nicht auftreten.

Um den J-FET zu sperren, muss zwischen der Gate-Zone und dem Stromkanal an allen Stellen eine Sperrspannung anliegen, die betragsmäßig größer als die pinch-off-Spannung U_p ist. Dies ist nur dann sichergestellt, wenn sowohl $|u_{GS}|$ als auch $|u_{GD}|$ größer als $|U_p|$ sind.

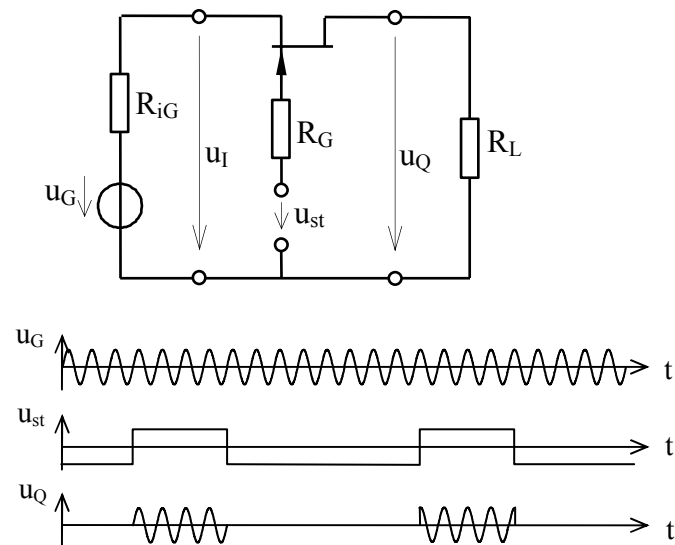
FET gesperrt für $|u_{GS}| > |U_p|$ UND $|u_{GD}| > |U_p|$

Um den J-FET leitend zu machen, muss die Spannung zwischen Gatezone und Stromkanal an einem Ende des Stromkanals gleich 0 (oder größer 0, d.h. Flusspolung) sein. Dies kann sowohl am source- wie auch am drain-seitigen Ende des Stromkanals sein.

FET leitend für $u_{GS} = 0$ ODER $u_{GD} = 0$ (ODER Flusspolung einer der Spannungen)

13.6.2 Grundschaltung eines FET-Analogschalters

Abbildung 13-20
Grundschaltung eines
FET-Analogschalters



Der FET verbindet die Signalquelle (Spannung u_I) mit einer Last (Lastspannung u_Q). Mit Hilfe des Steuersignales u_{st} kann der FET leitend oder gesperrt werden.

Beispiel

Schaltungsdaten: $-10V \leq u_I \leq +10V$ $R_{iG} = 100 \Omega$
 $R_L = 10 k\Omega$
 $R_G = 100 k\Omega$
 $U_p = -4V$ $I_{DSon} = 50 \Omega$

Der Feldeffekttransistor

- a) $u_{st} = -15V$ FET-Schalter offen (sperrt)
- $$\Rightarrow |u_{GS}|_{\min} = |u_{st_{\min}} - u_{I_{\min}}| = |-15V - (-10V)| = |-5V| = 5V$$
- $$\Rightarrow |u_{GS}|_{\max} = |u_{st_{\min}} - u_{I_{\max}}| = |-15V - 10V| = |-25V| = 25V$$
- $|u_{GS}|$ ist immer größer als $|U_p|$.
Der FET ist daher ständig gesperrt.

- b) $u_{st} = +15V$ FET-Schalter geschlossen (leitet)
- $$\Rightarrow u_{st} > u_I$$
- $$\Rightarrow u_{GS} > 0$$
- Der FET ist ständig leitend.
- $$u_Q \approx u_I$$

Nachteil der Grundsaltung:

Die Gate-Source-Strecke des FET wird im ON-Betrieb in Durchlassrichtung betrieben.

Es fließt ein Gate-Strom (Die Größe des Gatestromes muss begrenzt werden).

Der Gate-Strom führt zu Signalverfälschungen.

Berechnung des Gate-Stromes:

$$i_G = \frac{u_{st} - u_I - u_F}{R_G} \quad \text{mit } u_F = \text{Durchlassspannung der Gate-Sperrschicht}$$

$$\Rightarrow I_{G_{\min}} = \frac{15V - 10V - 0,6V}{100k\Omega} \approx 44\mu A$$

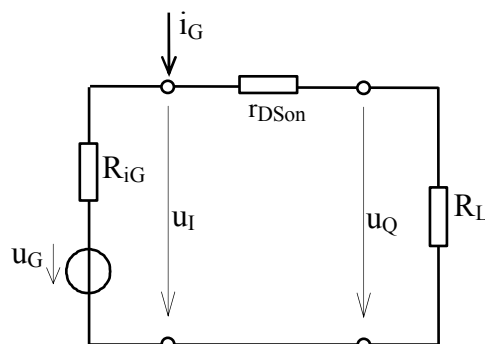
$$\Rightarrow I_{G_{\max}} = \frac{15V - (-10V) - 0,6V}{100k\Omega} \approx 244\mu A$$

Fehlerrechnung

a) **Fehler durch den Gatestrom:**

Für die Fehlerrechnung wird vereinfachend davon ausgegangen, dass der Fehlerstrom (= Gatestrom) am source-seitigen Ende der Gate-Kanal-Sperrschicht eingespeist wird.

Abbildung 13-21
Ersatzschaltung zur Berechnung
der Fehlerspannung durch i_G



Der Feldeffekttransistor

Der maximale Fehler der Eingangsspannung u_I ergibt sich zu

$$U_{I_{F_{\max}}} = I_{G_{\max}} \cdot [R_{iG} // (r_{DS_{\text{on}}} + R_L)] = 244\mu\text{A} \cdot [100\Omega // (50\Omega + 10\text{k}\Omega)] \approx 24,16\text{mV}$$

der maximale Fehler der Ausgangsspannung zu

$$U_{Q_{F_{\max}}} = U_{I_{F_{\max}}} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_{DS_{\text{on}}}} \approx 24,16\text{mV} \cdot \frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega + 50\Omega} = 24,04\text{mV}$$

Nimmt man an, dass der Gatestrom am drain-seitigen Ende des Stromkanals eingespeist wird, so ergibt sich ein maximaler Fehler der Ausgangsspannung zu:

$$U_{Q_{F_{\max}}} = I_{G_{\max}} \cdot [(R_{iG} + r_{DS_{\text{on}}}) // R_L] = 244\mu\text{A} \cdot [(100\Omega + 50\Omega) // 10\text{k}\Omega] \approx 36\text{mV}$$

Da der Gatestrom irgendwo zwischen source- und drain-seitigem Ende des Stromkanals einfließt, wird der tatsächliche maximale Fehler zwischen diesen beiden Werten liegen.

b) Fehler durch $r_{DS_{\text{on}}}$

Für die Ausgangsspannung sollte gelten $u_Q = u_I$

Tatsächlich gilt jedoch

$$u_Q = u_I \cdot \frac{R_L}{R_L + r_{DS_{\text{on}}}} = u_I \cdot (1 + f)$$

Der relative Fehler f beträgt:

$$f = \frac{R_L}{R_L + r_{DS_{\text{on}}}} - 1 = -\frac{r_{DS_{\text{on}}}}{R_L + r_{DS_{\text{on}}}}$$

Für $R_L \gg r_{DS_{\text{on}}}$ gilt

$$f \approx -\frac{r_{DS_{\text{on}}}}{R_L}$$

$$\text{z.B.} \quad f \approx -\frac{r_{DS_{\text{on}}}}{R_L} = -\frac{50\Omega}{10\text{k}\Omega} = -0,5\%$$

Der absolute Fehler beträgt:

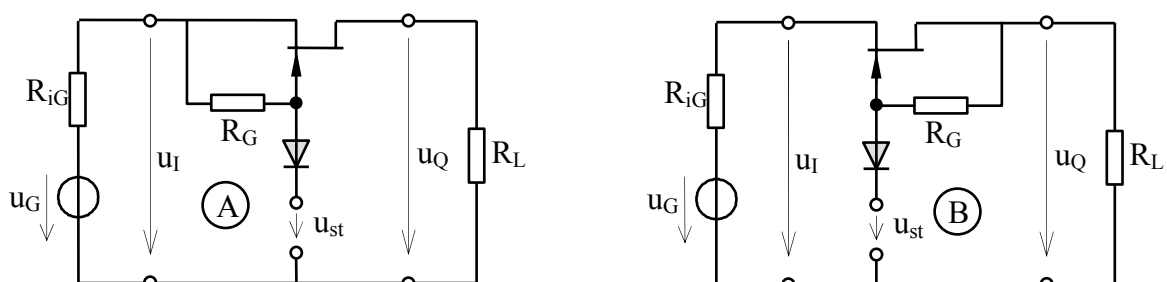
$$u_{Q_F} = f \cdot u_I$$

$$\text{z.B.} \quad u_{Q_F} \approx -0,5\% \cdot 10\text{V} = -50\text{mV}$$

13.6.3 Verbesserter FET-Analogschalter

Abbildung 13-22 zeigt einen FET-Analogschalter, bei dem der Durchlassbetrieb des Gate-Kanal-Übergangs vermieden wird.

Abbildung 13-22 FET-Analogschalter



Der Feldeffekttransistor

Sperren des Analogschalters: Die negative Steuerspannung wird über eine Diode an das Gate des FET geführt. Es gilt $u_{GS} = u_{st} + u_F - u_I$ mit u_F = Durchlassspannung der Diode. Über den hochohmigen Widerstand R_G wird am Eingang (Variante A) oder am Ausgang (Variante B) ein kleiner Strom entnommen.

Öffnen des Analogschalters: Bei positiver Steuerspannung trennt die Diode den FET von der Steuerspannung. Das Gate wird über den Widerstand R_G stromlos auf Sourcepotenzial (Variante A) oder auf Drainpotenzial (Variante B) gezogen.

Im EIN-Zustand des FET werden weder Eingangs- noch Ausgangssignal durch die Steuerspannung verfälscht.

Die Verfälschung des Ausgangssignals durch den Widerstand r_{DSon} berechnet sich ebenso wie bei der Grundschialtung nach Abschnitt 13.6.2.

Nachteil von Schaltungsvariante A:

Im AUS-Zustand des Analogschalters wird das Eingangssignal u_I durch den über R_G zur Steuerspannung fließenden Strom i_G verfälscht.

$$\text{Es gilt } u_{IF} = i_G \cdot R_{iG} \quad \text{mit} \quad i_G = \frac{u_{RG}}{R_G} = \frac{u_I - u_F - u_{st}}{R_G}$$

Eine Verfälschung von u_i bei offenem Analogschalter stört allerdings häufig nicht.

Nachteil von Schaltungsvariante B:

Im AUS-Zustand des Analogschalters wird das Ausgangssignal u_Q durch den über R_G zur Steuerspannung fließenden Strom verfälscht.

$$\text{Es gilt } u_{QF} = i_G \cdot R_L \quad \text{mit} \quad i_G = \frac{u_{RG}}{R_G} = \frac{-u_F - u_{st}}{R_G + R_L}$$

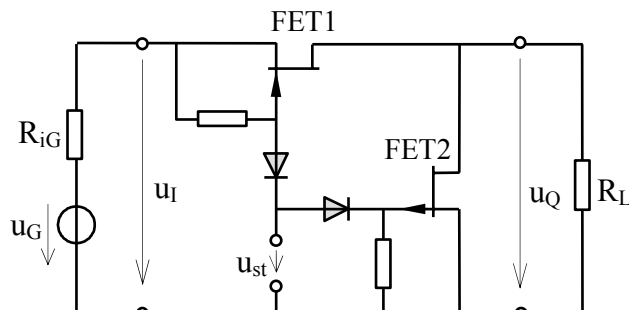
Eine Verfälschung von u_Q bei offenem Analogschalter stört häufig, z.B. beim FET-Analogschalter in einer sample-hold-Schaltung.

Schaltungsvariante B ist daher in der Regel nicht zu empfehlen.

13.6.4 Gegentakt-FET-Analogschalter

Mit zwei komplementären FET (ein n-Kanal-FET und ein p-Kanal-FET) lässt sich ein Gegentakt-Analogschalter aufbauen.

Abbildung 13-23
Gegentakt-Analogschalter



FET2 schließt den Ausgang kurz, wenn FET1 gesperrt ist.

Ist FET1 leitend, so wird FET2 gesperrt.

Die Steuerspannung muss so gewählt werden, dass für beide Transistoren die Ein- und Ausschaltbedingungen erfüllt werden.

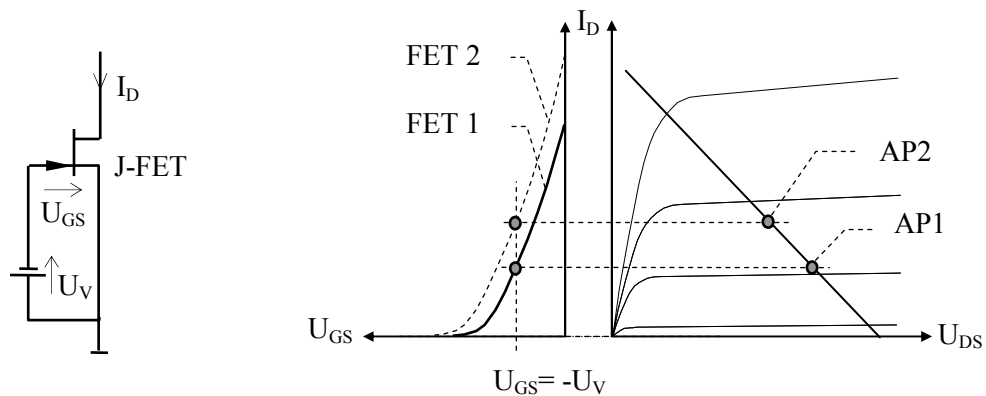
13.7 Arbeitspunkt-Einstellung - Konstantstromquelle (J-FET)

Zur Einstellung eines konstanten Drainstromes am J-FET sind mehrere Schaltungsvarianten möglich. Mit diesen Schaltungen lässt sich auch der Arbeitspunkt des FET z.B. für einen WS-Verstärker einstellen.

* Schaltung I

Die erforderliche Gate-Source-Spannung wird aus einer eigenen Spannungsquelle erzeugt.

Abbildung 13-24 Einstellung von U_{GS} mittels Spannungsquelle im Steuerkreis



Es gilt $U_{GS} = -U_V$.

Es stellt sich der Strom $I_D = f(U_{GS}) = f(-U_V)$ ein; seine Größe ergibt sich aus der Steuerkennlinie.

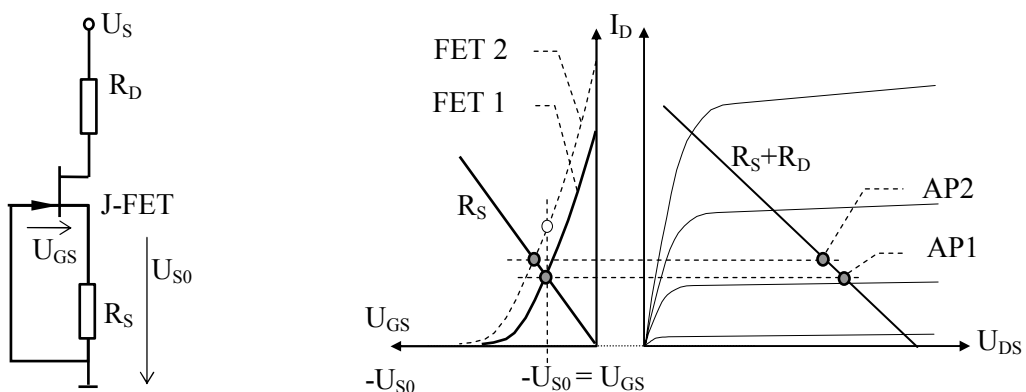
Die Stabilität des Arbeitspunktes ist gering.

Abbildung 13-24 zeigt den großen Unterschied im Arbeitspunkt für zwei J-FET-Exemplare mit unterschiedlichen Steuerkennlinien.

* Schaltung II

Der Drainstrom wird durch Stromgegenkopplung mittels Source-Widerstand eingestellt.

Abbildung 13-25 Einstellung des Drainstromes durch Source-Widerstand



Der Feldeffekttransistor

$-U_{GS}$ und $U_{RS} = U_{S0}$ sind gleich groß.

Die Kennlinie des Widerstandes R_S kann daher in das Steuerkennlinienfeld des FET eingezeichnet werden. Der Schnittpunkt mit der Steuerkennlinie ergibt den Arbeitspunkt des FET.

Es stellt sich damit automatisch der Strom $I_D = \frac{U_{S0}}{R_S} = \frac{-U_{GS}}{R_S}$ ein.

Zur Dimensionierung des Sourcewiderstandes R_S markiert man den Arbeitspunkt für den erwünschten Drainstrom I_D auf der Steuerkennlinie und liest den zugehörigen Wert von U_{GS} ab. Der Widerstand ergibt sich zu

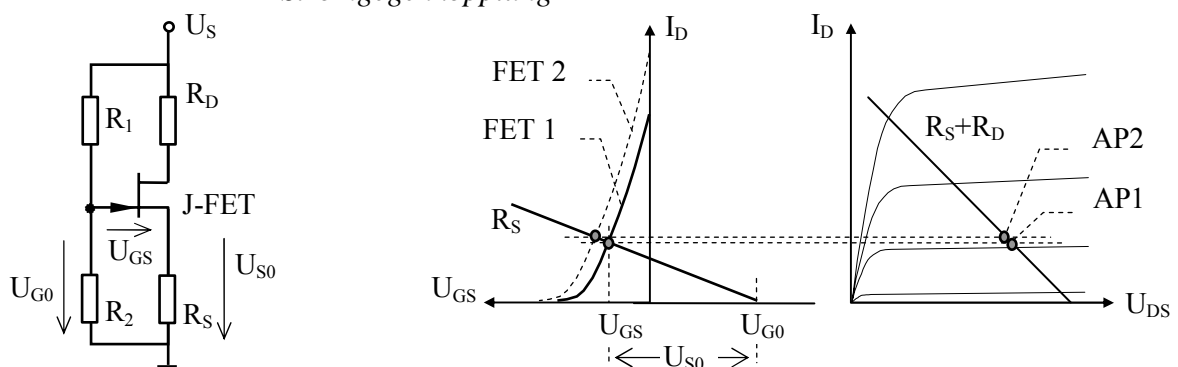
$$R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D}$$

Ein Vergleich von Abbildung 13-25 mit Abbildung 13-24 zeigt, dass die Arbeitspunkt-Stabilität besser ist als bei Schaltung I.

* Schaltung III

- Einstellung der GS-Steuerspannung mittels Spannungsteiler und
- Stromgegenkopplung.

Abbildung 13-26 Arbeitspunkteinstellung durch Gate-Spannungsteiler und Stromgegenkopplung



Am Gate stellt sich die Spannung $U_{G0} = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ein.

Die Spannung U_{GS} für einen gewünschten Strom I_D entnimmt man der Steuerkennlinie.

Damit wird $U_{S0} = U_{RS} = U_{G0} - U_{GS}$

und

$$R_S = \frac{U_{S0}}{I_D} = \frac{U_{G0} - U_{GS}}{I_D}$$

oder

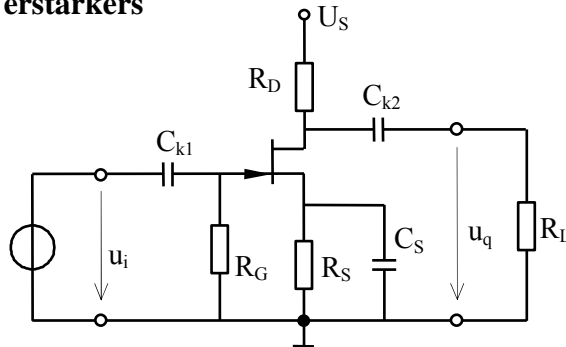
$$I_D = \frac{U_{S0}}{R_S} = \frac{U_{G0} - U_{GS}}{R_S}$$

Abbildung 13-26 zeigt die erreichbare hohe Arbeitspunktstabilität.

13.8 J-FET-Wechselspannungsverstärker in Source-Schaltung

13.8.1 Schaltung des J-FET-WS-Verstärkers

Abbildung 13-27
J-FET als WS-Verstärker



Der Arbeitspunkt des FET wird über die Widerstände R_S und R_D eingestellt

$$I_D = \frac{-U_{GS}}{R_S} \quad (\text{siehe Abschnitt 13.7}) \quad \text{und} \quad U_{DS} = U_S - I_D \cdot (R_S + R_D)$$

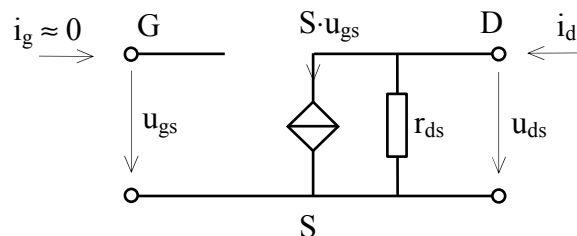
Das WS-Eingangssignal wird über C_{k1} am Gate eingekoppelt, das WS-Ausgangssignal über C_{k2} am Drain-Anschluss ausgekoppelt.

Der Gleichstrom-Gegenkopplungswiderstand R_S wird mit C_S wechselstrommäßig kurzgeschlossen.

13.8.2 Wechselstrom-Ersatzschaltbild des J-FET in Source-Schaltung

Für Wechselstrombetrieb mit kleiner Aussteuerung kann der FET als linearer Vierpol betrachtet werden.

Abbildung 13-28
WS-Ersatzschaltbild des
J-FET in Source-Schaltung



Berechnung der Vierpol-Parameter:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2 \quad \Rightarrow \quad i_g = y_{11} \cdot u_{gs} + y_{12} \cdot u_{ds} \approx 0 \\ i_2 &= y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2 \quad \Rightarrow \quad i_d = y_{21} \cdot u_{gs} + y_{22} \cdot u_{ds} \quad \Rightarrow \quad i_d = S \cdot u_{gs} + (1/r_{ds}) \cdot u_{ds} \end{aligned}$$

Der Sperrstrom über den pn-Übergang zwischen Gate und Kanal ist vernachlässigbar gering ($i_g \rightarrow 0$).

Demzufolge sind Eingangsleitwert y_{11} und Rückwirkungsleitwert y_{12} annähernd 0

$$\Rightarrow \boxed{y_{11} = 1/r_{gs} \approx 0} \quad (\Rightarrow \text{Eingangswiderstand } r_{gs} \rightarrow \infty)$$

$$\Rightarrow \boxed{y_{12} \approx 0}$$

Der Feldeffekttransistor

Für die Vierpol-Parameter y_{21} und y_{22} gilt:

$$y_{21} = S = \frac{i_d}{u_{gs}} \bigg|_{u_{ds}=0} = \frac{d(i_D)}{d(u_{GS})} \bigg|_{u_{DS}=\text{konst}}$$

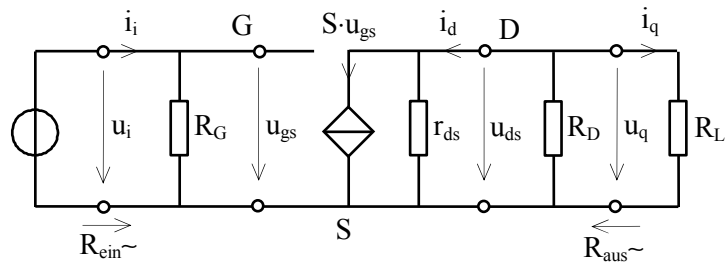
Die Vorwärtsteilheit S entspricht der Steigung der Spannungs-Steuerkennlinie im Arbeitspunkt

$$y_{22} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{i_d}{u_{ds}} \bigg|_{u_{gs}=0} = \frac{d(i_D)}{d(u_{DS})} \bigg|_{u_{GS}=\text{konst}}$$

Der Ausgangsleitwert bzw. der Ausgangswiderstand r_{ds} entspricht der Steigung der Ausgangskennlinie im Arbeitspunkt

13.8.3 Berechnung des Wechselspannungsverstärkers

Abbildung 13-29
Wechselstrom-Ersatzschaltbild
des Verstärkers



Eingangswiderstand

$$R_{\text{ein}} = R_G$$

Ausgangswiderstand

$$R_{\text{aus}} = R_D // r_{ds}$$

Leerlauf-Spannungsverstärkung

$$V_{U0} = \frac{u_{q0}}{u_i} = \frac{-S \cdot u_{gs} \cdot (r_{ds} // R_D)}{u_{gs}}$$

$$V_{U0} = -S \cdot (r_{ds} // R_D)$$

Spannungsverstärkung belastet

$$V_U = -S \cdot (r_{ds} // R_D // R_L)$$

Stromverstärkung

$$V_I = \frac{i_q}{i_i} = \frac{u_q / R_L}{u_i / R_G} = V_U \cdot \frac{R_G}{R_L}$$

Leistungsverstärkung

$$V_P = V_U \cdot V_I$$

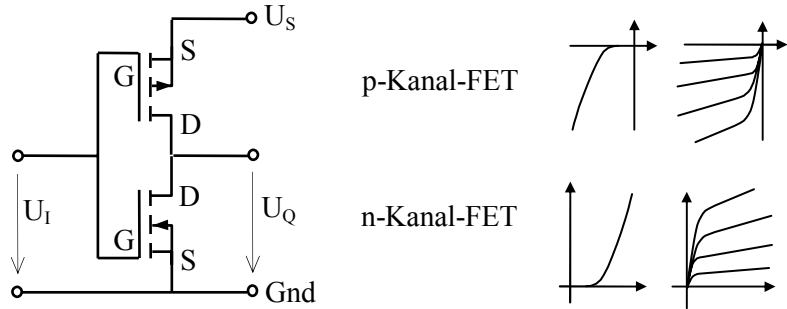
13.9 CMOS-Technik

Mit Hilfe komplementärer MOS-Transistoren vom Anreicherungstyp (selbstsperrende MOS-FET) werden digitale Schaltungen realisiert.

13.9.1 CMOS-Inverter

Der Inverter ist das Grundelement der CMOS-Verknüpfungsglieder.

Abbildung 13-30
Der CMOS-Inverter



U_I	n-Kanal-FET	p-Kanal-FET	U_Q
$0V \Rightarrow \text{„low“}$	sperrt	leitet	$U_S \Rightarrow \text{„high“}$
$U_S \Rightarrow \text{„high“}$	leitet	sperrt	$0V \Rightarrow \text{„low“}$

Ist die Eingangsspannung der Inverterstufe $U_I = 0V$ bzw. $U_I = U_S$, so ist einer der komplementären FET gesperrt, der andere leitet; es besteht also keine leitende Verbindung zwischen Gnd und U_S .

CMOS-Gatter werden häufig mit einer Versorgungsspannung $U_S > 5V$ (z.B. $U_S = 10V$) betrieben.

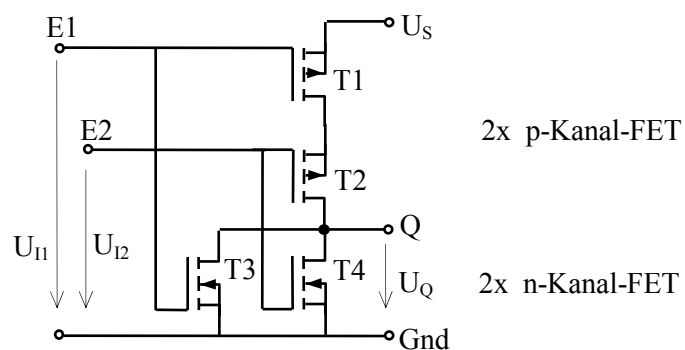
Liegt U_I (bei $U_S > 5V$) etwa in der Mitte des Versorgungsspannungsbereiches, so sind beide komplementären Transistoren leitend und es besteht eine sehr niederohmige Verbindung zwischen Gnd und U_S .

Es ist darauf zu achten, dass solche Zwischenpegel an den Eingängen (außer kurzzeitig beim Umschalten) nicht auftreten, da dies zur Zerstörung des Bauelements führen kann.

Aus diesem Grunde dürfen CMOS-Gatter auch nicht mit offenem Eingang betrieben werden.

13.9.2 CMOS-NOR-Gatter

Abbildung 13-31
2-fach NOR-Gatter



Der Feldeffekttransistor

Elektrische Verhältnisse

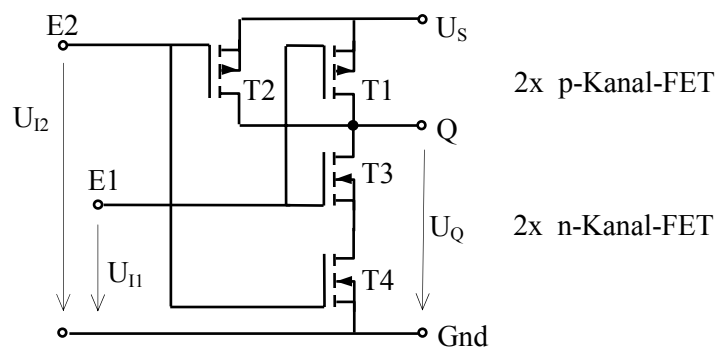
U_{I1}	U_{I2}	T1	T2	T3	T4	U_Q
0V	0V	leitet	leitet	sperrt	sperrt	U_S
0V	U_S	leitet	sperrt	sperrt	leitet	0V
U_S	0V	sperrt	(leitet)	leitet	sperrt	0V
U_S	U_S	sperrt	sperrt	leitet	leitet	0V

Wahrheitstabelle

E1	E2	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

13.9.3 CMOS-NAND-Gatter

Abbildung 13-32
2-fach NAND-Gatter



Elektrische Verhältnisse

U_{I1}	U_{I2}	T1	T2	T3	T4	U_Q
0V	0V	leitet	leitet	sperrt	sperrt	U_S
0V	U_S	leitet	sperrt	sperrt	leitet	U_S
U_S	0V	sperrt	leitet	(leitet)	sperrt	U_S
U_S	U_S	sperrt	sperrt	leitet	leitet	0V

Wahrheitstabelle

E1	E2	Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

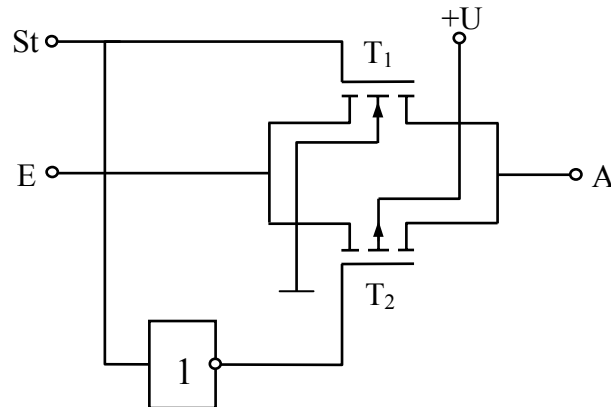
Der Feldeffekttransistor

13.9.4 CMOS-Übertragungsgatter

Das CMOS-Übertragungsgatter ermöglicht eine bidirektionale Übertragung analoger oder binärer Signale. Das Gatter kann gesperrt oder freigegeben werden. Im leitenden Zustand beträgt der Durchgangswiderstand $r_{DSon} \approx 50 \dots 500 \Omega$. Im gesperrten Zustand kann mit einem Widerstand von $10^9 \dots 10^{12} \Omega$ gerechnet werden.

In digitalen Systemen kann mit dem Übertragungsgatter ein Tri-State-Verhalten realisiert werden (High, Low, hochohmig).

Abbildung 13-33 CMOS-Übertragungsgatter



Mit 1-Signal am Steuereingang St ist das Übertragungsgatter leitend, mit 0-Signal gesperrt.

Der Inverter zur Ansteuerung von Transistor T_2 kann als CMOS-Inverter ausgeführt werden.

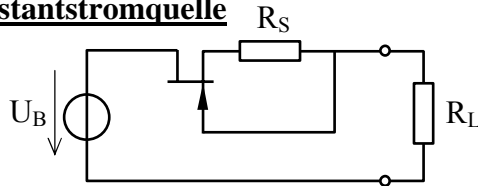
13.10 Übungsaufgaben zum Feldeffekttransistor

Aufgabe 13-1: Allgemeine Fragen

- (a) Nach welchem Prinzip wird der Kanalwiderstand beim Sperrschicht-FET gesteuert ?
- (b) Was versteht man unter der Pinch-Off-Spannung ?
- (c) Warum tritt beim Sperrschicht-FET eine Kanalabschnürung durch die Drain-Source-Spannung auf ?
- (d) Nach welchem Prinzip arbeitet ein IG-FET oder MOS-FET ?
- (e) Was versteht man unter einem Inversionskanal ?
- (f) Was versteht man unter Anreicherungstypen ?
- (g) Was versteht man unter Verarmungstypen ?
- (h) Warum kann ein Sperrschicht-FET als Analogschalter eingesetzt werden ?

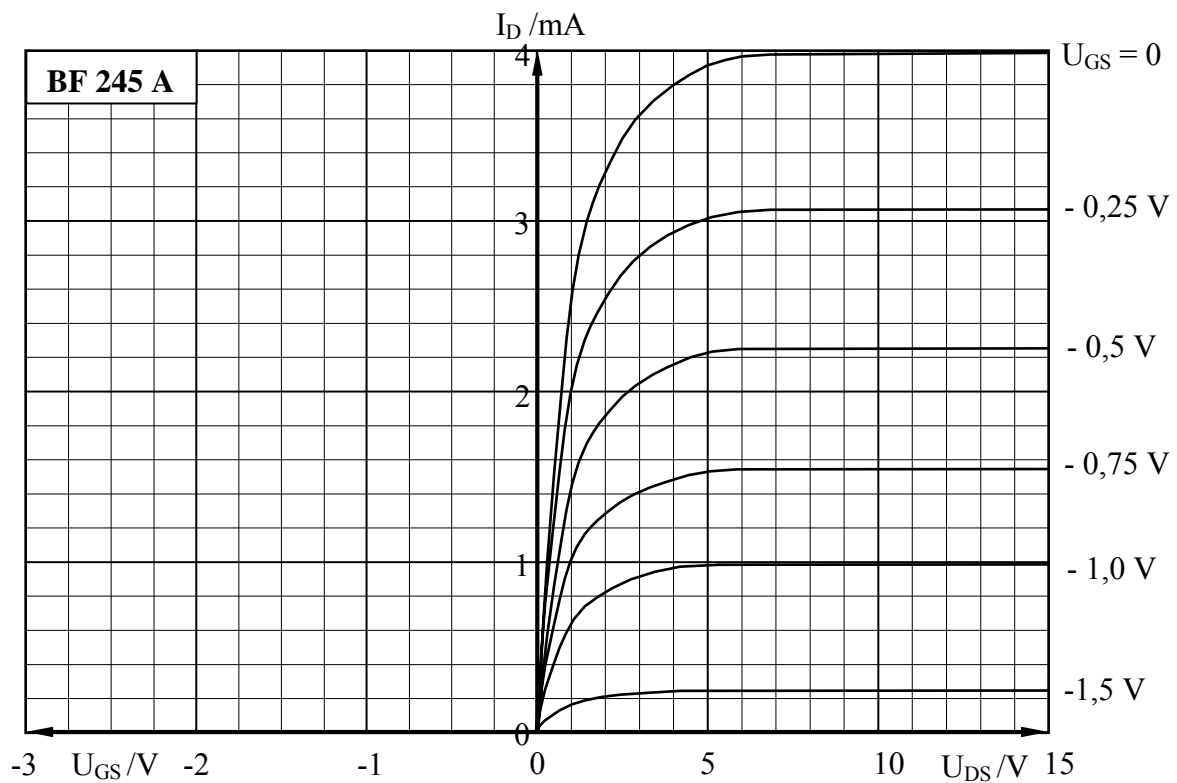
Der Feldeffekttransistor

Aufgabe 13-2: Konstantstromquelle

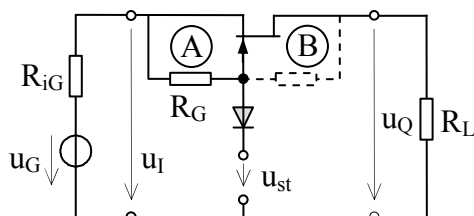


$U_B = 15 \text{ V}$
 $R_S = 222 \Omega$
 FET: BF 245

- Zeichne die Arbeitsgerade der Schaltung für $R_L = 0$ ins Ausgangskennlinienfeld des FET
- Zeichne die Arbeitssteuerkennlinie für $R_L = 0$
- Ermittle den Strom I_D und U_{DS} für $R_L = 0$
- Bis zu welchem Lastwiderstand $R_{L\max}$ liegt Konstantstrom vor?
- Zeichne die Arbeitssteuerkennlinie der Schaltung für $R_L = 7278 \Omega$
- Ermittle den Strom I_D und U_{DS} für $R_L = 7278 \Omega$



Aufgabe 13-3: FET als Analogschalter

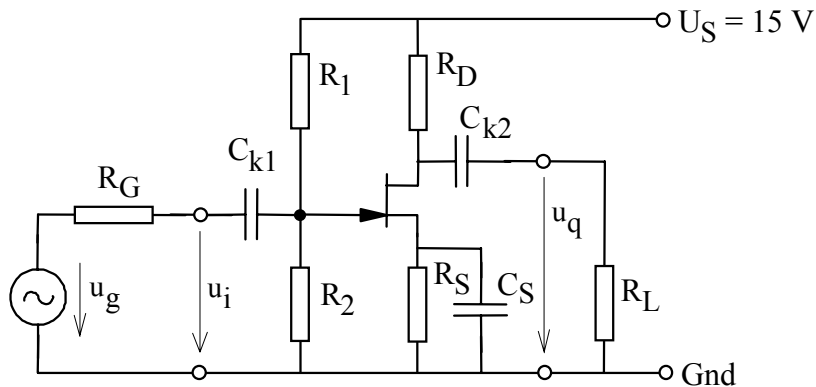


$u_G = +10 \text{ V}$
 $R_{iG} = 50 \Omega$
 $R_G = 120 \text{ k}\Omega$
 $r_{DSon} = 30 \Omega$
 $U_F = 0,7 \text{ V}$
 $R_L = 20 \text{ k}\Omega$
 $r_{DSoff} \rightarrow \infty$

Der Widerstand R_G kann eingangsseitig (Variante A) oder ausgangsseitig (Variante B) angeschlossen werden. Bearbeite die folgenden Aufgaben für beide Varianten.

- Ermittle u_I und u_Q für $u_{st} = +15 \text{ V}$
- Ermittle u_I und u_Q für $u_{st} = -15 \text{ V}$

Aufgabe 13-4: Wechselspannungsverstärker mit FET



$$R_1 = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega$$

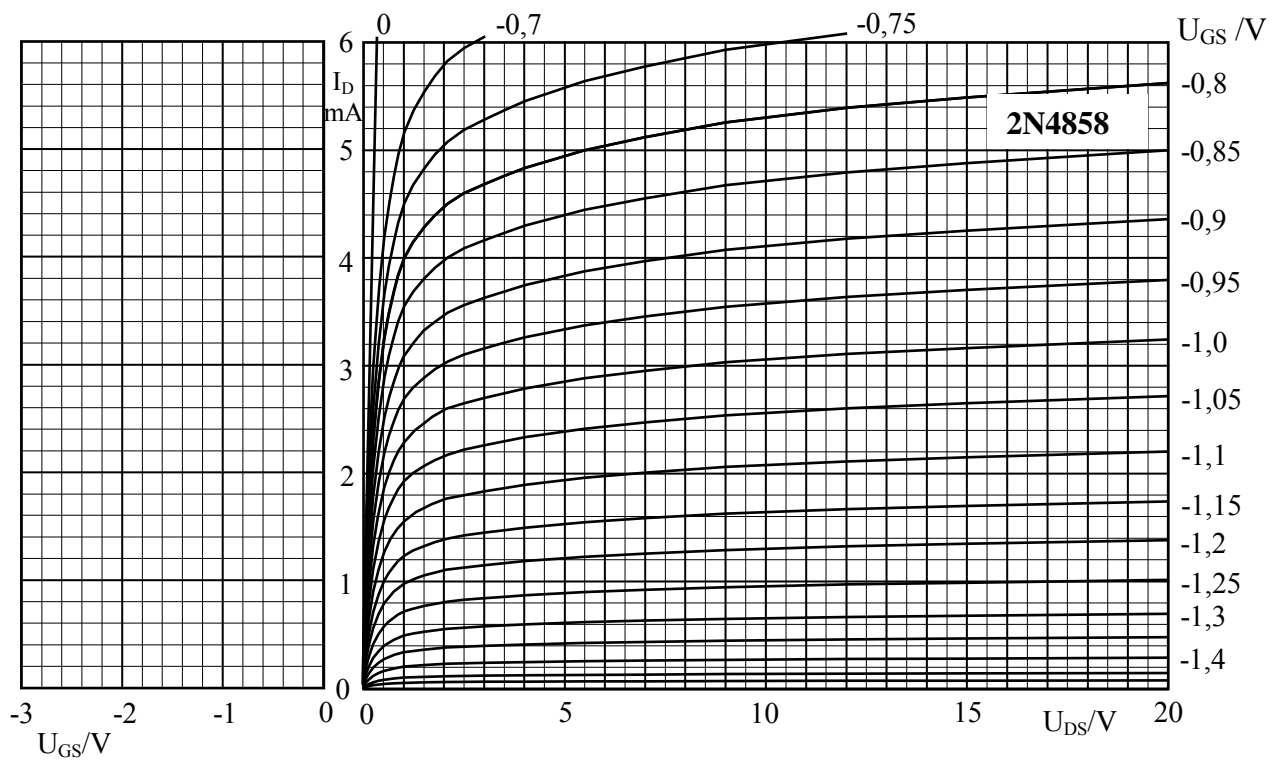
$$R_S = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_D = 2 \text{ k}\Omega$$

FET: 2N4858

$$\omega_{gu} \ll \omega \ll \omega_{go}$$

- Ermittle grafisch die Größe von I_D und U_{DS} (Werte angeben) im Arbeitspunkt unter Verwendung der Gleichstrom-Arbeits-Spannungssteuerkennlinie.
- Zeichne das Wechselstromersatzschaltbild des Verstärkers
- Ermittle die Vierpolparameter des FET und berechne die Verstärkung des Verstärkers im Leerlauf und mit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$



Aufgabe 13-5: Wechselspannungsverstärker in Kaskodeschaltung

Bei der gezeichneten Kaskodeschaltung wird ein FET in Sourceschaltung mit einem bipolaren Transistor in Basisschaltung kombiniert.

Damit läßt sich ein Verstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand realisieren

Für den Transistor T_2 soll gelten:

$$h_{11e} = r_{be} = 6 \text{ k}\Omega$$

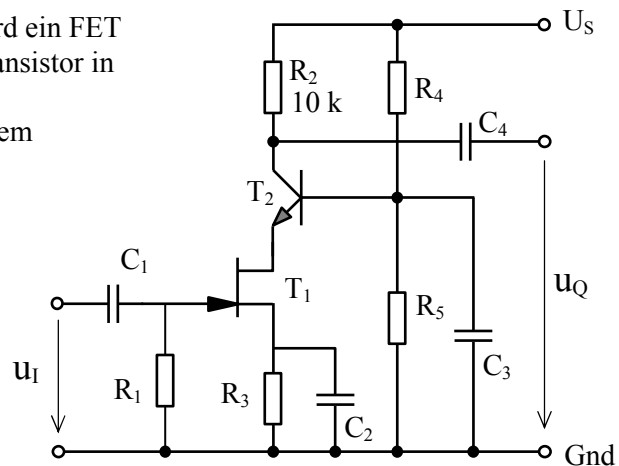
$$h_{21e} = \beta = 180$$

$$h_{22e} = 1/r_{ce} = 12 \text{ }\mu\text{S}$$

Für den Transistor T_1 gilt:

$$S = 6 \text{ mS}$$

$$r_{ds} = 18 \text{ k}\Omega$$



- (a) **Zeichne das Wechselstromersatzschaltbild des Verstärkers**

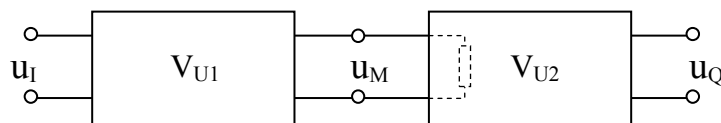
Hinweis:

Beachte die Vierpolparameter von Sourceschaltung (FET) und Basisschaltung

- (b) **Berechne die Vierpolparameter für die Basisschaltung** $h_{xyb} = h_{xye} / (h_{21e} + 1)$

- (c) **Berechne die Spannungsverstärkung der Schaltung**

Hinweis: Das (richtig gezeichnete) Wechselstromersatzschaltbild läßt sich als Kettenschaltung zweier Vierpole interpretieren.



Bei der Kettenschaltung zweier Vierpole ergibt sich die Gesamtverstärkung als Produkt der Einzelverstärkungen ($V_U = V_{U1} \times V_{U2}$)

14 Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

14.1 Allgemeines

Operationsverstärker sind universelle elektronische Verstärker, die durch einfache externe Beschaltung zur Realisierung zahlreicher analoger, binärer und logischer Funktionen dienen.

Abbildung 14-1
Anschlussplan des
Operationsverstärkers

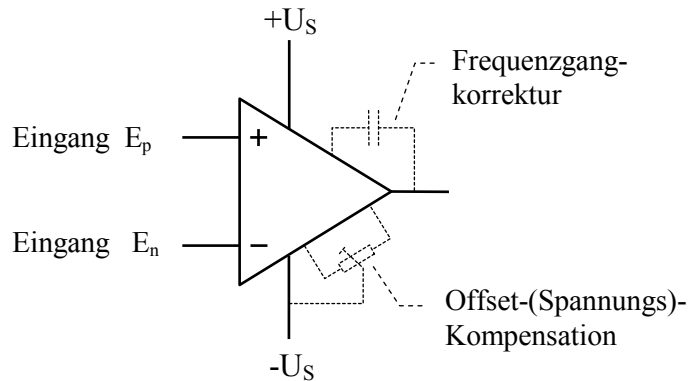


Abbildung 14-1 zeigt einen Operationsverstärker mit Ein- und Ausgangspins, Anschlüssen für die Hilfsenergieversorgung sowie die evtl. vorhandenen Anschlüsse für Offsetspannungskompensation und Frequenzgangkorrektur.

E_p ist der „nicht invertierende“ Eingang des Operationsverstärkers;

E_n ist der „invertierende“ Eingang des Operationsverstärkers;

Der Operationsverstärker verstärkt die zwischen seinen Eingangspins liegende Differenzspannung $U_{ID} = (U_{Ip} - U_{In})$ und gibt eine entsprechende Ausgangsspannung U_Q ab.

Ist die Spannung U_{ID} positiv, so führt dies zu einer positiven Ausgangsspannung U_Q , ist die Spannung U_{ID} negativ, so führt dies zu einer negativen Ausgangsspannung.

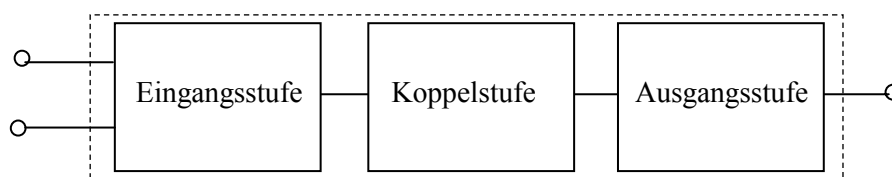
In Signalflussplänen werden üblicherweise die Anschlüsse für die Hilfsenergieversorgung sowie die Kompensationsschaltungen nicht dargestellt.

14.2 Interner Aufbau

Wesentliche Bestandteile eines Operationsverstärkers sind

- Eingangsstufe,
- Koppelstufe,
- Ausgangsstufe.

Abbildung 14-2 Grobstruktur eines Operationsverstärkers



Im folgenden soll der interne Aufbau des weit verbreiteten Universalverstärkers 741 schrittweise hergeleitet und erklärt werden. Grundelemente dieses Verstärkers kommen auch in vielen anderen Operationsverstärkern vor.

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

14.2.1 Eingangsstufe

Die Eingangsstufe muss in der Regel folgenden Anforderungen gerecht werden:

- hoher Eingangswiderstand (kleine Eingangsströme),
- potenzialfrei (Zulässigkeit einer Gleichtaktspannung an den Eingängen),
- symmetrisches Verhalten beider Eingänge,
- geringe Offsetspannung und geringer Offsetstrom ⁽²⁵⁾,
- hohe Verstärkung.

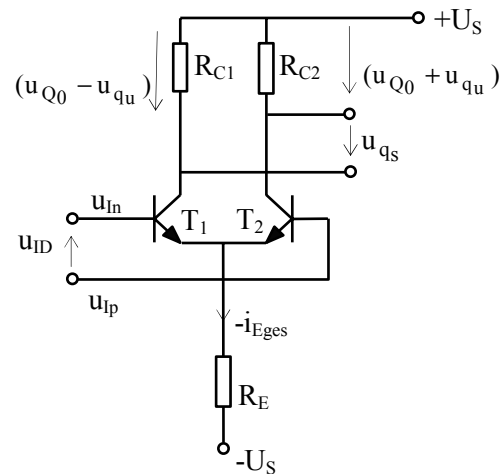
Um diese Anforderungen zu erfüllen, wird die Eingangsstufe grundsätzlich als Differenzstufe aus paarweise gleichen Transistoren aufgebaut.

14.2.1.1 Historischer Differenzverstärker

Abbildung 14-3

Historischer Differenzverstärker

[Alle nicht mit Richtungspfeilen gekennzeichneten Spannungen (Potenziale) sind auf Masse bezogen]



Es gilt:

$$\text{Eingangs-Gleichtaktspannung} \quad u_{IC} = \frac{u_{Ip} + u_{In}}{2}$$

$$\text{Eingangs-Differenzspannung} \quad u_{ID} = u_{Ip} - u_{In}$$

Arbeitspunkte:

Die beiden Transistoren werden von dem Strom $-i_{Eges} = i_{RE} = \frac{u_{RE}}{R_E}$ durchflossen.

Für $u_{ID} \ll u_{BE}$ beträgt er $i_{RE} \approx \frac{u_{IC} - u_{BE} + U_S}{R_E}$. Er teilt sich auf die beiden

Transistoren auf.

Für identische Transistordaten und $u_{ID} = 0$ sind die Ströme i_{E1} und i_{E2} bzw. i_{C1} und i_{C2} durch die beiden Transistoren gleich groß; an beiden Kollektorwiderständen fällt die Ruhespannung u_{Q0} ab.

$$u_{Q0} = u_{RC1} = u_{RC2} \quad (\text{für } R_{C1} = R_{C2})$$

Verstärker-Betrieb:

Die Verstärkerstufe verstärkt die zwischen den Basisanschlüssen der Transistoren liegende Differenzspannung u_{ID} und überlagert der Ruhespannung u_{Q0} an den Kollektorwiderständen eine von u_{ID} abhängige Ausgangsspannung.

⁽²⁵⁾ Die Offsetspannung ist jene Eingangsspannung, bei der der Verstärker 0V am Ausgang abgibt. Der Offsetstrom ist die Differenz der Eingangsströme

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

Es treten folgende Ausgangsspannungen auf:

$$u_{qu} = f(u_{ID}) = \text{Ausgangsspannung bei unsymmetrischer Auskopplung}$$

$$u_{qs} = f(u_{ID}) = \text{Ausgangsspannung bei symmetrischer Auskopplung}$$

Für kleine u_{ID} gilt $u_{qu} \approx \frac{1}{2} \cdot u_{qs}$

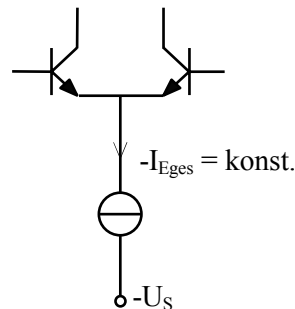
Wegen des geringeren schaltungstechnischen Aufwandes für die Weiterverarbeitung wird trotz der geringeren Größe des Ausgangssignals in der Regel die unsymmetrische Auskopplung angewandt.

Nachteil der Arbeitspunkteinstellung mit R_E :

Der Gesamtstrom durch die Differenzstufe und damit auch die Spannung u_{Q0} sind stark von der Größe der Gleichtaktspannung u_{IC} abhängig.

Zur Eliminierung dieses Nachteils wird die Differenzstufe nicht über einen Emittorwiderstand R_E sondern mit einer Konstantstromquelle gespeist.

Abbildung 14-4 Speisung der Eingangstransistoren mittels Konstantstromquelle



Der Arbeitspunkt (Kollektorstrom) der Eingangstransistoren wird unabhängig von der Eingangs-Gleichtaktspannung $\Rightarrow u_{Q0} = U_{Q0} \neq f(u_{IC})$

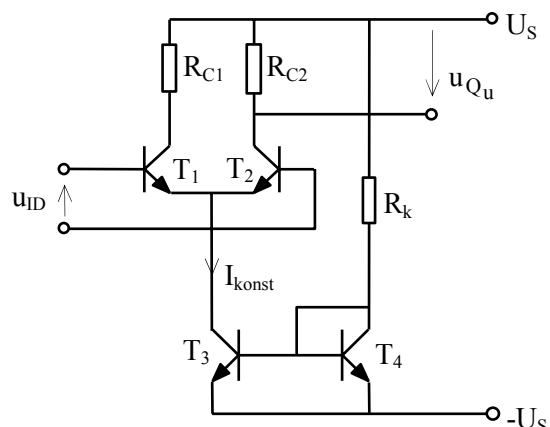
14.2.1.2 Eingangsdifferenzstufe mit Konstantstromspeisung mittels Stromspiegel

Die Konstantstromquelle zur Speisung der Eingangstransistoren soll selbst möglichst wenig Versorgungsspannung benötigen.

Die Konstantstromquelle soll beliebige Gleichtaktspannungen im Bereich $-U_S < u_{IC} < +U_S$ aufnehmen können.

Aus diesem Grunde wird als Konstantstromquelle ein Stromspiegel verwendet (siehe Abschnitte 10.4.3 und 10.4.4).

Abbildung 14-5 Eingangsdifferenzstufe mit Stromspiegel-Speisung



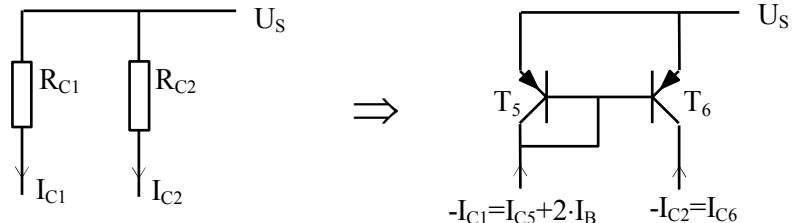
Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

14.2.1.3 Eingangsstufe mit großer Verstärkung

Eine hohe Verstärkung der Eingangsstufe erfordert große Kollektorwiderstände der Eingangstransistoren. Große Widerstände sind jedoch in integrierter Schaltungstechnik schwer herstellbar. Außerdem führen große Kollektorwiderstände zu einem großen signalunabhängigen Spannungsabfall U_{Q0} und damit zu einer Einschränkung des verfügbaren Gleichtakt-Eingangsspannungs-Bereiches.

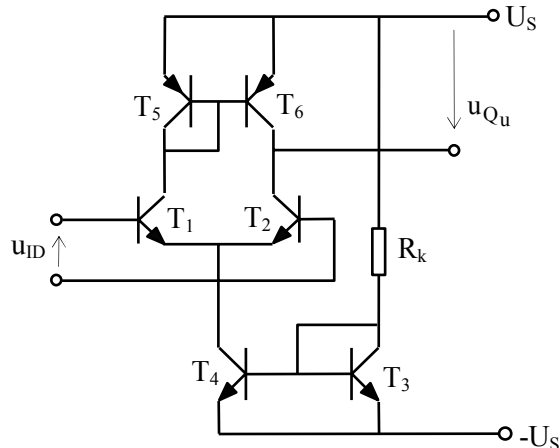
Aus diesem Grunde wird anstelle der Kollektorwiderstände ein Transistorpaar wie in einem Stromspiegel eingesetzt.

Abbildung 14-6
Stromspiegel als aktive
Kollektorwiderstände



Wegen der gleichen Basis-Emitter-Spannung versucht dieses Transistorpaar gleiche Kollektorströme $I_{C5} = I_{C6}$ aufzunehmen. Einer Ungleichheit der Kollektorströme begegnet der als Stromquelle arbeitende Transistor T_6 mit einem sehr großen differentiellen Widerstand. Wird z.B. $I_{C6} > I_{C5}$ (durch $u_{ID} > 0$ an der Eingangs-differenzstufe), so lässt T_6 den Anstieg von I_{C6} nicht zu und wird hochohmiger; die Spannung u_{CE} an T_6 steigt stark an.

Abbildung 14-7
Eingangs-differenzstufe mit
großer Spannungsverstärkung



Um eine hohe Spannungsverstärkung und einen hohen Eingangswiderstand der Eingangsstufe zu erreichen, müssen die Eingangstransistoren eine hohe Stromverstärkung besitzen. Dies erfordert eine hohe Emittendotierung. Eine hohe Emittendotierung zieht jedoch eine niedrige Durchbruchspannung der Basis-Emitter-Strecke der Eingangstransistoren nach sich. Aus diesem Grunde sind an der Eingangsstufe nach Abbildung 14-7 nur niedrige Eingangs-differenz-Spannungen zulässig ($u_{IDmax} < 7 \dots 8V$).

Da die Eingangstransistoren T_1 und T_2 in Emitterschaltung betrieben werden, bewirken die Kollektor-Basis-Kapazitäten (Millerkapazitäten) schon bei relativ geringen Frequenzen eine starke Gegenkopplung. Die Eingangsstufe hat daher eine niedrige obere Grenzfrequenz. Dieser Nachteil entfällt bei der im nächsten Abschnitt vorgestellten Umstrukturierung der Gesamtschaltung.

14.2.1.4 Eingangs-differenzstufe mit hoher zulässiger Eingangs-differenzspannung

Um die genannten Nachteile (geringe Durchbruchspannung am Verstärkereingang; Gegenkopplung durch die Millerkapazitäten der Eingangstransistoren) zu eliminieren, erfolgt eine vollständige Umorganisation der Eingangsstufe (Abbildung 14-8).

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

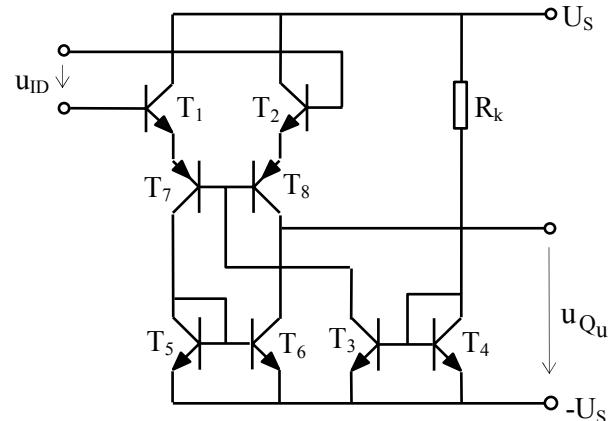
Zur Vergrößerung der maximal zulässigen Eingangsdifferenzspannung wird zu jedem Eingangstransistor ein komplementärer Transistor geringer Stromverstärkung (Lateraltransistor) und damit hoher Basis-Emitter-Durchbruchspannung in Reihe geschaltet.

T_1 und T_2 arbeiten nun in Kollektorschaltung ($V_U \approx 1$), die Lateraltransistoren T_7 und T_8 in Basisschaltung (sog. Kaskode-Schaltung). Der Stromspiegel aus T_5 und T_6 (nun aus npn-Transistoren) wird an den Kollektoren von T_7 und T_8 und an $-U_S$ angeschlossen. Durch diese Maßnahme entfällt die wechselstrommäßige Gegenkopplung durch die Millerkapazitäten der Eingangstransistoren. (Die Millerkapazität der Transistoren T_7 und T_8 spielt wegen der Basisschaltung keine nennenswerte Rolle). Die obere Grenzfrequenz der Eingangsstufe steigt.

Abbildung 14-8

Fortschrittliche Eingangsstufe

$T_1 - T_2$	Eingangstransistoren
$T_3 - T_4$	Stromspiegel zur Speisung der Eingangstransistoren
$(T_5 - T_6)$	hochohmiger „Kollektor-Widerstand“ für T_8
$T_7 - T_8$	Lateraltransistoren mit hoher Basis-Emitter-Durchbruchspannung

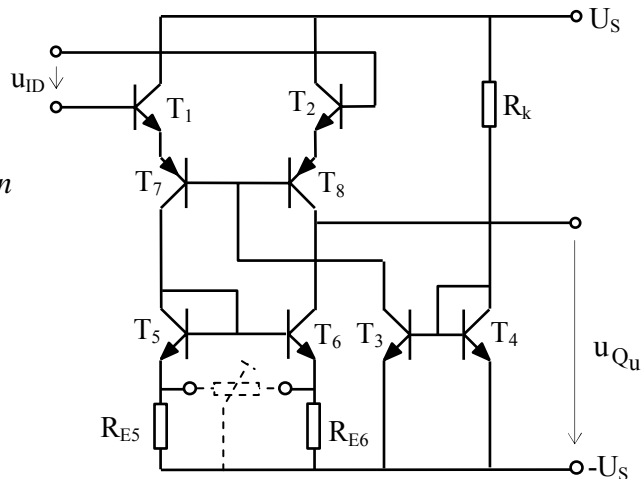


14.2.1.5 Kompensation der Eingangs-Offsetspannung

Durch Unsymmetrien in der Eingangsstufe tritt die Ausgangsspannung 0 am Operationsverstärker nicht exakt für $u_{ID} = 0$ sondern für $u_{ID} = U_{I0} \neq 0$ auf.

Abbildung 14-9

Offsetspannungs-Kompensation durch Verstellung der Ruhestrome durch die Eingangstransistoren



Diese Eingangsoffsetspannung (bis zu einigen mV) kann durch Kompensationsmaßnahmen beseitigt bzw. kompensiert werden. Bei vielen Operationsverstärkern sind hierfür eigene Anschlüsse vorgesehen. Zur Offsetspannungskompensation werden z.B. die Ruhestrome durch die Eingangstransistoren durch ein externes Potentiometer so verstellt, bis $U_{I0} = 0$ vorliegt.

14.2.1.6 Eingangsstufe mit extrem hohem Eingangswiderstand

Durch Einsatz von Feldeffekttransistoren als Eingangstransistoren kann der Eingangswiderstand der Eingangsstufe deutlich erhöht werden.

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

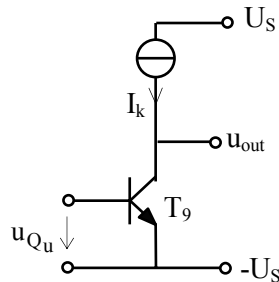
14.2.2 Koppelstufe

Die Koppelstufe hat folgende Aufgaben:

- Anpassung des Ausgangs der Eingangsstufe an den Eingang der Endstufe (z.B. Differenzausgang einer Eingangsstufe an unsymmetrischen Eingang der Endstufe anpassen)
- hohe Eigenverstärkung

Die in Abschnitt 14.2.1.5 beschriebene Eingangsstufe besitzt einen unsymmetrischen Ausgang. Aus diesem Grunde kann eine sehr einfache Koppelstufe folgen.

Abbildung 14-10
Einfache Koppelstufe
mit hoher Verstärkung



Das Ausgangssignal u_{Qu} der Eingangsstufe wird der Basis des Transistors T_9 (in Emitterschaltung) zugeführt. T_9 wird aus einem Stromspiegel mit konstantem Kollektorstrom versorgt; dadurch ergibt sich eine hohe Spannungsverstärkung der Koppelstufe.

14.2.3 Ausgangsstufe

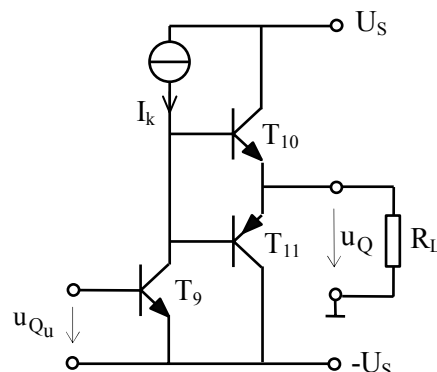
Aufgaben der Ausgangsstufe sind:

- hohe Ausgangsleistung bereitstellen
- niedriger Innenwiderstand (Ausgangswiderstand)
- niedrige interne Verlustleistung
- Kurzschlussfestigkeit

14.2.3.1 Gegentakt-Ausgangsstufe (Prinzipschaltung)

Abbildung 14-11 zeigt eine Gegentakt-Ausgangsstufe aus den komplementären Transistoren T_{10} und T_{11} (beide in Kollektorschaltung), die unmittelbar an den Ausgang der Koppelstufe angeschlossen sind.

Abbildung 14-11
Koppelstufe und einfache
Gegentakt-Ausgangsstufe



Steigt das Eingangssignal u_{Qu} , so wird T_9 stärker leitend und zieht das gemeinsame Potenzial an der Basis der komplementären Transistoren T_{10} und T_{11} ins Negative. Am Ausgang wird die Spannung u_Q negativ. Wird die Spannung u_{Qu} kleiner, so wird T_9 hochohmiger und die Spannung an der Basis der Transistoren T_{10} und T_{11} steigt ins Positive. Am Ausgang erscheint eine positive Spannung u_Q .

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

Da die Basis-Emitter-Strecken der komplementären Ausgangstransistoren parallel geschaltet sind, leitet immer nur einer der beiden Transistoren. In dem Bereich von etwa $-0,5\text{V} < U_{\text{BE}} < +0,5\text{V}$ sind beide Ausgangstransistoren gesperrt.

Die gezeichnete Ausgangsstufe hat daher den Nachteil, dass für einen Nulldurchgang der Ausgangsspannung erst von der Schwellspannung der Basis-Emitter-Diode des einen Transistors auf die Schwellspannung des anderen Transistors umgeschaltet werden muss. Für einen Nulldurchgang der Ausgangsspannung ist daher eine Spannungssprung von ca. 1 V bis 1,2 V an der Basis der beiden Ausgangstransistoren erforderlich. Während diese „tote Zone“ durchlaufen wird, sind beide Ausgangstransistoren gesperrt. Danach können Einschwingvorgänge auftreten (B-Betrieb gemäß Abschnitt 11.6.2).

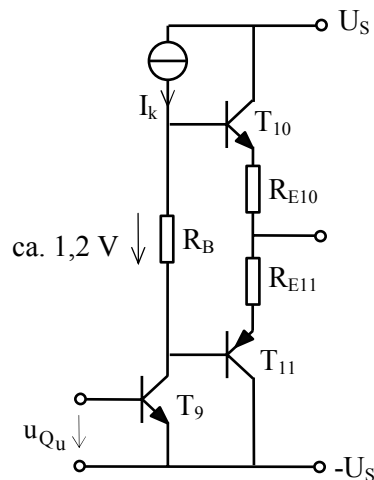
14.2.3.2 Einstellung eines Ruhestromes (Querstromes) durch die Ausgangstransistoren

Die „tote Zone“ lässt sich vermeiden, indem ein Ruhestrom durch die Transistoren T_{10} und T_{11} eingestellt wird (AB-Betrieb). Hierzu muss zwischen den Basisanschlüssen der beiden Transistoren eine entsprechende Spannungsdifferenz von ca. 1,2 V aufgebaut werden. Zur Stabilisierung und Begrenzung des Ruhestromes wird jeweils ein niederohmiger Gegenkopplungs-Widerstand in Reihe zu den Emittern der Ausgangstransistoren eingefügt.

Abbildung 14-12 und Abbildung 14-13 zeigen zwei mögliche Ausführungen der Ruhestrom-Einstellung.

Abbildung 14-12

Einstellung der Basis-Vorspannung durch Konstantstrom und Widerstand



In Abbildung 14-12 wird der von dem konstanten Strom I_k an dem Widerstand R_B erzeugte Spannungsabfall zur Einstellung der Arbeitspunkte von T_{10} und T_{11} herangezogen.

Abbildung 14-13

Querstromstabilisierung mit U_{BE} -Vervielfacher

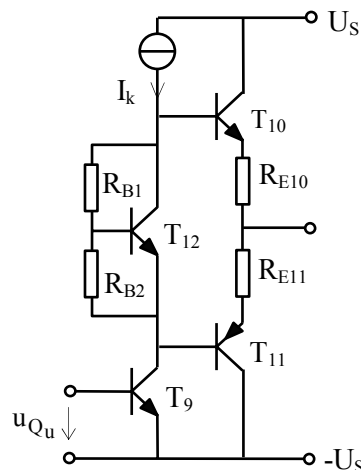


Abbildung 14-13 zeigt eine verbesserte Stabilisierung durch Verwendung des sog. U_{BE} -Vervielfachers (T_{12} , R_{B1} und R_{B2}).

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

Bei nicht zu hochohmiger Dimensionierung der Widerstände R_{B1} und R_{B2} stellt sich an T_{12} die Spannung $U_{CE} \approx U_{BE} \cdot (R_{B1} + R_{B2})/R_{B2}$ ein. Mit dieser Schaltung wird (bei guter thermischer Kopplung der Transistoren T_{10} und T_{11} mit T_{12}) die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsstufe minimiert.

14.2.3.3 Kurzschlussfestigkeit des Ausganges

In der Regel ist der Ausgang eines Operationsverstärkers kurzschlussfest. Die Kurzschlussfestigkeit wird dabei durch Strombegrenzung erreicht.

Für positive und negative Ausgangsströme müssen hierbei getrennte Schutzmaßnahmen vorgesehen werden.

Begrenzung für positive Ausgangsströme

Zur Strombegrenzung wird der vom Ausgangsstrom am Emittierwiderstand R_{E10} verursachte Spannungsabfall als Steuerspannung dem Transistor T_{13} zugeführt. Erreicht der Ausgangsstrom eine voreingestellte Grenze, so wird T_{13} leitend und begrenzt den Basisstrom von Transistor T_{10} .

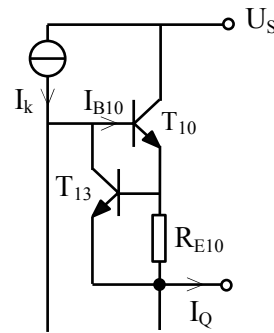


Abbildung 14-14

Begrenzung des positiven
Ausgangsstromes

Begrenzung für negative Ausgangsströme

Operationsverstärker beinhalten hauptsächlich npn-Transistoren und sind daher in n-leitendes Halbleitermaterial integriert. Die zusätzlich erforderlichen pnp-Transistoren (T_7 und T_8 in der Eingangsstufe und T_{11} in der Ausgangsstufe) werden als Lateraltransistoren (horizontale statt vertikale Schichtenfolge) hergestellt und besitzen nur eine geringe Stromverstärkung. Demzufolge fließt ein großer Teil des negativen Ausgangsstromes nicht über den Kollektorstrom des pnp-Transistor T_{11} , sondern über den ansteuernden Transistor T_9 .

Aus diesem Grunde greift der Transistor T_{14} zur Begrenzung negativer Ausgangsströme nicht am Lateraltransistor T_{11} , sondern an der Basis des Transistors T_9 ein.

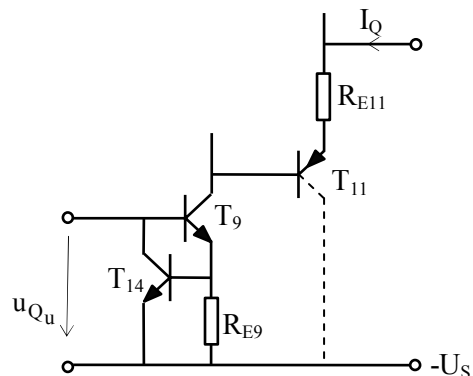


Abbildung 14-15

Begrenzung negativer Ausgangsströme

Hier fließen die Funktionen von Koppelstufe und Ausgangsstufe ineinander.

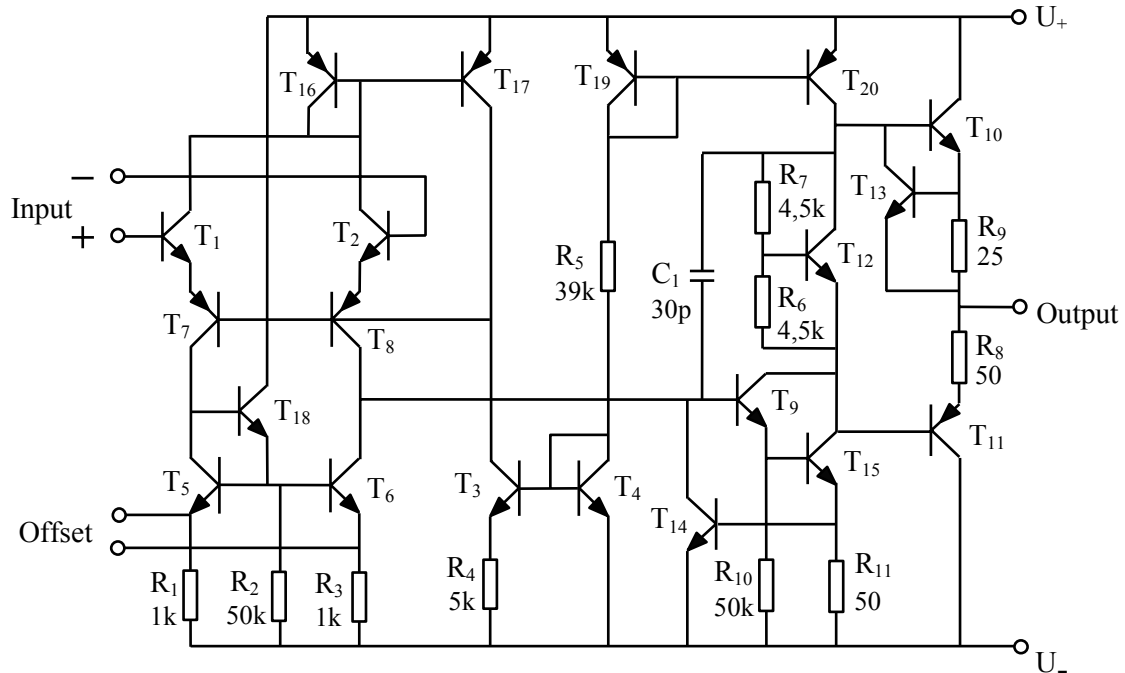
Um den Eingangsstrom der Koppelstufe/Ausgangsstufe klein zu halten, wird anstelle des einfachen Transistors T_9 eine Darlingtonschaltung eingesetzt (T_9 und T_{15} in Abbildung 14-16).

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

14.2.4 Gesamtschaltung des OP 741

Der Universal-Operationsverstärker 741 enthält alle diskutierten Schaltungsteile.

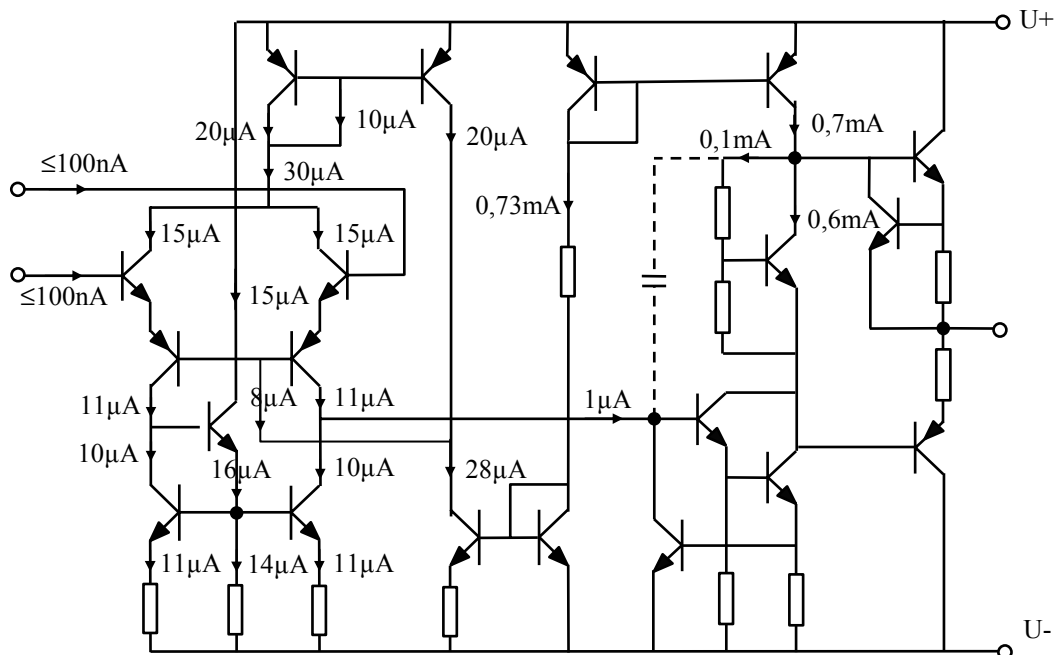
Abbildung 14-16 Gesamtschaltbild des Universal-Operationsverstärkers 741



Zur Konstantstromspeisung der Eingangsstufe wird der Stromspiegel aus T₃ und T₄ durch einen weiteren Stromspiegel (T₁₆ und T₁₇) ergänzt. Hierdurch wird der Strom durch die Eingangsstufe unabhängig von der Stromverstärkung der Lateraltransistoren T₇ und T₈. Der (zusätzliche) Transistor T₁₈ zur Basisstromversorgung des Stromspiegels T₅/T₆ verbessert die Symmetrie der Eingangsstufenstufe.

Der Widerstand R₅ dient zur Einstellung des Konstantstromes für Ein- und Koppelstufe. Der Widerstand R₄ bewirkt jedoch, dass die Eingangsstufe mit einem wesentlich kleineren Konstantstrom versorgt wird als die Koppelstufe.

Abbildung 14-17 Ströme im Operationsverstärker 741



Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

Der Kondensator C_1 dient zur internen Frequenzgangkorrektur (siehe Abschnitt 15.4). Zusammen mit anderen internen Kapazitäten (z.B. Millerkapazität von T_9) bewirkt C_1 , dass der Frequenzgang der Leerlaufverstärkung bis jenseits der Transitfrequenz einem Tiefpass 1. Ordnung entspricht. Der Operationsverstärker 741 neigt daher nicht zum selbsterregten Schwingen. Darüber hinaus begrenzen C_1 und der maximale Ausgangsstrom der Eingangsstufe (ca. $30\mu\text{A} - 8\mu\text{A} = 22\mu\text{A}$) die maximal mögliche Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (die sog. slew rate) auf etwa $0,6\text{ V}/\mu\text{s}$.

14.3 Eigenschaften und Daten von Operationsverstärkern

Im folgenden sind die wichtigsten Eigenschaften und Daten von Operationsverstärkern angegeben. In einigen Fällen sind Zielgrößen für einen (nicht realisierbaren) idealen Operationsverstärker den Daten realer Operationsverstärker gegenüber gestellt.

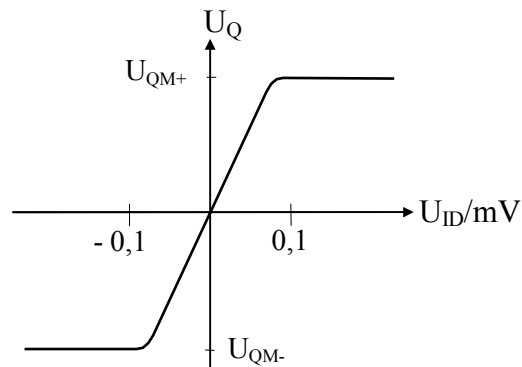
Wichtige Eigenschaften eines Operationsverstärkers sind:

- * (meistens) ein potenzialfreier Differenzeingang (Potenziale von U_{Ip} und U_{In} dürfen von Massepotenzial abweichen)
- * eine sehr hohe Leerlaufspannungsverstärkung (Idealer Verstärker: $V_{U0} \rightarrow \infty$)

$$V_{U0} = \frac{U_Q}{U_{ID}}$$

(z.B. $V_{U0} = 10^5 \dots 10^6$)

Abbildung 14-18
Statische Übertragungskennlinie
des Operationsverstärkers



Der Bereich von U_{ID} , der zu Ausgangsspannungen innerhalb des Aussteuerungsbereiches $U_{QM-} < U_Q < U_{QM+}$ führt, ist sehr klein (z.B. $-0,1\text{mV} < U_{ID} < +0,1\text{mV}$); Überschreitet U_{ID} diesen schmalen (Proportional-) Bereich, so geht der Verstärkerausgang in die Begrenzung mit $U_Q = U_{QM+}$ oder $U_Q = U_{QM-}$.

- * eine sehr geringe Gleichtaktverstärkung (Idealer Verstärker: $V_C = 0$)

$$V_C = \frac{U_Q}{U_{IC}}$$

(mit $U_{IC} = \frac{U_{Ip} + U_{In}}{2}$)

bzw. eine hohe Gleichtakt-Unterdrückung (Idealer Verstärker $\text{CMRR} \rightarrow \infty$)

$$\text{CMRR} = 20 \cdot \log \frac{V_{U\text{diff}}}{V_C}$$

(z.B. $80 \dots 120\text{ dB}$)

Meist dürfen Gleichtaktspannungen annähernd die Größe der Versorgungsspannungen des Operationsverstärkers erreichen, ohne dass Funktionsbeeinträchtigungen auftreten.

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

- * sehr kleine Eingangsströme (z.B. $10^{-12} \dots 10^{-6} \text{ A}$). (Idealer Verstärker: $I_{IB} = 0$)

Dem entsprechen ein sehr hoher Eingangswiderstand Z_{ID} zwischen den Eingangsklemmen E_p und E_n sowie sehr hohe Eingangswiderstände Z_{Ip} und Z_{In} zwischen den Eingängen und Masse (z.B. $Z_{ID} = 10^5 \dots 10^7 \dots 10^{12} \Omega$, $Z_{Ip} \approx Z_{In} = 10^7 \dots 10^9 \dots 10^{14} \Omega$).

- * niedriger Ausgangswiderstand (z.B. $Z_Q = 20 \dots 200 \Omega$) (Idealer Verstärker: $Z_Q = 0$)
- * großer Frequenzbereich (z.B. $0 \dots 1 \text{ MHz} \dots 100 \text{ MHz}$) (Idealer Verstärker $0 \dots \infty$)

Einige Eigenschaften des Operationsverstärkers sind frequenzabhängig, z.B. die Leerlaufverstärkung für Kleinsignalaussteuerung sowie die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignalen. Auf damit zusammenhängende Stabilitätsprobleme wird in Abschnitt 15.4 eingegangen.

Abbildung 14-19 Frequenzgang der Leerlaufverstärkung des $\mu A741$

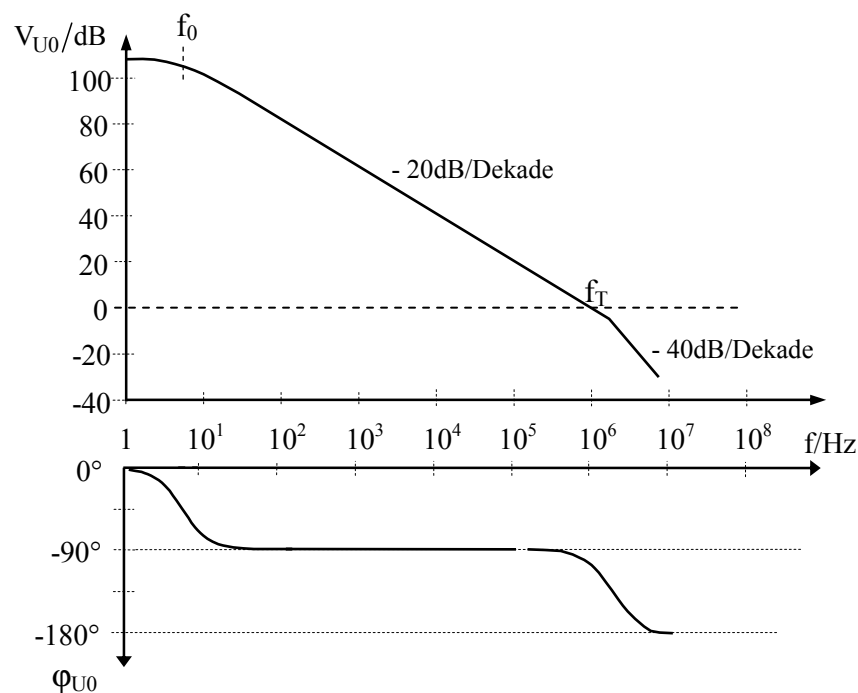


Abbildung 14-19 zeigt Verstärkungs- und Phasengang eines frequenzgang-kompensierten Operationsverstärkers. Hier fällt die Verstärkung oberhalb der Grenzfrequenz f_0 mit -20 dB/Dekade ab, bis sie bei der sog. Transitfrequenz f_T den Wert 1 ($= 0 \text{ dB}$) erreicht. Im Bereich des -20 dB -Abfalls ist das maximal erreichbare Produkt aus Verstärkung und Bandbreite (Verstärkungs-Bandbreiteprodukt) immer gleich f_T .

- * eine mehr oder weniger große maximale Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (slew rate)

Der in Abbildung 14-19 beispielhaft gezeigte Frequenzgang für Kleinsignalaussteuerung gilt, solange eine bestimmte maximale Änderungsgeschwindigkeit $S = (dU/dt)_{\max}$ des Ausgangssignals (slew rate) nicht überschritten wird. Die durch interne Kapazitäten bestimmte slew rate beträgt z.B. $S = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$ (bei schnellen Verstärkern bis einige $\text{kV}/\mu\text{s}$). Die durch die slew rate begrenzte Großsignalbandbreite (z.B. $10 \dots 100 \text{ kHz}$) ist immer wesentlich kleiner als die für Kleinsignalaussteuerung gültige Transitfrequenz.

- * große Temperaturstabilität

Aufbau und Funktionsweise eines Operationsverstärkers

Die folgende Tabelle zeigt wichtige Daten von Operationsverstärkern, wie sie in Datenblättern ausgewiesen werden. Beispielhaft sind typische Daten des Universalverstärkers $\mu A741$, des Verstärkers LF411 (Motorola) sowie eines sehr schnellen Verstärkers OPA655 (Burr Brown) angegeben.

Tabelle 14-1 Daten verschiedener Operationsverstärker

Bezeichnung deutsch	Bezeichnung englisch	Formel- zeichen	Typische Werte		
			$\mu A741$	LF411	OPA655
Leerlaufverstärkung bzw. Gleichspannungsverstärkung	open loop voltage gain	V_{U0}	200 000	80 000	1000
Transitfrequenz	unity gain frequency	f_T	1 MHz	8 MHz	400 MHz
Anstiegsgeschwindigkeit	slew rate	dU_a/dt	0,5 V/ μs	25 V/ μs	300 V/ μs
Eingangswiderstand	input resistance	R_{in}	2 M Ω	$10^{15} \Omega$	$10^{12} \Omega$
Eingangs-Offsetspannung	input offset voltage	U_{I0}	1 mV	0,5 mV	1 mV
Temperaturkoeffizient der Offsetspannung	T.C. of input offset voltage		3 $\mu V/^{\circ}C$	10 $\mu V/^{\circ}C$	10 $\mu V/^{\circ}C$
Offsetspannungs-Drift	offset voltage drift		60 $\mu V/h$		
Eingangs-Ruhestrom	input bias current	I_{IB}	80 nA	60 pA	90 pA
Eingangs-Offsetstrom	input offset current	I_{I0}	20 nA	20 pA	30 pA
Temperaturkoeffizient des Eingangs-Offsetstromes	T.C. of input offset current		375 pA/ $^{\circ}C$		3 pA/ $^{\circ}C$
Versorgungsspannung	supply voltage	V_{CC}, V_{EE}	$\pm 15 V$	$\pm 15 V$	$\pm 5 V$
Betriebsspannungs- unterdrückung	supply voltage rejection ratio	P_{SRR}	30 $\mu V/V$	70 dB	
Eingangsspannungsbereich	input voltage range	V_{IN}	$\pm 13 V$	$\pm 15 V$	$\pm 3 V$
Gleichtaktunterdrückung	common mode rejection ratio	CMRR	90 dB	90 dB	70 dB
Ausgangsspannungshub	output voltage	V_{out}	$\pm 14 V$	+13,9 V -14,7 V	$\pm 3 V$
Ausgangs-Kurzschlussstrom	output short- circuit current	I_{SC}	25 mA		75 mA
Ausgangswiderstand	open loop output impedance	R_{out}	75 Ω		15 Ω
Arbeitstemperatur	operating ambient temperature range	T_A	-55 to 125 $^{\circ}C$	0 to 70 $^{\circ}C$	-40 to 85 $^{\circ}C$
Wärmewiderstand	thermal resistance	R_{th}		100 $^{\circ}C/W$	120 $^{\circ}C/W$

14.4 Moderne Operationsverstärker-Typen

Der bisher und in den folgenden Abschnitten beschriebene Operationsverstärker gehört zu den Spannungsverstärkern (VV-OP; Voltage-Voltage-Operational-Amplifier). Er besitzt einen hochohmigen Spannungseingang und einen niederohmigen Spannungsausgang.

Spannungs-Stromwandler (VC-OP; Voltage-Current-Operational-Amplifier), auch Transadmittanzverstärker oder Steilheitsverstärker genannt, besitzen einen Spannungseingang und einen Stromquellenausgang. In vielen Fällen lässt sich die Übertragungsteilheit durch eine Spannung an einem eigenen Steuereingang einstellen. Damit ist eine einfache Verstärkungseinstellung ohne zusätzliches Rückkopplungsnetzwerk möglich. Die Ausgänge von Transadmittanzverstärkern können parallel geschaltet werden (Addition der Ausgangsströme).

Strom-Spannungswandler (CV-OP; Current-Voltage-OP), auch Transimpedanzwandler oder Strom-Rückkopplungs-OPV genannt, besitzen einen niederohmigen, also stromgesteuerten invertierenden Eingang und einen niederohmigen Spannungsausgang. Die Ausgangsspannung ergibt sich aus dem Produkt von Eingangsstrom I_N und Transimpedanz Z .

Stromverstärker (CC-OP; Current-Current-OP) besitzen einen stromgesteuerten Eingang und einen Stromquellenausgang. Der Ausgangsstrom ergibt sich als Produkt aus Eingangsstrom I_N und Stromübertragungsfaktor $k_I = 1 \dots 10$. In vieler Hinsicht verhält sich der CC-OP wie ein idealer Transistor.

VC-, CV- und CC-OP werden in diesem Buch nicht weiter behandelt.

14.5 Übungsaufgaben zu Aufbau und Funktionsweise des Operationsverstärkers (VV-OP)

- (a) Warum besitzen die meisten Operationsverstärker einen Differenzeingang ?
- (b) Was versteht man unter der Eingangs-Gleichtaktspannung ?
- (c) Was versteht man unter der Eingangs-Offsetspannung ?
- (d) Was versteht man unter dem Offsetstrom ?
- (e) Was versteht man unter der Kaskodeschaltung ? Welche Vorteile hat sie ?
- (f) Was versteht man unter einem Lateraltransistor ?
Warum besitzt er eine geringe Stromverstärkung und eine hohe Durchbruchspannung der BE-Strecke ?
- (g) Was ist die Slew Rate ?

15 Operationsverstärker - Grundsaltungen

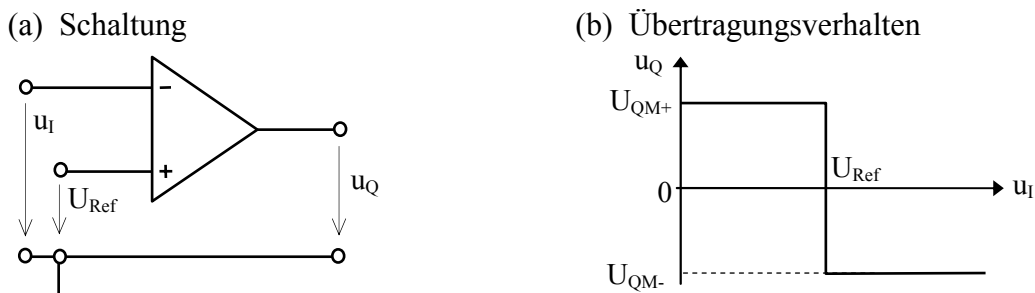
15.1 Anwendungsbeispiele ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung

Bei Schaltungen ohne Rückkopplung oder mit Mitkopplung treten am Ausgang des Operationsverstärkers wegen seiner hohen Leerlaufverstärkung praktisch nur die zwei der vollen Aussteuerung entsprechenden Spannungen $U_{QM+} \approx +U_S$ und $U_{QM-} \approx -U_S$ auf.

15.1.1 Komparator

Der Komparator ist ein Operationsverstärker ohne Rückkopplung. Er kann invertierend oder nicht invertierend beschaltet werden.

Abbildung 15-1 Der Komparator (invertierend)

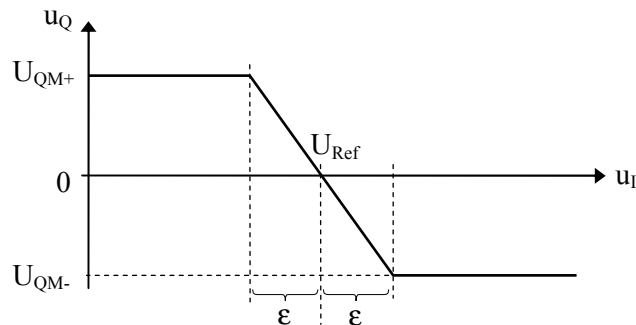


Mit dem Komparator lässt sich feststellen, ob eine Spannung u_I größer oder kleiner (positiver oder negativer) als eine Referenzspannung U_{Ref} ist (U_{Ref} kann auch 0 sein).

Für $u_I < U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} > 0$) gibt der Komparator eine Spannung von $u_Q = U_{QM+} \approx +U_S$ ab, für $u_I > U_{Ref}$ (d.h. $u_{ID} < 0$) ist die Ausgangsspannung $u_Q = U_{QM-} \approx -U_S$.

Liegt u_I in dem kleinen Intervall $U_{Ref} \pm \epsilon$ (mit $\epsilon = U_{QM}/V_{U0}$), so treten Zwischenwerte der Ausgangsspannung auf.

Abbildung 15-2
Übertragungsverhalten des Komparators für $u_I \approx U_{Ref}$

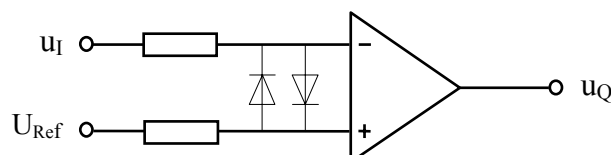


Ist dieses Verhalten unerwünscht, so setzt man einen Schmitt-Trigger (siehe Abschnitt 15.1.2) anstelle des einfachen Komparators ein.

Spezielle, als Komparatoren ausgelegte Operationsverstärker besitzen eine hohe Slew Rate, wodurch sehr schnelle Umschaltzeiten des Ausgangssignals (z.B. im ns-Bereich) erreicht werden.

Um den Komparatoreingang vor zu hohen Differenzspannungen zu schützen, können zwei anti-parallele Dioden zwischen die Verstärkereingangsklemmen geschaltet werden.

Abbildung 15-3
Schutzbeschaltung des Komparatoreinganges



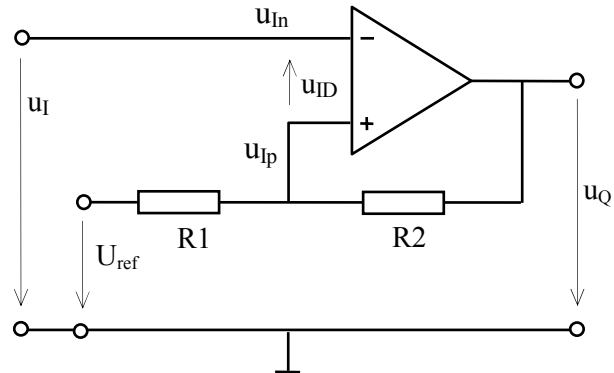
15.1.2 Schmitt-Trigger

Der Schmitt-Trigger ist ein Schwellwertschalter mit Hysterese. Er kann sowohl invertierend als auch nicht-invertierend beschaltet werden.

Wie beim Komparator schaltet der Verstärkerausgang zwischen U_{QM+} und U_{QM-} um, wenn das Potenzial u_{In} am invertierenden Eingang die am nicht-invertierenden Eingang eingestellte Schaltschwelle u_{Ip} durchläuft, d.h. wenn die Polarität von u_{ID} sich ändert.

Durch eine teilweise Rückkopplung des Ausgangssignals auf den nicht-invertierenden Eingang (= Mitkopplung) ergibt sich in jedem Falle ein sprunghaftes Umschalten der Ausgangsspannung; Werte der Ausgangsspannung zwischen U_{QM+} und U_{QM-} sind nicht möglich.

Abbildung 15-4
Schmitt-Trigger (invertierend)



Durch die Mitkopplung ergeben sich unterschiedliche Schaltschwellen für steigendes bzw. fallendes Eingangs- bzw. Ausgangssignal (= Hysterese).

Schaltschwellen: (Annahme für die Berechnung: $|U_{QM+}| \approx |U_{QM-}| \approx U_{QM}$)

Der Verstärkerausgang schaltet beim Nulldurchgang von u_{ID} , d.h. bei einer Eingangsspannung u_I , bei der $u_{In} = u_{Ip}$ wird (= Schaltbedingung)

$$u_{In} = u_{Ip} = \pm U_{QM} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(Berechnung von u_{Ip} mittels Überlagerungsgesetz)

Mit $u_I = u_{In}$ ergibt sich für die Schaltschwellen $u_{I1} = U_{S1}$ bzw. $u_{I2} = U_{S2}$

$$U_{S1} = (U_{QM+} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_2) \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$$

(für steigende Eingangsspannung u_I ;
fallende Ausgangsspannung u_Q)

und

$$U_{S2} = (U_{QM-} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_2) \cdot \frac{1}{R_1 + R_2}$$

(für fallende Eingangsspannung u_I ;
steigende Ausgangsspannung u_Q)

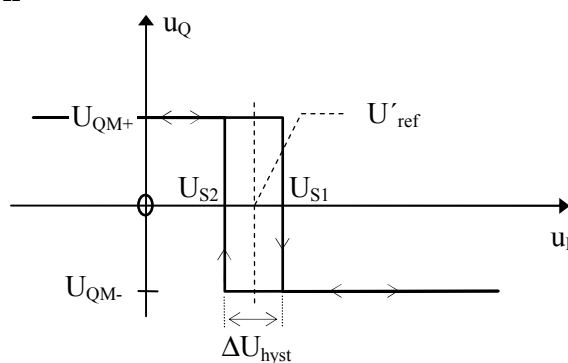
Für $U_{ref} = 0$ liegen die Schaltschwellen symmetrisch zu 0.

Mit $U_{ref} \neq 0$ verschieben sich die Schaltschwellen um den Wert $U'_{ref} = U_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Die Hysterese beträgt

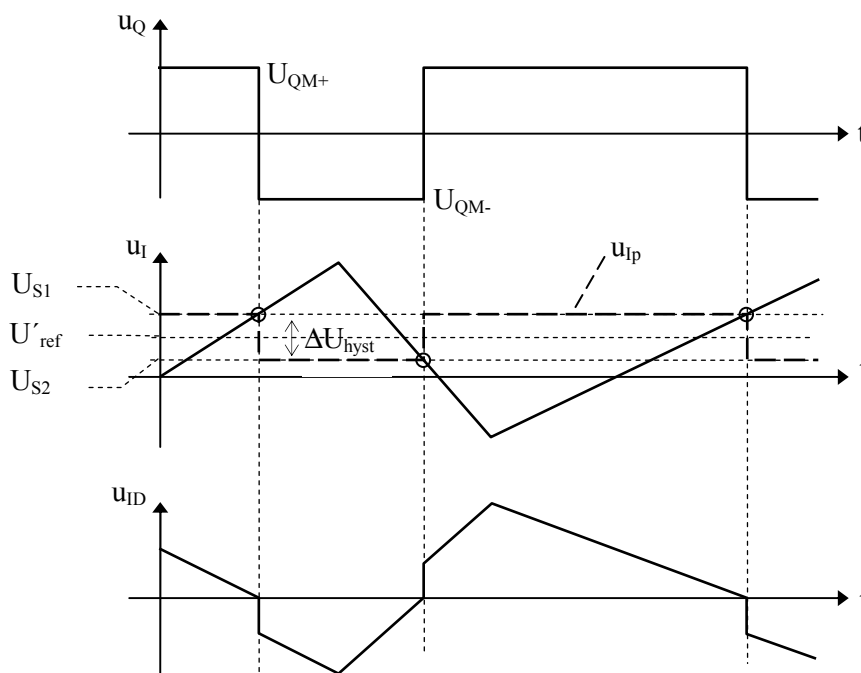
$$\Delta U_{Hyst} = U_{S1} - U_{S2} = U_{QM} \cdot \frac{2 \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Abbildung 15-5
Hystereseschleife des
invertierenden Schmitt-Triggers



Die Abbildung 15-6 zeigt Signalverläufe am Schmitt-Trigger bei langsam sich änderndem Eingangssignal u_i .

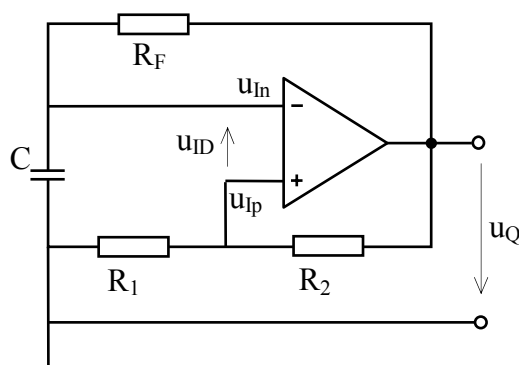
Abbildung 15-6
Signalverläufe am
Schmitt-Trigger



Die Abbildung zeigt, dass der Nulldurchgang der Eingangs differenzspannung u_{ID} durch die Mitkopplung sprunghaft erfolgt. Damit tritt auch bei langsam sich ändernden Eingangssignalen ein sprunghaftes Schalten des Ausgangs auf.

15.1.3 Astabiler Multivibrator

Abbildung 15-7
Der astabile Multivibrator



Der astabile Multivibrator besteht aus einem Schmitt-Trigger (Operationsverstärker, R_1 , R_2), sowie einem RC-Glied (R_F , C), das an den Verstärkerausgang angeschlossen ist.

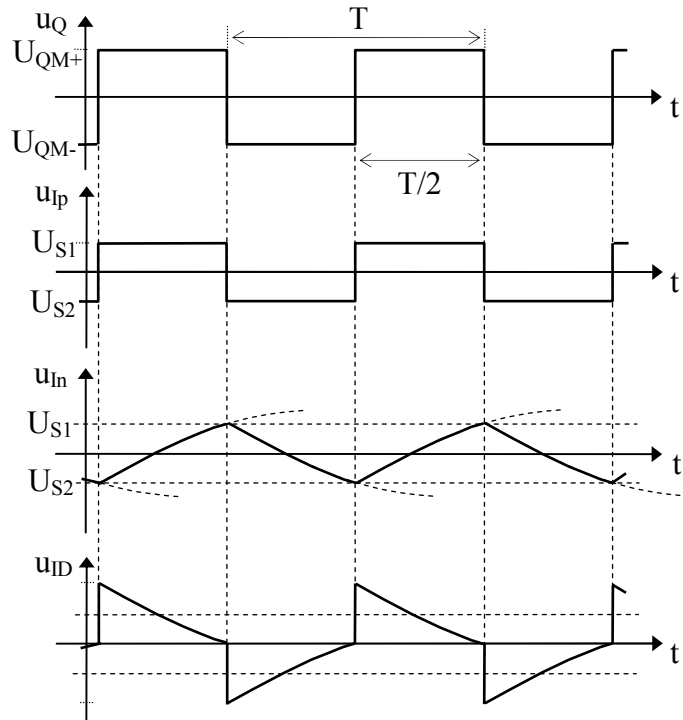
Der Schmitt-Trigger-Ausgang kann nur die Sättigungsspannungen U_{QM+} oder U_{QM-} abgeben. Demzufolge stellen sich am nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers über den Spannungsteiler aus R_1 und R_2 die Schaltschwellen $u_{Ip} = U_{S1}$ oder $u_{Ip} = U_{S2}$ ein.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Der Kondensator C wird über den Widerstand R_F nach einer e-Funktion in Richtung auf das Ausgangssignal umgeladen. Durchläuft die Spannung am Kondensator (= Eingangssignal u_{In} des Schmitt-Triggers) die Spannung u_{Ip} , so schaltet der Verstärkerausgang (und damit auch die Schaltschwelle des Schmitt-Triggers) in die entgegengesetzte Lage um.

Auf diese Weise wird der Kondensator ständig zwischen den beiden Schaltschwellen des Schmitt-Triggers hin- und hergeladen. Am Verstärkerausgang tritt ein Rechtecksignal auf.

Abbildung 15-8
Spannungsverläufe
am astabilen Multivibrator



Berechnung der Periodendauer des astabilen Multivibrators

Die Umladung des Kondensators von U_{S2} nach U_{S1} (mit $u_Q = U_{QM+}$) erfolgt nach der Gleichung

$$u_C(t) = u_{In} = U_{S2} + (U_{QM+} - U_{S2}) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{C \cdot R_F}}) \quad \text{mit } u_C(t) = U_{S2} \quad \text{für } t = 0$$

Nach der Zeit $t_S = T/2$ erreicht die Kondensatorspannung den Wert $U_{S1} = -U_{S2}$

$$u_C(t_S) = -U_{S2} = U_{S2} + (U_{QM+} - U_{S2}) \cdot (1 - e^{-\frac{T}{2 \cdot C \cdot R_F}})$$

Daraus errechnet sich
$$T = 2 \cdot C \cdot R_F \cdot \ln \frac{U_{QM+} - U_{S2}}{U_{QM+} + U_{S2}}$$

Mit
$$U_{S2} = U_{QM-} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx -U_{QM+} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

wird daraus

$$T = 2 \cdot C \cdot R_F \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2} \right)$$

15.2 Niederfrequente Anwendungsbeispiele mit Gegenkopplung

Durch Gegenkopplung lassen sich Schaltungen mit einer Gesamtverstärkung aufbauen, die wesentlich unter der Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers liegt. Damit können auch Eingangsspannungen proportional verstärkt werden, die sehr viel größer sind als der Proportionalbereich von U_{ID} .

Zur Gegenkopplung wird das Ausgangssignal auf den invertierenden Eingang zurückgekoppelt (z.B. über den Widerstand R_F in Abbildung 15-10).

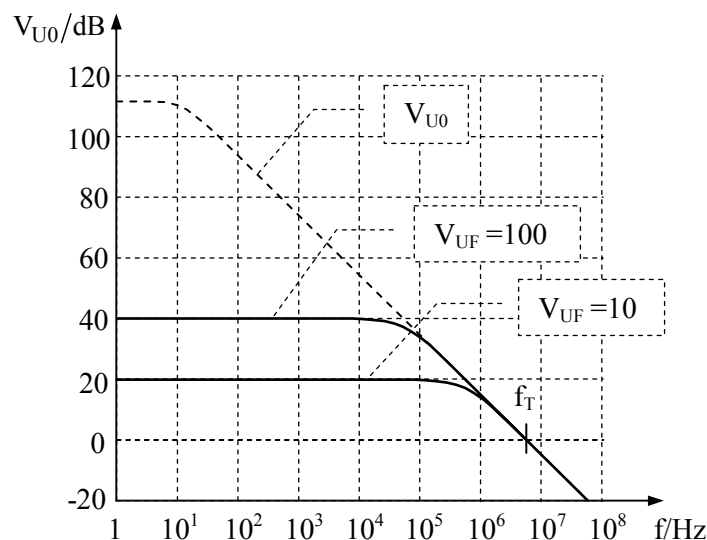
Solange hierzu Ausgangsspannungen $|U_Q| < |U_{QM}|$ ausreichen, kompensiert der Operationsverstärker über den Gegenkopplungszweig den Einfluss des Eingangssignales auf den invertierenden Eingang, so dass sich eine dem Ausgangssignal entsprechende Eingangsdifferenzspannung U_{ID} einstellt [$U_{ID} = (U_Q / V_{U0}) < (U_{QM} / V_{U0}) \rightarrow 0$].

Für die Analyse von Schaltungen mit starker Gegenkopplung kann also von folgender Bedingung ausgegangen werden:

$$U_{ID} \approx 0$$

In dem Frequenzbereich, in dem die Leerlaufverstärkung V_{U0} des Operationsverstärkers deutlich größer ist als die durch Gegenkopplung bewirkte Gesamtverstärkung V_{UF} , ist diese Gesamtverstärkung V_{UF} unabhängig von den Frequenzeigenschaften des Operationsverstärkers.

Abbildung 15-9 Frequenzgang der durch Gegenkopplung bewirkten Verstärkung V_{UF}



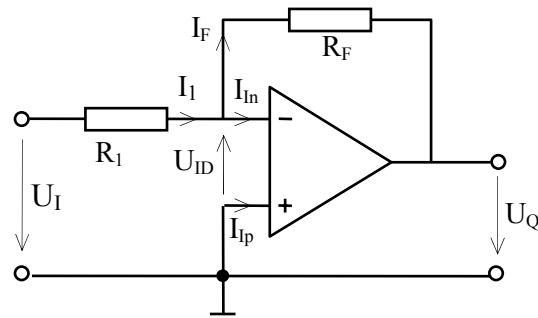
In den folgenden Abschnitten werden einfache Anwendungsschaltungen mit Operationsverstärkern dargestellt und berechnet. Alle Beschreibungen und Berechnungen gelten für solche Gesamtverstärkungen und solche Frequenzen, bei denen der Frequenzgang der Gesamtschaltung nicht vom Frequenzverhalten des Operationsverstärkers bestimmt wird.

Zunächst werden Schaltungen für frequenz- und zeitunabhängige Anwendungen dargestellt (invertierender und nicht-invertierender Verstärker, Addierer, Subtrahierer). Es folgen Schaltungen für frequenz- oder zeitabhängige Funktionen (Integrierer, Differenzierer, Frequenzpässe, PI-Regler)

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.1 Invertierender Verstärker

Abbildung 15-10
Der invertierende Verstärker



Der Operationsverstärker stellt seine Ausgangsspannung U_Q so ein, dass der aus U_I über R_1 zum Verstärkereingang fließende Strom I_1 über den Rückkopplungswiderstand abgeleitet wird (I_F) und sich am Differenzeingang des Operationsverstärkers eine der Ausgangsspannung entsprechende Differenzspannung $U_{ID} = U_Q/V_{U0}$ einstellt. Bei hinreichend großer Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers wird diese Differenzspannung $U_{ID} \approx 0$.

Ist der nicht-invertierende Eingang mit Masse verbunden, so liegt auch der invertierende Eingang auf Massepotenzial. Man spricht von einem „virtuellen Nullpunkt“ bzw. von einer „virtuellen Masse“.

Berechnung der Ausgangsspannung:

Knotengleichung

$$I_1 - I_F - I_{In} = 0 \quad \text{Mit } I_{In} \approx 0 \text{ wird daraus } I_1 \approx I_F \quad (1)$$

Maschengleichungen

$$U_I + U_{ID} - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \text{Mit } U_{ID} \approx 0 \text{ wird daraus } I_1 \approx U_I / R_1 \quad (2)$$

$$U_Q + U_{ID} + I_F \cdot R_F = 0 \quad \text{Mit } U_{ID} \approx 0 \text{ wird daraus } I_F \approx -U_Q / R_F \quad (3)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (2) und (3) in Gleichung (1) ergibt sich

$$U_Q \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1}$$

Berechnung der Verstärkung:

$$V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx -\frac{R_F}{R_1}$$

Die Verstärkung ergibt sich aus dem Verhältnis von Rückkopplungswiderstand zu Eingangswiderstand.

Die Verstärkung ist negativ, d.h. eine positive Eingangsspannung führt zu einer negativen Ausgangsspannung und umgekehrt. Der Verstärker arbeitet invertierend.

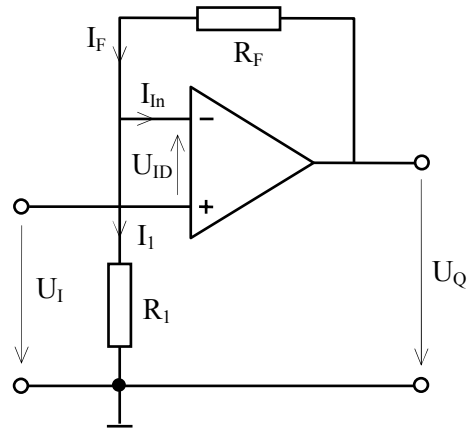
Beachte: Wenn die Leerlaufverstärkung $V_{U0}(f)$ des Operationsverstärkers nicht sehr viel größer ist als R_F/R_1 (z.B. mindestens 10 bis 100 mal größer), dann muss $U_{ID}(f) = U_Q(f)/V_{U0}(f)$ berücksichtigt werden und es ergibt sich:

$$V_{UF}(f) = -\frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{V_{U0}(f)}{1 + R_F/R_1 + V_{U0}(f)}$$

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.2 Nicht-invertierender Verstärker

Abbildung 15-11
Der nicht-invertierende Verstärker



Berechnung der Ausgangsspannung

Kirchhoffsche Gleichungen

$$I_F - I_1 - I_{in} = 0$$

Mit $I_{in} \approx 0$ wird daraus

$$I_F \approx I_1$$

$$U_I - I_1 \cdot R_1 - U_{ID} = 0$$

Mit $U_{ID} \approx 0$ wird daraus

$$I_1 \approx U_I / R_1$$

$$U_Q - I_1 \cdot R_1 - I_F \cdot R_F = 0$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q \approx U_I \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

Berechnung der Verstärkung

$$V_{UF} = \frac{U_Q}{U_I} \approx 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

Der nicht invertierende Verstärker (E_p als Eingang verwendet) besitzt einen sehr hohen Eingangswiderstand $R_{ein} = Z_{lp}$.

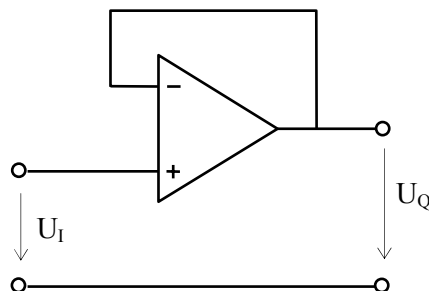
Sonderfall

$$R_1 \rightarrow \infty \quad \text{und / oder} \quad R_F = 0$$

$$\Rightarrow V_{UF} \approx 1 + \frac{0}{\infty} = 1$$

Die Verstärkung ist gleich 1

Abbildung 15-12
Spannungsfolger,
Impedanzwandler

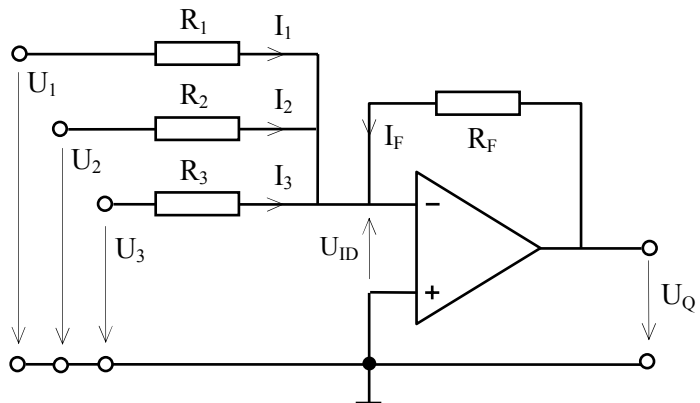


Für eine Verstärkung $V_{UF} < 1$ muss die Eingangsspannung vor dem Verstärker (z.B. mit einem Spannungsteiler) heruntergeteilt werden.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.3 Addition (mit Inversion)

Abbildung 15-13
Addierer (mit Inversion)



Berechnung der Ausgangsspannung:

Knotengleichung (mit $I_{in} \approx 0$)

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_F \approx 0$$

Maschengleichungen (mit $U_{ID} \approx 0$)

$$U_1 - I_1 \cdot R_1 \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 \approx U_1 / R_1$$

$$U_2 - I_2 \cdot R_2 \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_2 \approx U_2 / R_2$$

$$U_3 - I_3 \cdot R_3 \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_3 \approx U_3 / R_3$$

$$U_Q - I_F \cdot R_F \approx 0 \quad \Rightarrow \quad I_F \approx U_Q / R_F$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q \approx -(U_1 \cdot \frac{R_F}{R_1} + U_2 \cdot \frac{R_F}{R_2} + U_3 \cdot \frac{R_F}{R_3})$$

Die Schaltung bildet die negative Summe der Eingangsspannungen, wobei für jede Eingangsspannung ein eigener Gewichtungsfaktor (Verstärkungsfaktor) eingestellt werden kann.

Sonderfall:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_I$$

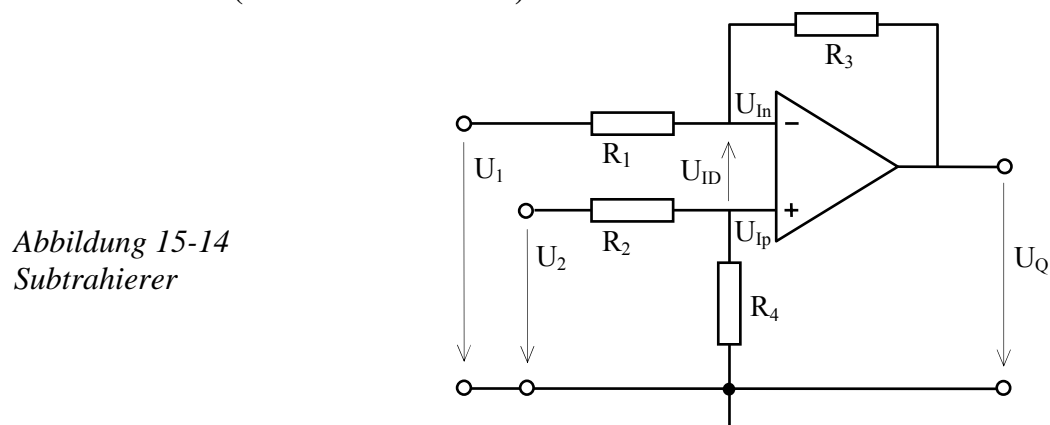
$$\Rightarrow U_Q \approx -(U_1 + U_2 + U_3) \cdot \frac{R_F}{R_I}$$

Bei gleichen Eingangswiderständen gilt für alle Eingangsspannungen derselbe Verstärkungsfaktor

$$V_{UF} \approx - \frac{R_F}{R_I}$$

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.4 Subtraktion (Differenzverstärker)



Berechnung mit Überlagerungssatz und Spannungsteilerregel

Wegen $U_{ID} \approx 0$ gilt $U_{In} \approx U_{Ip}$

Mit $U_{Ip} = U_2 \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4}$

und $U_{In} = U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} + U_Q \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3}$

wird $U_Q \approx \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left(U_2 \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right)$

bzw. $U_Q \approx \left(U_2 \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1} \right)$

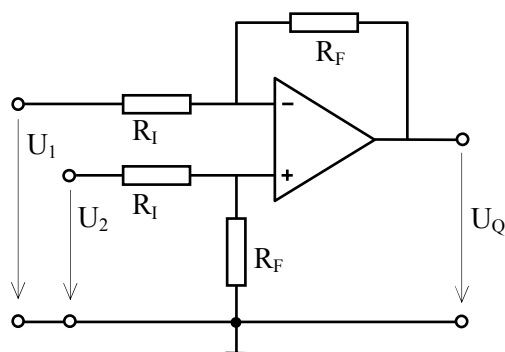
Sonderfall (= Normalfall)

Normalerweise wählt man $R_1 = R_2 = R_I$ und $R_3 = R_4 = R_F$

Dann gilt:

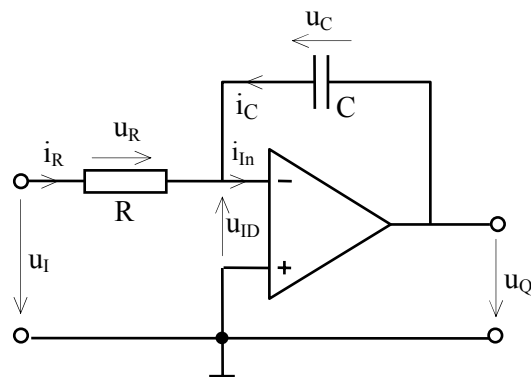
$$U_Q \approx (U_2 - U_1) \cdot \frac{R_F}{R_I}$$

Abbildung 15-15
Differenzverstärker



15.2.5 Integration

Abbildung 15-16
Integrator



Mit $u_{ID} \approx 0$ und $i_{In} \approx 0$ gilt:

$$u_I - i_R \cdot R \approx 0 \quad \Rightarrow \quad i_R \approx u_I / R$$

$$u_Q - u_C \approx 0 \quad \Rightarrow \quad u_Q \approx u_C$$

$$i_R + i_C \approx 0 \quad \Rightarrow \quad i_R \approx -i_C$$

$$i_C = C \cdot \frac{d(u_C)}{dt}$$

Daraus lässt sich ableiten:

$$\frac{u_I}{R} \approx -C \cdot \frac{d(u_Q)}{dt} \quad \text{bzw.} \quad d(u_Q) \approx -\frac{u_I}{R \cdot C} \cdot dt$$

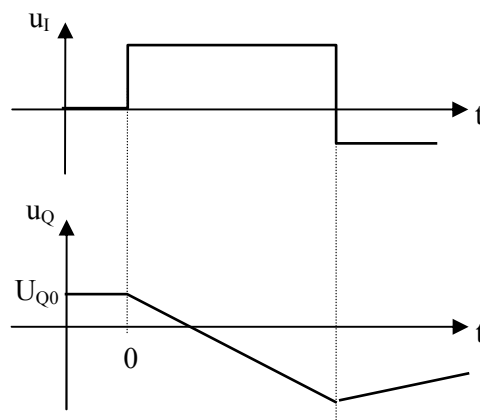
Durch Integration erhält man:

$$u_Q \approx -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u_I \cdot dt$$

Integration einer konstanten Gleichspannung $u_I(t) = U_I$

$$u_Q \approx \frac{-U_I}{R \cdot C} \cdot t + U_{Q0}$$

Abbildung 15-17
Integration einer
konstanten Gleichspannung



Die Integration einer konstanten Gleichspannung führt zu einer linear ansteigenden (abfallenden) Ausgangsspannung

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Integration einer Sinus-Spannung $u_I = \hat{u}_I \cdot \sin(\omega t)$ und $U_{Q0} = 0$

Im eingeschwungenen Zustand gilt

$$u_Q \approx \frac{\hat{u}_I}{R \cdot \omega C} \cdot \cos(\omega t)$$

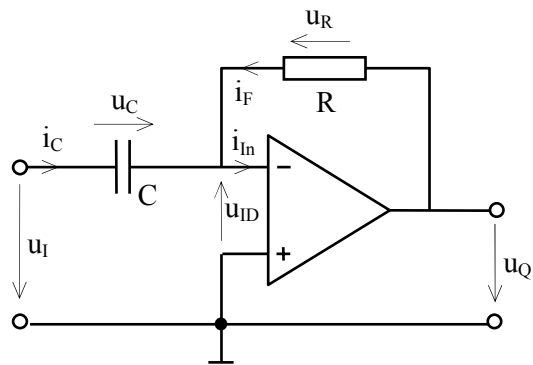
Es stellt sich eine frequenzabhängige Verstärkung ein:

$$|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \frac{1}{\omega C \cdot R} = f(\omega)$$

Niedrige Frequenzen werden höher verstärkt.

15.2.6 Differentiation

Abbildung 15-18
Differentiation



Mit $u_{ID} \approx 0$ und $i_{In} \approx 0$ gilt:

$$u_I \approx u_C$$

$$u_Q \approx u_R = i_F \cdot R$$

$$i_C \approx -i_F$$

$$i_C = C \cdot \frac{d(u_C)}{dt}$$

Daraus leitet sich ab:

$$u_Q \approx -R \cdot C \cdot \frac{d(u_I)}{dt}$$

Differentiation einer Sinusspannung $u_I = \hat{u}_I \cdot \sin(\omega t)$

$$u_Q = -\omega \cdot C \cdot R \cdot \hat{u}_I \cdot \cos(\omega t)$$

Es stellt sich eine frequenzabhängige Verstärkung ein:

$$|V_{UF}| = \frac{\hat{u}_Q}{\hat{u}_I} \approx \omega \cdot C \cdot R = f(\omega)$$

Hohe Frequenzen werden stärker verstärkt.

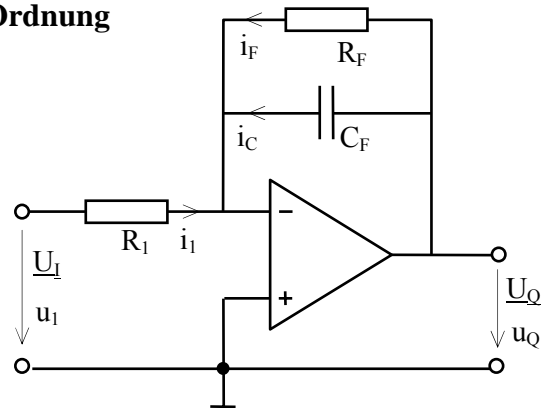
Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.2.7 Tiefpass oder Verzögerungsglied 1. Ordnung

Abbildung 15-19

Tiefpass bzw.

Verzögerungsglied 1. Ordnung



Berechnung im Frequenzbereich:

(Variable ω)

Es liegt ein invertierender Verstärker mit komplexem Rückkopplungswiderstand \underline{Z}_F vor. Für den Tiefpass gilt daher in Anlehnung an den invertierenden Verstärker

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_I}$$

Mit $\underline{Z}_F = \frac{1}{\frac{1}{R_F} + j \cdot \omega \cdot C_F} = \frac{R_F}{1 + j \omega \cdot C_F \cdot R_F}$ und $\underline{Z}_I = R_I$

wird daraus $\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{1 + j \omega \cdot C_F \cdot R_F}$

Führt man die Grenzfrequenz $\omega_g = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$ und die normierte Frequenz $\Omega = \frac{\omega}{\omega_g}$

ein, so ergibt sich

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{1 + j\Omega} = -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1 - j\Omega}{1 + \Omega^2}$$

Graphische Darstellung des Frequenzgangs des Tiefpasses (Bode-Diagramm)

a) Amplitudengang

Für die Beträge von Ein- und Ausgangsspannung erhält man folgenden Zusammenhang

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

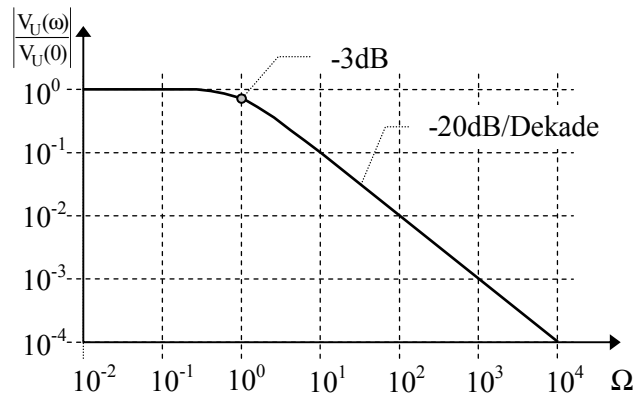
Mit den Verstärkungen $|V_{UF}(\omega)| = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$

und $|V_{UF}(0)| \approx \frac{R_F}{R_I}$ (Verstärkung für Gleichspannung)

ergibt sich für die auf Gleichspannung bezogene relative Verstärkung

$$\left| \frac{V_{UF}(\omega)}{V_{UF}(0)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

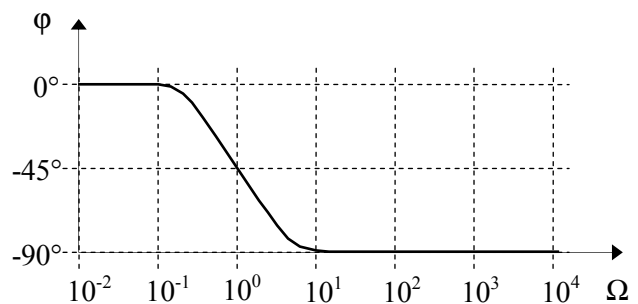
Abbildung 15-20
Amplitudengang des Tiefpasses



b) Phasengang $\varphi = \arctan \frac{\text{Im}(\underline{U}_Q)}{\text{Re}(\underline{U}_Q)}$

$\varphi = \arctan(-\Omega)$

Abbildung 15-21
Phasengang des Tiefpasses



Berechnung im Zeitbereich:

$$i_I + i_F + i_C \approx 0 \Rightarrow \frac{u_I}{R_I} + \frac{u_Q}{R_F} + C_F \cdot \frac{du_Q}{dt} \approx 0$$

Differenzialgleichung:

$\frac{du_Q}{dt} + \frac{1}{R_F \cdot C_F} \cdot u_Q \approx -\frac{u_I}{R_I \cdot C_F}$

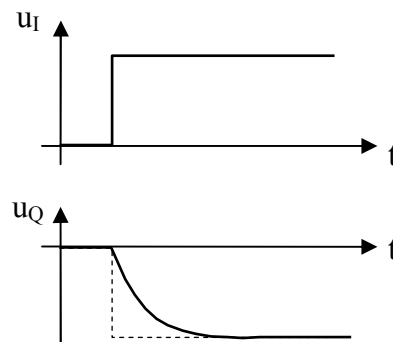
Beispiel: u_I = Spannungssprung ($u_I = 0$ für $t < 0$; $u_I = U_I = \text{konstant}$ für $t > 0$)

Lösung der Diff.Gl.:

$u_Q(t) \approx -U_I \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_F}})$

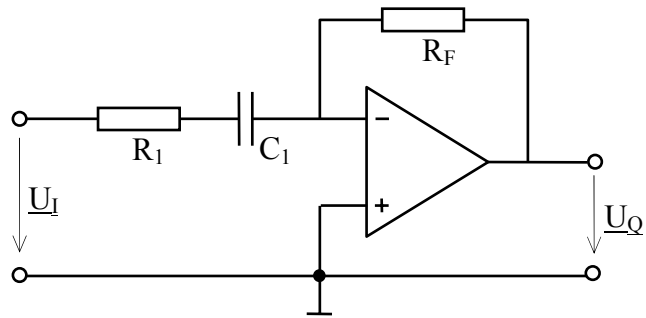
 mit $\tau_F = C_F \cdot R_F$

Abbildung 15-22
Spannungssprung am Tiefpass



15.2.8 Hochpass

Abbildung 15-23
Hochpass



In Anlehnung an die Übertragungsgleichung des invertierenden Verstärkers gilt für den

Hochpass:

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_1}$$

Mit $\underline{Z}_1 = R_1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1} = R_1 \cdot (1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_1})$ und $\underline{Z}_F = R_F$

sowie $\omega_g = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$ und $\frac{\omega}{\omega_g} = \Omega$

ergibt sich

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - j \cdot (1/\Omega)}$$

Graphische Darstellung des Frequenzganges des Hochpasses

a) Amplitudengang

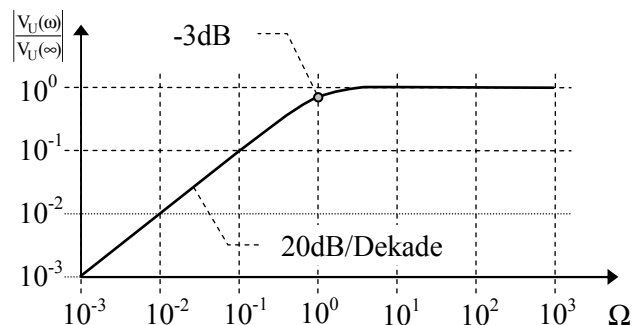
Der Betrag der Ausgangsspannung ergibt sich zu

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\Omega)^2}}$$

Die auf $V_{UF}(\omega \rightarrow \infty)$ bezogene Verstärkung ist

$$\left| \frac{V_{UF}(\omega)}{V_{UF}(\infty)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\Omega)^2}}$$

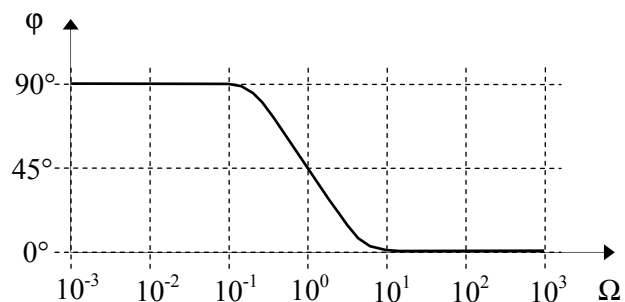
Abbildung 15-24
Amplitudengang des Hochpasses



b) Phasengang

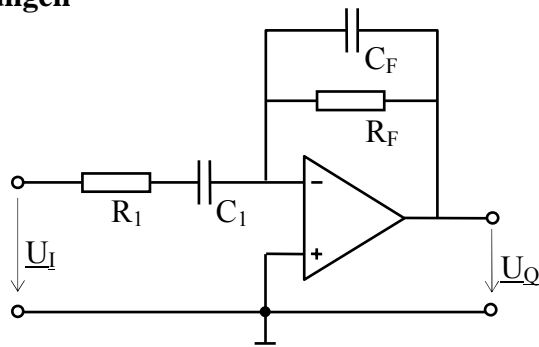
$$\varphi = \arctan(\omega_g / \omega) = \arctan(1/\Omega)$$

Abbildung 15-25
Phasengang des Hochpasses



15.2.9 Bandpass

Abbildung 15-26
Bandpass



Für die Berechnung des Frequenzganges dienen folgende Beziehungen:

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{Z_F}{Z_1} \quad \underline{U}_I = U_I \text{ (reell)} \quad \underline{U}_Q \approx -U_I \cdot \frac{Z_F \cdot e^{j\varphi_Z}}{Z_1 \cdot e^{j\varphi_1}} = U_Q \cdot e^{j\varphi_Q}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} = R_1 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_1}\right) = R_1 \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\omega_u}{\omega}\right) \quad \text{mit } \omega_u = \frac{1}{R_1 \cdot C_1}$$

$$Z_F = \frac{1}{(1/R_F) + j \cdot \omega \cdot C_F} = \frac{R_F}{1 + j \cdot \omega \cdot C_F \cdot R_F} = \frac{R_F}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_o}} \quad \text{mit } \omega_o = \frac{1}{R_F \cdot C_F}$$

Damit errechnet sich

$$U_Q \approx U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2\right]}} \right\}$$

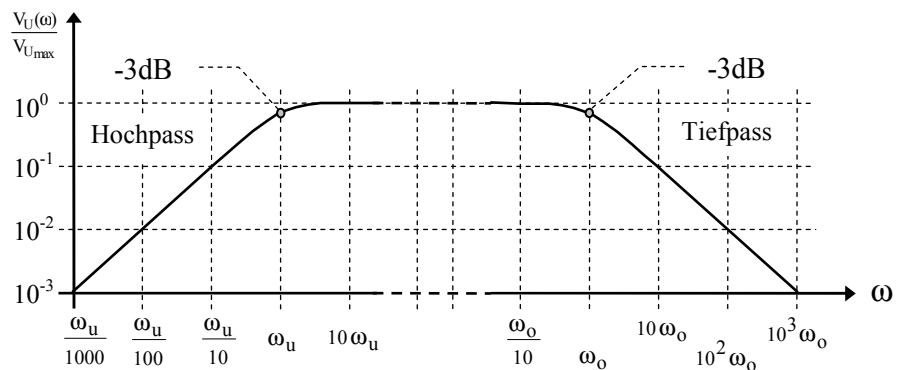
und

$$\varphi_Q = \arctan\left(\frac{\omega_u}{\omega}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)$$

a) Amplitudengang

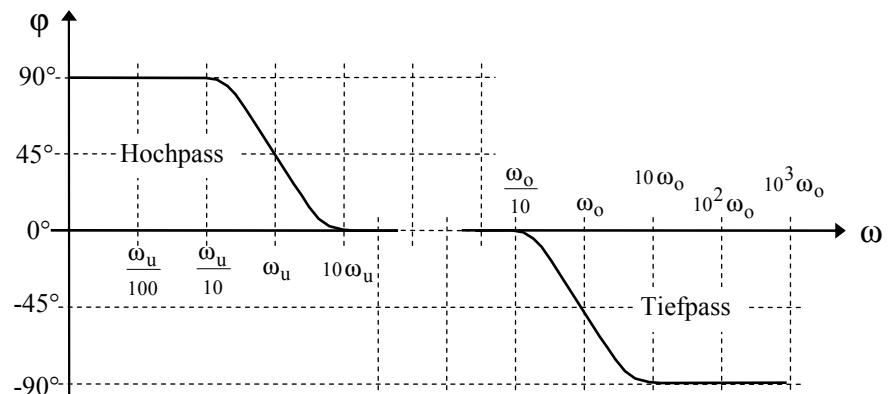
Es gilt $V_{UF}(\omega) = \frac{U_Q}{U_I} \approx \frac{R_F}{R_1} \cdot \left\{ \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega_u}{\omega}\right)^2\right]}} \right\}$ und $V_{UF_{\max}} \approx \frac{R_F}{R_1}$

Abbildung 15-27
Amplitudengang
des Bandpasses
($\omega_u \ll \omega_o$)



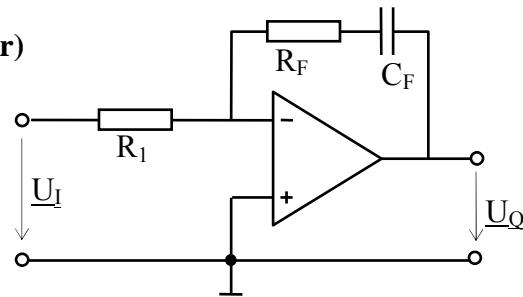
b) Phasengang

Abbildung 15-28
Phasengang
des Bandpasses



15.2.10 PI-Regler (Proportional-Integral-Regler)

Abbildung 15-29
Der PI-Regler



a) Frequenzbereich (U_I sinusförmig; Variable ω)

$$\underline{U}_Q \approx -\underline{U}_I \cdot \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_I} = -\underline{U}_I \cdot \frac{R_F - j/(\omega \cdot C_F)}{R_1}$$

$$\underline{U}_Q \approx \underline{U}_I \cdot \left(-\frac{R_F}{R_1} + j \frac{1}{\omega \cdot C_F \cdot R_1} \right)$$

Komplexe Verstärkung: $\underline{V}_{UF} \approx -\frac{R_F}{R_1} + j \frac{1}{\omega \cdot C_F \cdot R_1}$

b) Zeitbereich (beliebiger Zeitverlauf von $u_I(t)$; Variable t)

Mit $u_Q(t) = u_{R_F}(t) + u_C(t)$ $u_{R_F}(t) = i_{R_F}(t) \cdot R_F$

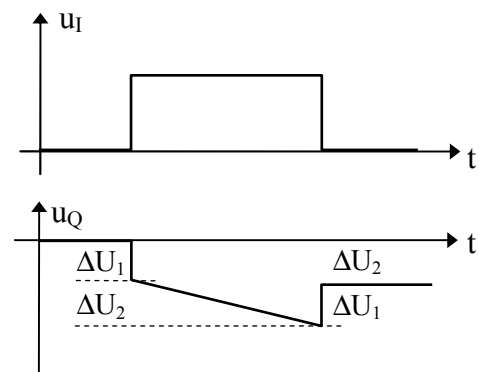
$i_C(t) = C_F \cdot \frac{du_C(t)}{dt}$ $i_{R_F}(t) = i_C(t) \approx -i_{R_1}(t) = -\frac{u_I(t)}{R_1}$

ergibt sich
$$u_Q(t) \approx - \left\{ \underbrace{u_I(t) \cdot \frac{R_F}{R_1}}_{\text{Proportional-Anteil}} + \underbrace{\frac{1}{R_1 \cdot C_F} \cdot \int_0^t u_I(t) \cdot dt}_{\text{Integral-Anteil}} \right\} + \underbrace{U_Q(0)}_{\text{Anfangs-Wert}}$$

Sonderfall: $u_I(t) = U_I = \text{konstant}$

$$u_Q(t) \approx - \left\{ \underbrace{U_I \cdot \frac{R_F}{R_1}}_{\Delta U_1} + \underbrace{U_I \cdot \frac{t}{R_1 \cdot C_F}}_{\Delta U_2} \right\} + U_Q(0)$$

Abbildung 15-30
Konstantspannungspuls
am PI-Regler



Ein Eingangssprung führt zu einem proportionalen Spannungssprung am Ausgang. Außerdem werden von Null abweichende Eingangsspannungen integriert.

15.3 Fehler-Rechnung

Bei den bisherigen Berechnungen gegengekoppelter Operationsverstärker wurde vereinfachend angenommen, dass die Eingangsströme I_{ip} und I_{in} sowie die Eingangsdifferenzspannung U_{ID} am Operationsverstärker gleich 0 sind.

In der Realität fließen jedoch geringe Eingangsströme und es tritt eine Eingangsdifferenzspannung $U_{ID} \neq 0$ auf.

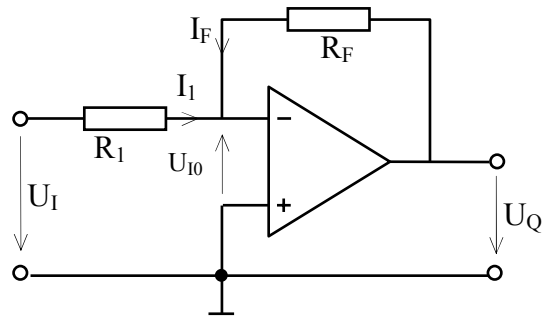
Diese Eingangsströme und die Eingangsdifferenzspannung führen zu Fehlern in der Ausgangsspannung. Diese Fehler sowie Möglichkeiten für ihre Kompensation sollen im folgenden betrachtet werden.

15.3.1 Fehler durch Eingangs-Offset-Spannung

Wegen Unsymmetrien in der Eingangsschaltung des Operationsverstärkers tritt die Ausgangsspannung $U_Q = 0$ nicht exakt für $U_{ID} = 0$ auf. Man nennt die Spannung U_{ID} , bei der sich die Ausgangsspannung $U_Q = 0$ einstellt, die Eingangs-Offsetspannung U_{I0} . Die Eingangs-Offsetspannung kann einige mV betragen.

Berechnung des Fehlers durch die Eingangs-Offsetspannung:

Abbildung 15-31
Invertierender Verstärker
mit Eingangs-Offsetspannung



Knotengleichung

$$I_1 + I_F = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = -I_F$$

Maschengleichungen

$$U_I + U_{I0} - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = \frac{U_I + U_{I0}}{R_1}$$

$$U_Q + U_{I0} - I_F \cdot R_F = 0$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

$$U_{Q_F} = -U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

z.B. $U_{I0} = +2\text{mV}$ $\frac{R_F}{R_1} = 100$

$$U_{Q_F} = -U_{I0} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) = -2\text{mV} \cdot (1 + 100) = -202\text{mV}$$

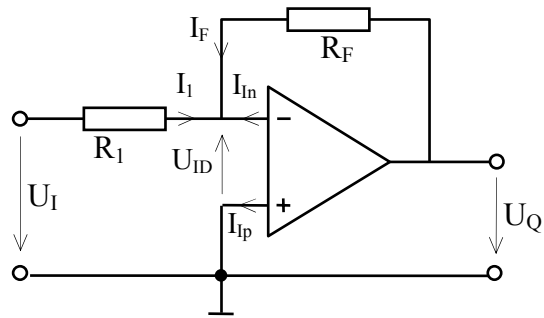
Bei hohen Genauigkeitsanforderungen kann der Eingangs-Offsetspannungs-Fehler mittels Widerstandsbeschaltung (z.B. Potentiometer) an dafür vorgesehenen Anschlüssen des Operationsverstärkers kompensiert werden.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

15.3.2 Fehler durch Eingangsströme (Bias-Ströme)

Annahme: $I_{Ip} = I_{In} \neq 0$

Abbildung 15-32
Invertierender Verstärker
mit Eingangsströmen



Die Eingangsströme I_{Ip} und I_{In} des Operationsverstärkers verursachen Spannungsabfälle an dem äußeren Widerstandsnetzwerk und damit Fehler der Ausgangsspannung.

Berechnung des Fehlers durch die Eingangsströme

Knotengleichung

$$I_1 + I_F + I_{In} = 0$$

Maschengleichungen (mit $U_{ID} = 0$)

$$U_I - I_1 \cdot R_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_1 = U_I / R_1$$

$$U_Q - I_F \cdot R_F = 0 \quad \Rightarrow \quad I_F = U_Q / R_F$$

Daraus ergibt sich

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F$$

$U_{Q_F} = -I_{In} \cdot R_F$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

Kompensation des Eingangsstrom-Fehlers

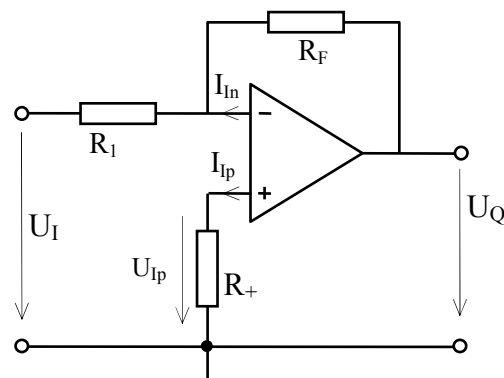
Zur Eliminierung des Fehlers wird eine Kompensationsspannung addiert, die den Ausgangsspannungsfehler gerade aufhebt.

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + U_{komp}$$

Mit $U_{komp} = I_{In} \cdot R_F$ verschwindet der Ausgangsspannungsfehler.

Die Kompensationsspannung wird über den von I_{Ip} an einem Widerstand R_+ verursachten Spannungsabfall $U_{Ip} = I_{Ip} \cdot R_+$ gewonnen.

Abbildung 15-33
Kompensation des
Eingangsstrom-Fehlers



Operationsverstärker-Grundsaltungen

Berechnung von R_+ :

Die Spannung U_{Ip} liegt am nicht invertierenden Eingang. Sie wird daher mit dem Faktor $(1 + \frac{R_F}{R_1})$ des nicht invertierenden Verstärkers verstärkt. U_{Ip} muss so groß sein, dass sich am Verstärkerausgang die Spannung U_{komp} ergibt:

$$U_{komp} = U_{Ip} \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1}) = I_{Ip} \cdot R_+ \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$$

Mit $U_{komp} = I_{In} \cdot R_F$ und $I_{Ip} = I_{In}$ ergibt sich

$$R_+ = \frac{R_1 \cdot R_F}{R_1 + R_F}$$

Die erforderliche Größe von R_+ entspricht der Parallelschaltung von Eingangs- und Rückkopplungswiderstand.

Wandelt man das am invertierenden Eingang angeschlossene Netzwerk aus R_1 , R_F , U_I und U_Q in eine Ersatzspannungsquelle um, so entspricht R_+ dem Innenwiderstand dieser Ersatzspannungsquelle.

Allgemein gilt:

Die Innenwiderstände der an den beiden Eingängen des Verstärkers angeschlossenen Schaltungen sollen gleich sein.

15.3.3 Fehler durch Ungleichheit der Eingangsströme (Eingangs-Offsetstrom)

Wegen Unsymmetrien der Eingangstransistoren sind die Eingangsströme nicht völlig gleich. Dies führt dazu, dass trotz Kompensation des Eingangsstrom-Fehlers nach Abschnitt 15.3.2 ein Fehler (Offsetstrom-Fehler) zurückbleibt.

Annahme: $I_{Ip} - I_{In} = I_{I0} \neq 0$ (I_{I0} = Eingangs-Offsetstrom)

Nach Kompensation des Biasstrom-Fehlers gilt:

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + U_{komp}$$

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} - I_{In} \cdot R_F + I_{Ip} \cdot R_+ \cdot (1 + \frac{R_F}{R_1})$$

$$U_Q = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} + (I_{Ip} - I_{In}) \cdot R_F = -U_I \cdot \frac{R_F}{R_1} + I_{I0} \cdot R_F$$

Damit ergibt sich der Offsetstrom-Fehler:

$$U_{QF} = I_{I0} \cdot R_F$$

Fehleranteil der Ausgangsspannung

15.4 Stabilitätsprobleme – Frequenzgangkorrektur

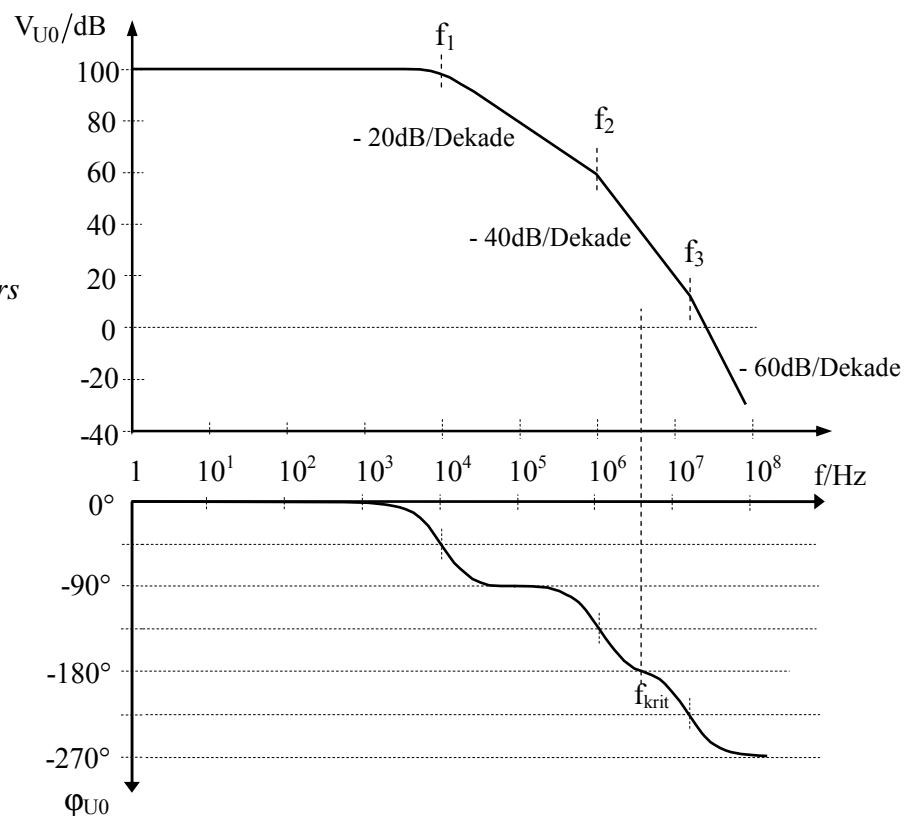
15.4.1 Schwingneigung durch ungewollte Mitkopplung

Schnelle, in ihrem Frequenzgang nicht korrigierte Operationsverstärker können in gegengekoppelter Beschaltung zum unkontrollierten, selbsterregten Schwingen neigen.

Die hierfür verantwortlichen Bedingungen sind folgende:

- * Um mit Operationsverstärkern Schaltungen mit niedrigen bis mittleren Spannungsverstärkungen zu realisieren, wird das Ausgangssignal des Operationsverstärkers auf den invertierenden Eingang zurückgekoppelt. Über die Rückkopplung wirkt damit (bei niedrigen Frequenzen) das Ausgangssignal dem Eingangssignal entgegen (Gegenkopplung; entspricht Phasendrehung um -180°).
- * Ein Operationsverstärker besteht im allgemeinen aus mehreren Verstärkerstufen, die jeweils Tiefpassverhalten mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen besitzen. Jeder Tiefpass bewirkt oberhalb der Grenzfrequenz einen Verstärkungsabfall um -20dB/Dekade und eine Phasenverschiebung um -90° . In dem folgenden Bodediagramm ist der Frequenzgang eines Operationsverstärkers mit Polen (Grenzfrequenzen) bei f_1 , f_2 und f_3 dargestellt. Es ist erkennbar, dass oberhalb der kritischen Frequenz f_{krit} eine Phasenverschiebung von Ausgangsspannung u_Q gegen Eingangsspannung u_{ID} um -180° oder mehr auftritt.

Abbildung 15-34
Frequenzgang eines
Operationsverstärkers
ohne Frequenzgang-
korrektur



- * Zusammen mit der Phasendrehung von -180° bei Rückkopplung des Ausgangssignals auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers kann daher eine Phasendrehung von -360° und mehr zwischen Eingangs- und rückgekoppeltem Ausgangssignal entstehen. Aus der vorgesehenen Gegenkopplung wird dann bei hohen Frequenzen eine Mitkopplung.

15.4.2 Die Schleifenverstärkung

Zur Beurteilung der Stabilität einer gegengekoppelten Operationsverstärkerschaltung bedient man sich der sog. Schleifenverstärkung.

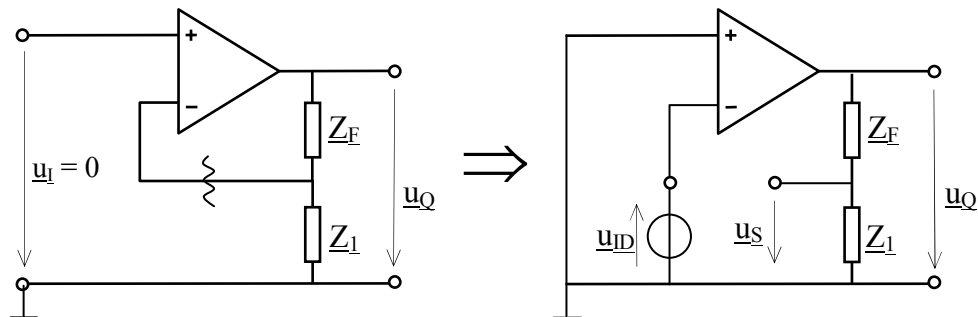
Die Schleifenverstärkung \underline{V}_S eines rückgekoppelten Operationsverstärkers gibt an, mit welchem Verstärkungsfaktor V_S und welcher Phasenlage φ_S ein ohne äußeres Eingangssignal entstehendes Differenzeingangssignal u_{ID} nach Verstärkung durch den Operationsverstärker und Rückkopplung über das Rückkopplungsnetzwerk auf den Differenzeingang zurückwirkt.

Zur Ermittlung der Schleifenverstärkung geht man gedanklich folgendermaßen vor: Der Eingang der Verstärkerschaltung wird kurzgeschlossen (kein Eingangssignal von außen). Der Rückkopplungspfad wird an einer geeigneten Stelle aufgetrennt, z.B. zwischen dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers und dem Rückkopplungsnetzwerk. Nun wird untersucht, mit welcher Gesamtverstärkung eine am Verstärkereingang wirksame Spannung an der Trennstelle im Rückkopplungsnetzwerk erscheint.

Die Schleifenverstärkung ergibt sich aus dem Produkt aus der komplexen Leerlaufverstärkung \underline{V}_{U0} des Operationsverstärkers und dem komplexen Rückkopplungsfaktor \underline{K} des Rückkopplungsnetzwerks ($\underline{V}_S = \underline{V}_{U0} \cdot \underline{K}$).

Die Vorgehensweise soll am Beispiel eines nicht invertierenden Verstärkers demonstriert werden:

Abbildung 15-35 Ermittlung der Schleifenverstärkung eines nicht invertierenden Verstärkers



Die Berechnung der Schleifenverstärkung ergibt für dieses Beispiel:

$$\underline{V}_S = \frac{u_S}{u_{ID}} = \frac{u_Q}{u_{ID}} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_F} = \underline{V}_{U0} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_F} = \underline{V}_{U0} \cdot \underline{K}$$

Der Rückkopplungsfaktor \underline{K} entspricht dem Kehrwert der Verstärkung \underline{V}_{UF} der Schaltung:

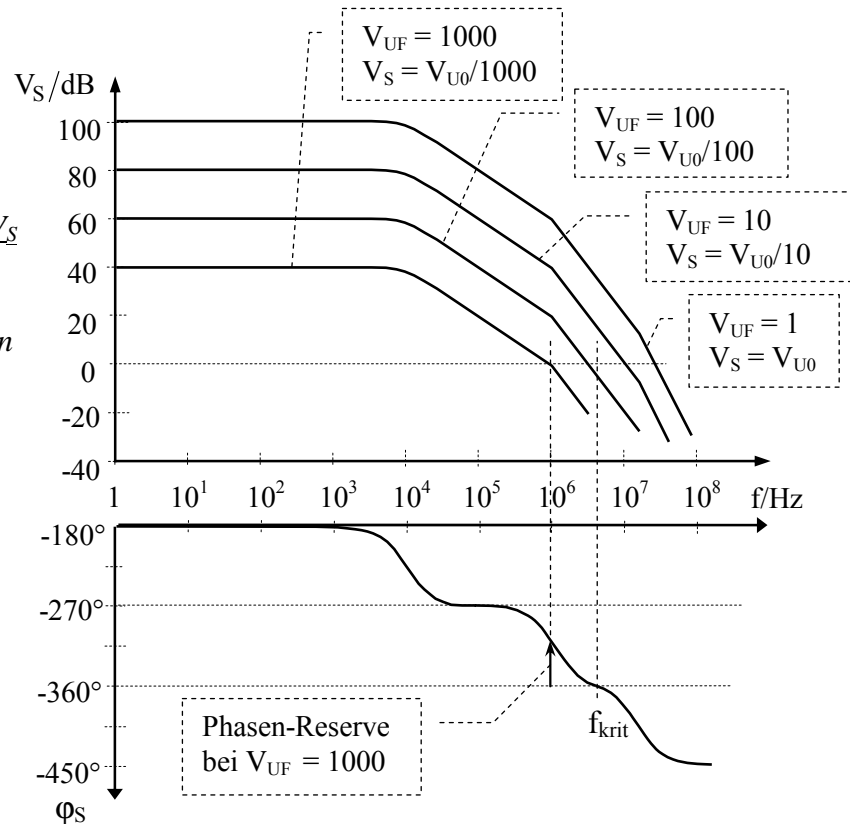
$$\underline{V}_{UF} = \frac{1}{\underline{K}} = \frac{Z_1 + Z_F}{Z_1} = 1 + \frac{Z_F}{Z_1}$$

Ist die Schleifenverstärkung $V_S \geq 1$ und die Phasendrehung des rückgekoppelten Signals $\varphi_S \approx -360^\circ$, dann reichen kleinste Rauschspannungen am Differenzeingang des Operationsverstärkers aus, dass sich durch Verstärkung und Mitkopplung eine selbsterregte Schwingung am Operationsverstärker aufbaut.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Abbildung 15-36 zeigt die Schleifenverstärkung V_S eines gegengekoppelten Verstärkers für verschiedene reelle Verstärkungsfaktoren $V_{UF} = 1 \dots 10^3$. Der Rückkopplungsfaktor ist dann ebenfalls reell und beträgt $K = 1/V_{UF} = 1 \dots 10^{-3}$. Für den betrachteten Operationsverstärker ist ein Frequenzgang der Leerlaufverstärkung V_{U0} gemäß Abbildung 15-34 unterstellt.

Abbildung 15-36
Schleifenverstärkung V_S
für verschiedene
Verstärkungen V_{UF}
eines gegengekoppelten
Verstärkers



Es ist erkennbar, dass die Schaltung für Verstärkungen von ca. $V_{UF} < 10^2$ bei hohen Frequenzen eine Schleifenverstärkung $V_S \geq 1$ bei einer Phasendrehung $\phi_S \geq |-360^\circ|$ aufweist und daher selbsterregt schwingen wird. Erst für Verstärkungen von mehr als $V_{UF} \approx 10^3$ wird die für einen stabilen Betrieb erforderliche Phasenreserve von mindestens 45° erreicht. Unter der Phasenreserve $\alpha = 360^\circ - |\phi_S|$ versteht man den Abstand von ϕ_S von der kritischen Phasendrehung von -360° bei $V_S = 1$.

15.4.3 Frequenzgangkorrektur

Um die Schwingneigung einer Operationsverstärkerschaltung zu eliminieren wird der Frequenzgang so korrigiert, dass die Schaltung bis zur Transitfrequenz f_{ST} der Schleifenverstärkung ($V_S(f_{ST}) = 1$) eine Phasendrehung von deutlich weniger als $|-360^\circ|$ zeigt. Anzustreben ist eine Phasenreserve bei der Transitfrequenz von mindestens 45° , besser von 60° oder mehr.

Zur Frequenzgangkorrektur wird entweder der Frequenzgang des Operationsverstärkers oder der des Rückkopplungsnetzwerkes in geeigneter Weise verändert.

In beiden Fällen kann eine Korrektur mit nacheilender Phase oder eine Korrektur mit voreilender Phase vorgenommen werden.

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Frequenzgangkorrektur am Operationsverstärker

Bei vielen Operationsverstärkern wird die Korrektur des Frequenzganges durch eine bei der Herstellung intern eingebaute Kapazität erreicht. Meist liegt diese Kapazität zwischen Ausgang der Eingangsstufe und Eingang der Ausgangsstufe des Verstärkers. Dadurch wird eine kapazitive Gegenkopplung an der dazwischen liegenden Verstärkerstufe/Koppelstufe bewirkt („Miller-Effekt-Schaltung“). Hierbei werden die beiden unteren Pole (Grenzfrequenzen) des Operationsverstärkers verschoben, ohne dass ein neuer Pol entsteht. Der niederfrequente Pol wird zu niedrigen, der höherfrequente zweite Pol zu höheren Frequenzen verschoben. Meist wird dabei die niedrigste Grenzfrequenz (f_0) des Verstärkers (der dominante Pol der Übertragungsfunktion) auf einen so niedrigen Wert abgesenkt, dass die Leerlaufverstärkung bis zur nächsten wirksamen Grenzfrequenz (oder auch schon darunter) auf $V_{U0} \leq 1$ abgesunken ist (Dominant-Pol-Kompensation). Die Phasenreserve bei der Transistfrequenz beträgt dann mindestens 45° . Der Phasenbeitrag dieser Korrekturmaßnahme ist nachteilig (negativer Winkel). Man bezeichnet dies daher als Korrektur mit nachteiliger Phase (sog. Lag-Kompensation).

Intern frequenzkorrigierte Operationsverstärker neigen nicht zum selbsterregten Schwingen, sind jedoch relativ langsam bzw. besitzen nur eine begrenzte Bandbreite (Verstärkungs-Bandbreite-Produkt meist ca. 1 MHz, z.B. beim $\mu A741$).

Bei manchen Operationsverstärkertypen (z.B. $\mu A748$ und LM101A) ist keine interne Korrekturkapazität eingebaut, statt dessen sind die entsprechenden Anschlusspunkte nach außen geführt, so dass eine an die jeweilige Anwendung angepasste Kapazität für die Festlegung des dominanten Pols extern angeschlossen werden kann. Hierbei lässt sich eine zum Teil wesentlich größere Bandbreite erreichen.

Abbildung 15-37
Korrektur des
Frequenzganges des
Operationsverstärkers
mit nachteiliger Phase
(Lag-Kompensation)

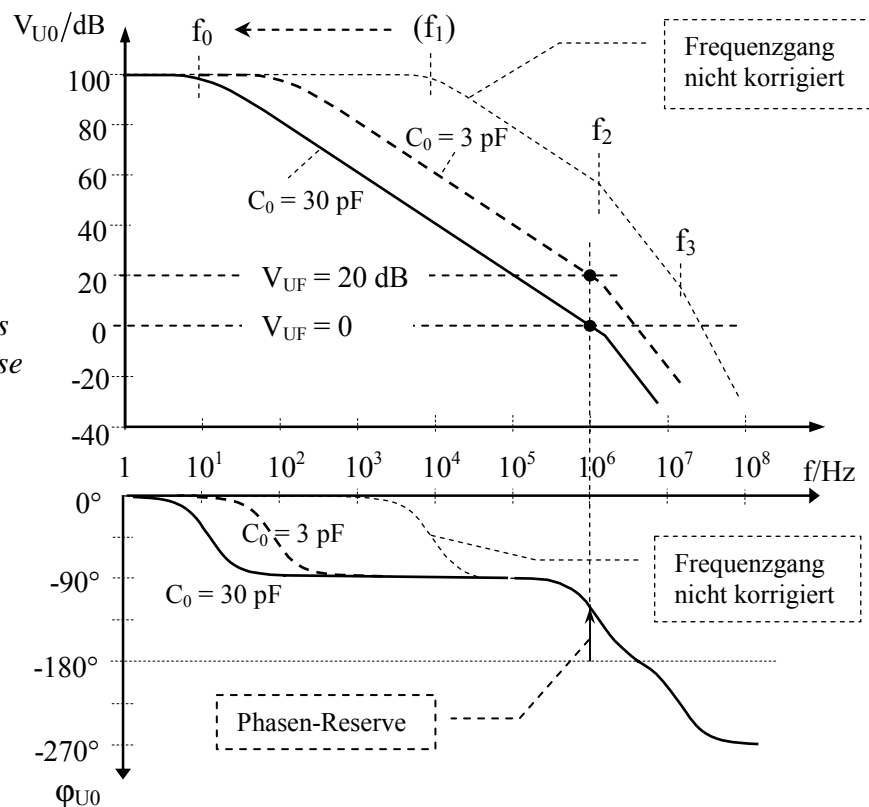


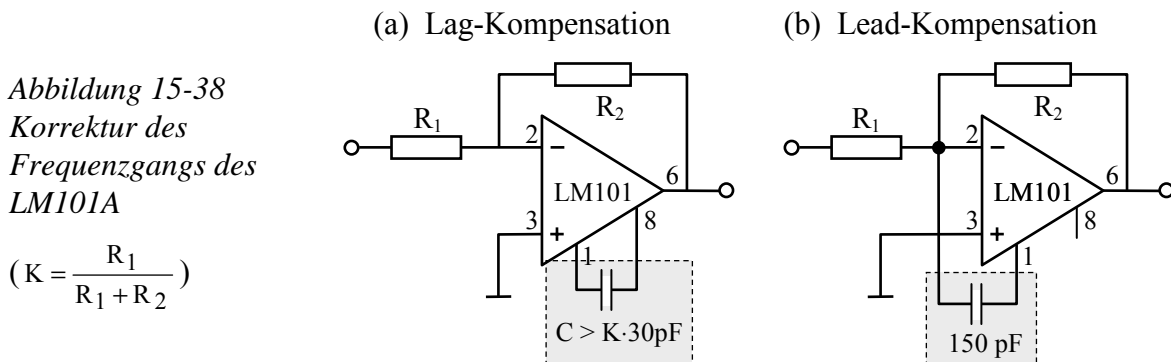
Abbildung 15-37 zeigt die Wirkung der Dominant-Pol-Korrektur für zwei unterschiedliche Korrekturkapazitäten. Mit einer Korrekturkapazität von $C_0 = 30 \text{ pF}$ ergibt sich ein stabiler Betrieb für jede beliebige Betriebsverstärkung (30 pF entspricht der Größe der beim $\mu A741$

Operationsverstärker-Grundsaltungen

intern eingebauten Kapazität). Selbst bei der Verstärkung $V_{UF} = 1$ beträgt die Phasenreserve noch mehr als 45° .

Wird eine Korrekturkapazität von nur $C_0 = 3 \text{ pF}$ vorgesehen (z.B. beim $\mu\text{A}748$ oder LM101A extern anschließbar), dann liegt die obere Grenzfrequenz der Leerlaufverstärkung um den Faktor 10 höher und es ergibt sich bei allen Verstärkungen eine um den Faktor 10 höhere Bandbreite. Allerdings sind jetzt Betriebsverstärkungen von ca. $V_{UF} < 10 \text{ dB}$ nicht mehr zulässig, weil sonst bei der Schleifentransitfrequenz keine ausreichende Phasenreserve mehr vorhanden wäre und die Schaltung instabil arbeiten und unkontrolliert schwingen würde.

In vielen Fällen kann auch eine Frequenzgangkorrektur mit voreilender Phase am Operationsverstärker vorgenommen werden. Hierzu muss allerdings der Ausgang der Eingangsstufe über einen Anschluss von außen zugänglich sein, wie dies z.B. beim $\mu\text{A}748$ und beim LM101A der Fall ist. Dann kann mittels eines hinzuzuschaltenden kleinen Kondensators die Eingangsstufe des Operationsverstärkers für hohe Frequenzen überbrückt und damit ihr Tiefpassverhalten mit Verstärkungsabfall und Phasendrehung unwirksam gemacht werden. Auf diese Weise lässt sich die Phasendrehung des Operationsverstärkers bei hohen Frequenzen um bis zu 90° reduzieren und damit eine höhere nutzbare Bandbreite erreichen. Der Phasenbeitrag dieser Maßnahme ist positiv (also voreilend; feed forward compensation bzw. Lead-Kompensation).



Frequenzgangkorrektur des Rückkopplungsnetzwerks

Der Phasengang der Schleifenverstärkung lässt sich auch durch Änderung des Frequenzgangs des Rückkopplungsnetzwerks korrigieren.

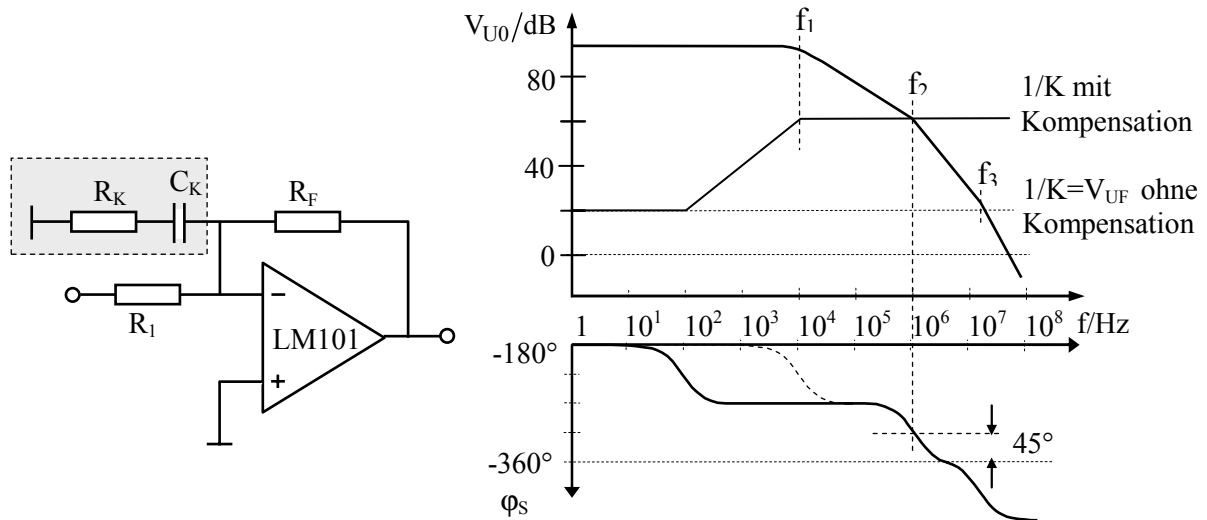
Zur Frequenzgangkorrektur mit nachteilender Phase (Lag-Kompensation) wird eine Reihenschaltung aus Widerstand und Kondensator zwischen invertierendem Eingang und Masse eingeschaltet (siehe Abbildung 15-39).

Wählt man bei einem Verstärker mit den Grenzfrequenzen f_1 , f_2 und f_3 entsprechend Abbildung 15-34 zur Lag-Kompensation

$$R_K \approx \frac{R_F}{V_{U0}(f_2)} \quad \text{und} \quad C_K = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot R_K}$$

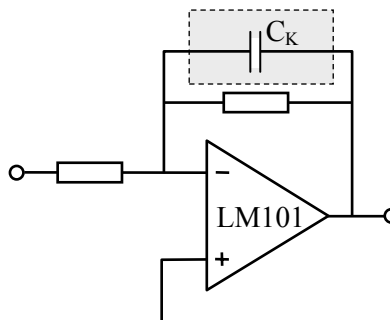
dann fällt die Schleifentransitfrequenz f_{TS} mit der zweiten Grenzfrequenz f_2 des Operationsverstärkers zusammen mit einer Phasenreserve von 45° (siehe Bode-Diagramm in Abbildung 15-39).

Abbildung 15-39 Lag-Kompensation im Rückkopplungs-Netzwerk



Zur Frequenzgangkorrektur mit voreilender Phase (Lead-Kompensation) wird der Rückkopplungszweig des Verstärkers mit einem Kondensator beschaltet, so dass ein Hochpassverhalten des Rückkopplungsnetzwerks resultiert (Abbildung 15-40). Damit lässt sich die Phasendrehung der Schleifenverstärkung in einem begrenzten Frequenzbereich um bis zu 90° reduzieren und die Transitfrequenz der Schleifenverstärkung bis auf f_3 anheben..

Abbildung 15-40
Lead-Kompensation im
Rückkopplungs-
Netzwerk



Wird allerdings die Kompensation nicht sehr genau eingestellt, so kann sie unwirksam werden oder gar die Neigung zur Instabilität erhöhen.

15.4.4 Stabilität bei kapazitiver Last und beim Differenzierer

Auch beim Einsatz eines frequenzkorrigierten Operationsverstärkers können Stabilitätsprobleme auftreten, wenn die äußere Beschaltung den Gesamtfrequenzgang ungünstig beeinflusst.

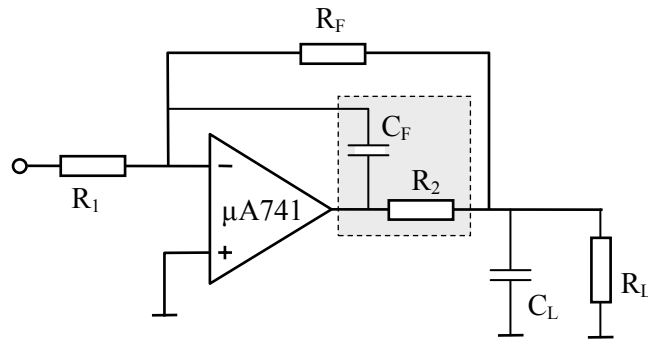
Solche Bedingungen können sich z.B. einstellen bei einer kapazitiven Last. Zusammen mit dem Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers bildet die kapazitive Last einen zusätzlichen Tiefpass. Damit kann die Phasenreserve des Operationsverstärkers aufgebraucht und Instabilität verursacht werden. Um dies zu vermeiden, wird die Wirkung der kapazitiven Last mit einem R-C-Glied gemäß Abbildung 15-41 kompensiert.

Der Widerstand R_2 wird nach technischen Gesichtspunkten gewählt (niederohmig); für die Kompensationskapazität wählt man die Größe

$$C_F = C_L \cdot \frac{R_a + R_2}{R_F} \quad \text{mit} \quad R_a = \text{Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers}$$

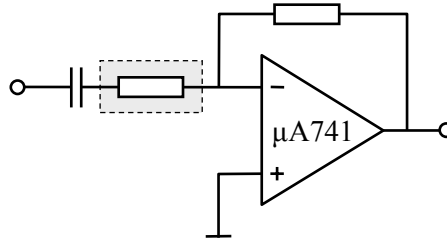
Operationsverstärker-Grundsaltungen

Abbildung 15-41
Frequenzkompensation
bei kapazitiver Last



Schwingneigung kann wegen des Tiefpassverhaltens des Rückkopplungsnetzwerkes auch bei dem Differenzierer nach Abbildung 15-18 auftreten. Zur Abhilfe fügt man einen (niederohmigen) Widerstand in Reihe zu dem Eingangskondensator ein.

Abbildung 15-42
Frequenzkompensation
beim Differenzierer



15.5 Übungsaufgaben zu Operationsverstärker-Grundsaltungen

Aufgabe 15-1: Allgemeine Fragen

- Woran erkennt man Mit- und Gegenkopplung bei einer Operationsverstärkerschaltung ?
- Welche Gemeinsamkeiten und welche Unterschiede gibt es zwischen Komparator und Schmitt-Trigger ?
- Welche Bedeutung hat die Eingangsdifferenzspannung $U_{ID} = 0 \text{ V}$ beim Komparator und Schmitt-Trigger sowie bei gegengekoppelten Operationsverstärkerschaltungen ?
- Bei welcher Operationsverstärkerschaltung tritt eine Hysterese auf und was versteht man darunter ?
- Welche Fehler entstehen durch Offsetspannung und Offsetstrom und wie reduziert oder eliminiert man diese Fehler ?
- Was versteht man unter der Schleifenverstärkung ?
- Beschreibe den Frequenzgang eines Operationsverstärkers ?
- Was versteht man unter Frequenzgangkorrektur ?
- Was versteht man unter der Phasenreserve und wie groß sollte sie sein ?
- Wie sieht der typische Frequenzgang eines frequenzgangkorrigierten (frequenzkompensierten) Operationsverstärkers aus ?

Aufgabe 15-2: Subtrahierer

Dimensioniere einen Subtrahierer für $U_Q = 10 \cdot U_1 - 3 \cdot U_2$

Wähle die Dimensionierung so, dass mindestens die Hälfte des maximal möglichen Ausgangsstromes des Operationsverstärkers ($I_{\text{out/max}} = 20 \text{ mA}$) für eine am Ausgang des Subtrahierers angeschlossene Last zur Verfügung steht (es sei $|U_Q|_{\text{max}} = 10 \text{ V}$).

Operationsverstärker-Grundsaltungen

Aufgabe 15-3: PI-Regler

(a) Dimensioniere einen PI-Regler für $u_Q = -\left\{3 \cdot u_I(t) + \frac{1}{5s} \int_0^t u_I(t) \cdot dt\right\}$ mit $U_Q(0) = 0V$

(b) Wie lange dauert es, bis nach einem Spannungssprung von $u_I = 0V$ auf $u_I(0) = -1V$ eine Ausgangsspannung von $u_Q(t) = +5V$ erreicht wird ?

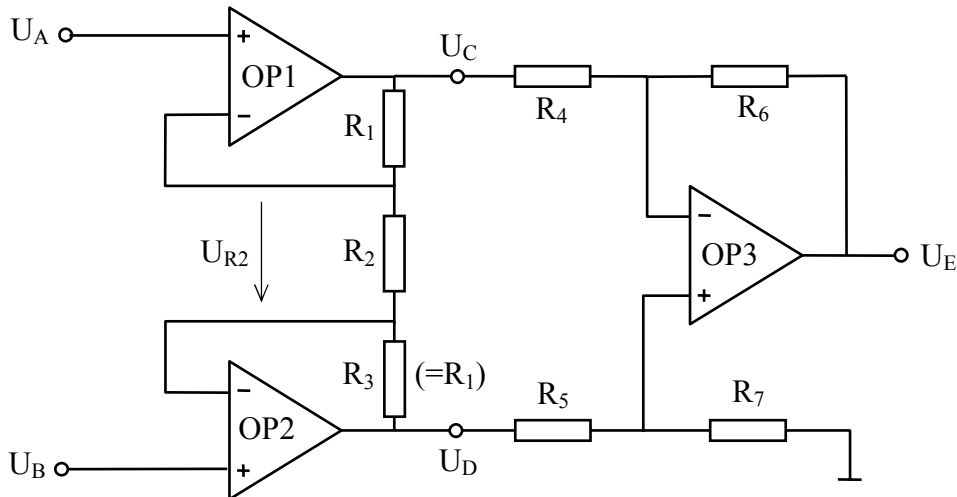
Aufgabe 15-4: Schmitt-Trigger

Zeichne und dimensioniere einen nicht-invertierenden Schmitt-Trigger mit den Schwellen $U_{S1} = +200\text{ mV}$ und $U_{S2} = 100\text{ mV}$. (Gehe von Werten der Ausgangsspannung $U_{QM} = \pm 14\text{ V}$ aus. Der Rückkopplungswiderstand soll die Größe $R = 220\text{ k}\Omega$ besitzen)

16 Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

16.1 Instrumentenverstärker

Abbildung 16-1 Der Instrumentenverstärker



Die beiden gegengekoppelten Verstärker OP1 und OP2 halten jeweils ihre Eingangs-Differenzspannung U_{ID} gleich Null. Damit stellen sie am Widerstand R_2 eine Spannung ein, die gleich der Differenz der Eingangsspannungen U_A und U_B ist.

$$U_{R2} = U_A - U_B$$

Der Strom $I_{R2} = (U_A - U_B) / R_2$ durch den Widerstand R_2 wird über den Widerstand R_1 vom Ausgang des OP1 geliefert und fließt über R_3 zum Ausgang von OP2 ab.

Zwischen den beiden Operationsverstärkerausgängen ergibt sich daher die Spannung

$$U_C - U_D = I_{R2} \cdot (R_1 + R_2 + R_3) = (U_A - U_B) \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2}$$

Mit $R_3 = R_1$ wird daraus

$$U_C - U_D = (U_A - U_B) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}\right)$$

Der Differenzverstärker OP3 erzeugt eine zu $(U_D - U_C)$ proportionale Spannung U_E . Meist sind die Widerstände R_4 bis R_7 gleich groß. Dann wird

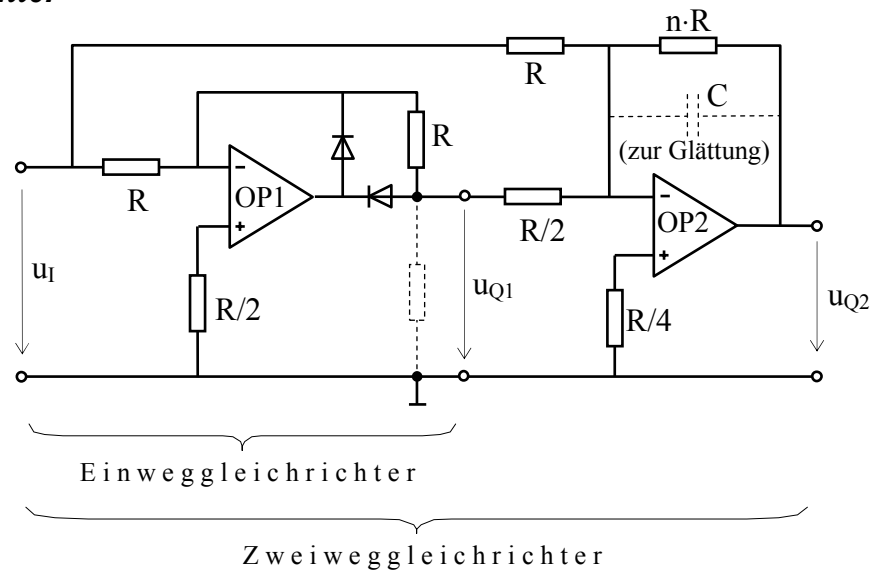
$$U_E = (U_B - U_A) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_2}\right)$$

Vorteile des Instrumentenverstärkers sind:

- sehr hoher Eingangswiderstand und niedriger Ausgangswiderstand,
- Verstärkung an einem einzelnen Widerstand (R_2) einstellbar.

16.2 Präzisionsgleichrichter

Abbildung 16-2
Präzisionsgleichrichter



Der Operationsverstärker OP1 führt eine Einweggleichrichtung durch (invertierend). Der Operationsverstärker OP2 verstärkt das Ausgangssignal von OP1 zweifach und addiert es zum Eingangssignal. Das Summensignal wird n-fach verstärkt und invertiert ausgegeben. Die Gesamtfunktion umfasst daher eine Zweiweggleichrichtung mit n-facher Verstärkung.

Es gilt:

$$\begin{aligned} \text{a) Einweggleichrichter:} \quad & u_I \geq 0 \quad \Rightarrow \quad u_{Q1} = -u_I \\ & u_I \leq 0 \quad \Rightarrow \quad u_{Q1} = 0 \\ \text{b) Zweiweggleichrichter} \quad & u_{Q2} = -\left(u_I \cdot \frac{n \cdot R}{R} + u_{Q1} \cdot \frac{n \cdot R}{R/2}\right) \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \quad u_{Q2} = -n \cdot (u_I + 2 \cdot u_{Q1}) = |n \cdot u_I|$$

Mit Hilfe dieses Präzisionsgleichrichters lassen sich Wechselspannungen im mV-Bereich gleichrichten.

(Mit einfachen Dioden-Gleichrichtern ist dies wegen der Schwellspannung der Dioden nicht möglich).

Für die Gleichrichtung von Spannungen im mV-Bereich dürfen die Widerstände in der Schaltung nur geringe Toleranzen besitzen. Es sind Operationsverstärker mit geringen Offsetwerten einzusetzen. Zudem ist ein sorgfältiger Offsetabgleich erforderlich.

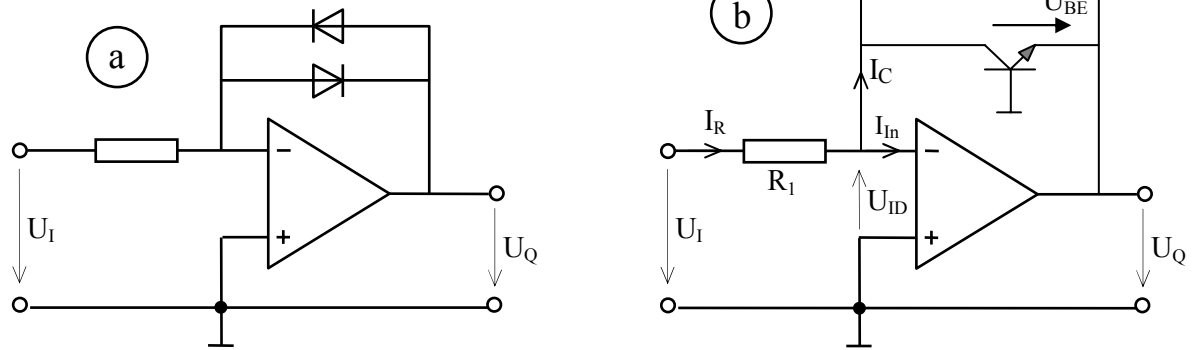
16.3 Logarithmieren

Zum Logarithmieren setzt man Bauelemente mit logarithmischer Kennlinie im Rückkopplungszweig eines Operationsverstärkers ein. Prinzipiell könnten dies Dioden sein (Schaltung a in Abbildung 16-3).

In der Praxis verwendet man jedoch die Kollektor-Emitter-Strecke von an der Sättigungsgrenze betriebenen Transistoren ($U_{CE} = U_{BE}$) (Schaltung b in Abbildung 16-3), da deren Kennlinien über eine größere Anzahl (6 – 9) von Dekaden exakt logarithmisch verläuft, als die von Dioden (2-3).

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Abbildung 16-3 Logarithmierer



Je nach Polarität von U_I ist einer der Transistoren leitend $|I_C| = I_{S1} \cdot (e^{|U_{BE}|/U_T} - 1)$

Mit $U_{ID} \approx 0$, $I_{In} \approx 0$, $|U_Q| \approx |U_{BE}|$ sowie $I_R \approx I_C$

gilt $|I_R| \approx |U_I|/R_1 \approx I_{S1} \cdot (e^{|U_Q|/U_T} - 1)$

Löst man diese Gleichung nach $|U_Q|$ auf und berücksichtigt die invertierende Arbeitsweise der Schaltung so ergibt sich

$$U_Q \approx -\frac{U_I}{|U_I|} \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{|U_I|}{R_1 \cdot I_{S1}} + 1\right)$$

Für Eingangsströme $I_R \approx U_I/R$, die deutlich größer sind als der Sperrsättigungsstrom I_{S1} der Basis-Emitter-Dioden gilt

$$U_Q \approx -\frac{U_I}{|U_I|} \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{|U_I|}{R_1 \cdot I_{S1}}\right)$$

Die Schaltung logarithmiert die Eingangsspannung.

Zahlenbeispiel:

$$T = 300 \text{ K}$$

$$I_{S1} = 10^{-10} \text{ A}$$

$$U_T = 26 \text{ mV}$$

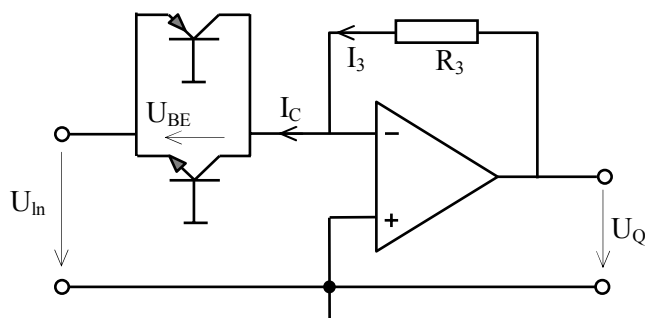
$$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$

U_I	U_Q
0,01 V	- 120 mV
0,1 V	- 180 mV
1 V	- 240 mV
10 V	- 300 mV

16.4 Delogarithmieren

Eine logarithmische Spannung U_{In} kann mit folgender Schaltung delogarithmiert werden:

Abbildung 16-4
Delogarithmierer



Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

$$|I_C| = I_{S3} \cdot (e^{\frac{|U_{BE}|}{U_T}} - 1) \approx I_{S3} \cdot e^{\frac{|U_{BE}|}{U_T}}$$

Mit

$$|U_{BE}| = |U_{In}|$$

$$I_3 \approx I_C = -\frac{U_{In}}{|U_{In}|} \cdot |I_C|$$

$$U_Q \approx I_3 \cdot R_3$$

$$U_Q = -\frac{U_{In}}{|U_{In}|} \cdot |I_C| \cdot R_3$$

wird

$$U_Q \approx -\frac{U_{In}}{|U_{In}|} \cdot R_3 \cdot I_{S3} \cdot e^{\frac{|U_{In}|}{U_T}}$$

Zahlenbeispiel:

$$T = 300 \text{ K}$$

$$I_{S3} = 10^{-10} \text{ A}$$

$$U_T = 26 \text{ mV}$$

$$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$$

U_{In}	U_Q
120 mV	- 0,01 V
180 mV	- 0,1 V
240 mV	- 1 V
300 mV	- 10 V

Anmerkung zum Logarithmierer und zum Delogarithmierer:

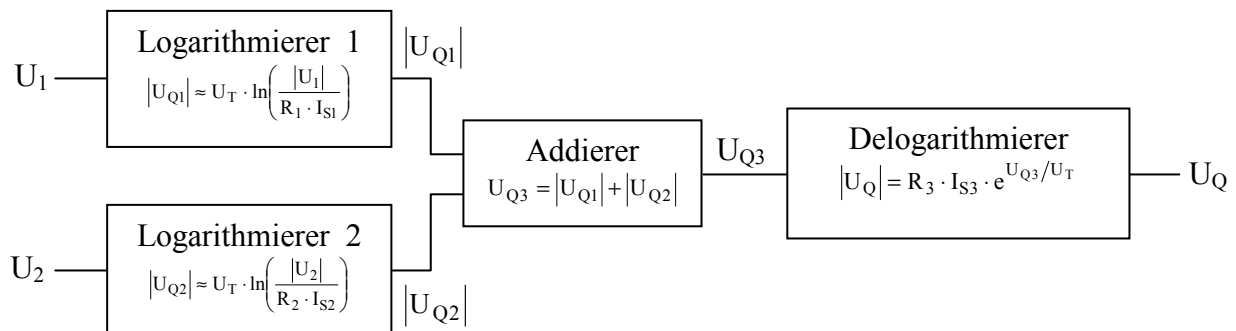
Die beiden Transistoren im Logarithmierer bzw. im Delogarithmierer müssen möglichst identische Eigenschaften besitzen und möglichst gut thermisch gekoppelt werden. Beim Betrieb ist auf möglichst konstante Temperatur zu achten.

Bei den Operationsverstärkern muss auf kleine Eingangsströme und einen sehr sorgfältigen Offsetspannungsabgleich geachtet werden.

16.5 Multiplizierer

Die Multiplikation zweier Spannungen mit Operationsverstärkern wird auf die Addition der Logarithmen zurückgeführt. Die Abbildung 16-5 zeigt das Funktionsprinzip:

Abbildung 16-5 Prinzipschaltbild für die Multiplikation zweier Spannungen



Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Für die Ausgangsspannung ergibt sich:

$$|U_Q| = R_3 \cdot I_{S3} \cdot e^{\ln \frac{|U_1|}{R_1 \cdot I_{S1}} + \ln \frac{|U_2|}{R_2 \cdot I_{S2}}}$$

Damit erhält man

$$|U_Q| = \frac{R_3 \cdot I_{S3}}{R_1 \cdot I_{S1} \cdot R_2 \cdot I_{S2}} \cdot (|U_1| \cdot |U_2|)$$

Der tatsächliche Schaltungsaufbau ist komplizierter, damit Eingangssignale beliebiger Polarität korrekt verarbeitet und ein Ausgangssignal mit richtiger Polarität erzeugt wird.

Zahlenbeispiel:

$$\begin{aligned} R_1 = R_2 &= 1 \text{ M}\Omega & I_{S1} = I_{S2} &= 10^{-10} \text{ A} \\ R_3 &= 1 \text{ k}\Omega & I_{S3} &= 10^{-12} \text{ A} \end{aligned}$$

Mit dieser Beschaltung ergibt sich:

$$U_Q = \frac{U_1 \cdot U_2}{10V}$$

Ein Multiplizierer mit dieser Auslegung kann Eingangsspannungen im Bereich $-10V \leq U_1 \leq +10V$ verarbeiten und dabei Ausgangsspannungen im Bereich $-10V \leq U_Q \leq +10V$ erzeugen.

Anmerkung zum Multiplizierer:

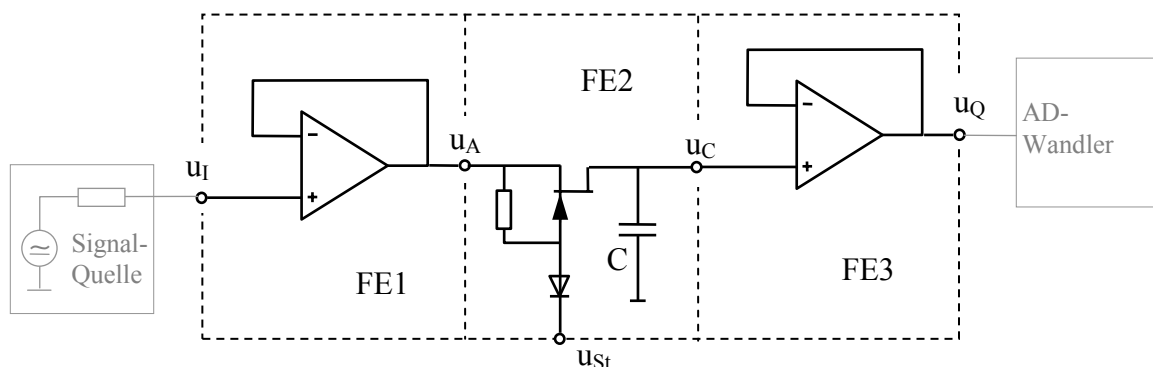
Im Handel sind integrierte Multiplizierer verfügbar, deren Übertragungsgleichung diesem Beispiel entspricht und die auch zum Dividieren eingesetzt werden können.

Es ist nicht sinnvoll, einen Analog-Multiplizierer selbst aufbauen zu wollen. Wegen unlösbarer Probleme bei der Auswahl der erforderlichen logarithmischen Bauelemente und wegen der nicht erreichbaren optimalen thermischen Kopplung wäre der Versuch auf jeden Fall zum Scheitern verurteilt.

16.6 Abtast-Halte-Glieder (Sample & Hold – Verstärker)

Abtast-Halte-Glieder dienen dazu, bestimmte Augenblickswerte einer variablen analogen Spannung für eine gewisse Zeit zu speichern und für eine Weiterverarbeitung (z.B. zur Analog-Digital-Wandlung für eine digitale Signalverarbeitung) bereitzustellen.

Abbildung 16-6 Abtast-Halteglied mit FET-Analogschalter



Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

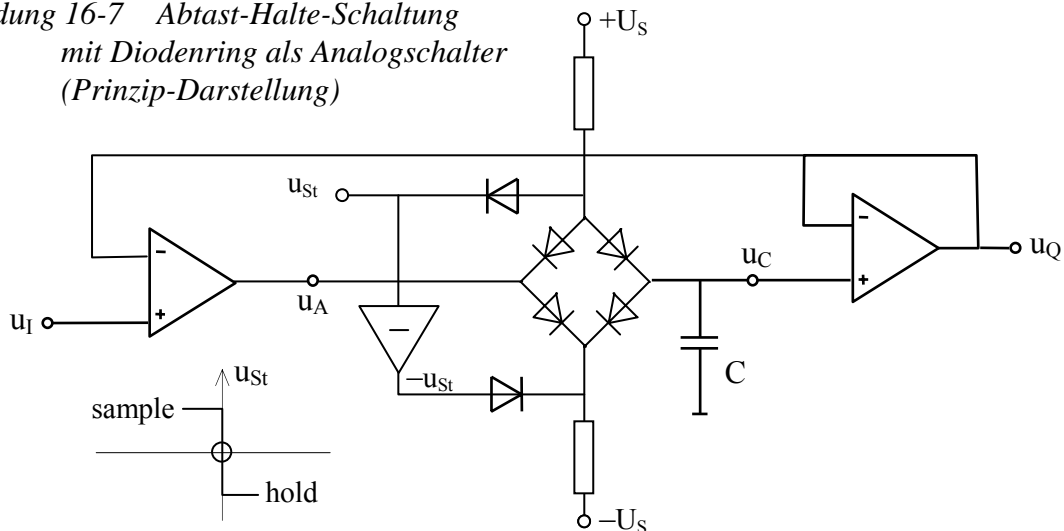
Das Abtast-Halte-Glied besteht aus einem Impedanzwandler (FE1), mit dem das analoge Eingangssignal u_I hochohmig gemessen und niederohmig (u_A) der eigentlichen Abtast- und Halteschaltung (FE2) zugeführt wird. Soll ein niederohmiges Analogsignal u_I ausgewertet werden, so kann u.U. der erste Impedanzwandler (FE1) entfallen.

Die Abtast- und Halte-Schaltung besteht aus einem FET als Analogschalter und einem Speicherkondensator. Der FET wird durch ein Steuersignal u_{St} ein oder ausgeschaltet. Bei leitendem Transistor folgt die Spannung u_C am Speicherkondensator der Spannung u_A und damit dem Eingangssignal u_I . Wird der FET gesperrt, so speichert der Kondensator den zum Zeitpunkt des Sperrens anliegenden Augenblickswert der Eingangsspannung. Die Spannung u_C wird über einen zweiten Impedanzwandler (FE3) hochohmig gemessen und niederohmig zur Weiterverarbeitung ausgegeben (u_Q).

Damit u_C (und u_Q) schnellen Eingangssignalen u_I folgen bzw. sich schnell an u_I angleichen können, wählt man schnelle Verstärker, einen Speicherkondensator mit geringer Kapazität und einen FET mit niedrigem Widerstand r_{DSon} . Damit der Kondensator in der Hold-Phase nicht zu schnell entladen wird, muss der angeschlossene Impedanzwandler (FE3) einen hinreichend großen Eingangswiderstand besitzen. Weiterhin muss ein FET gewählt werden, der im gesperrten Zustand einen möglichst kleinen Strom I_{Doff} besitzt.

Für besonders schnelle Abtast-Halteglieder verwendet man eine geschaltete Diodenbrücke anstelle des FET-Schalters. Mit ultraschnellen Dioden und einer entsprechend schnellen Ansteuerschaltung erreicht man Schaltzeiten von unter 1 ns.

Abbildung 16-7 Abtast-Halte-Schaltung mit Diodenring als Analogschalter (Prinzip-Darstellung)



Man unterscheidet zwei Betriebsweisen von Abtast-Halte-Gliedern. Beim Track&Hold-Modus (T&H) wird über eine relativ lange Zeit das Ausgangssignal dem Eingangssignal nachgeführt (Track-Modus), ehe in den Hold-Modus (Speichern des letzten Augenblickswertes) umgeschaltet wird. Der T&H-Modus wird z.B. gewählt, wenn nur ein einzelner, bei einem bestimmten Triggerereignis vorliegender Augenblickswert gemessen werden soll.

Der Sample&Hold-Modus (S&H) wird gewählt, wenn ein analoges Signal quasi-kontinuierlich erfasst und digital ausgewertet werden soll. Beim S&H-Modus treten daher periodisch kurze Sample-Impulse für die Angleichung des Ausgangs- an das Eingangssignal auf. Zwischen je zwei Sample-Phasen folgt eine Hold-Phase, die gerade so lang ist, wie dies zur digitalen Auswertung notwendig ist.

Zwischen den beiden Betriebsweisen existiert ein fließender Übergang.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Abbildung 16-8 Betriebsweise von Track & Hold - und Sample & Hold - Verstärker

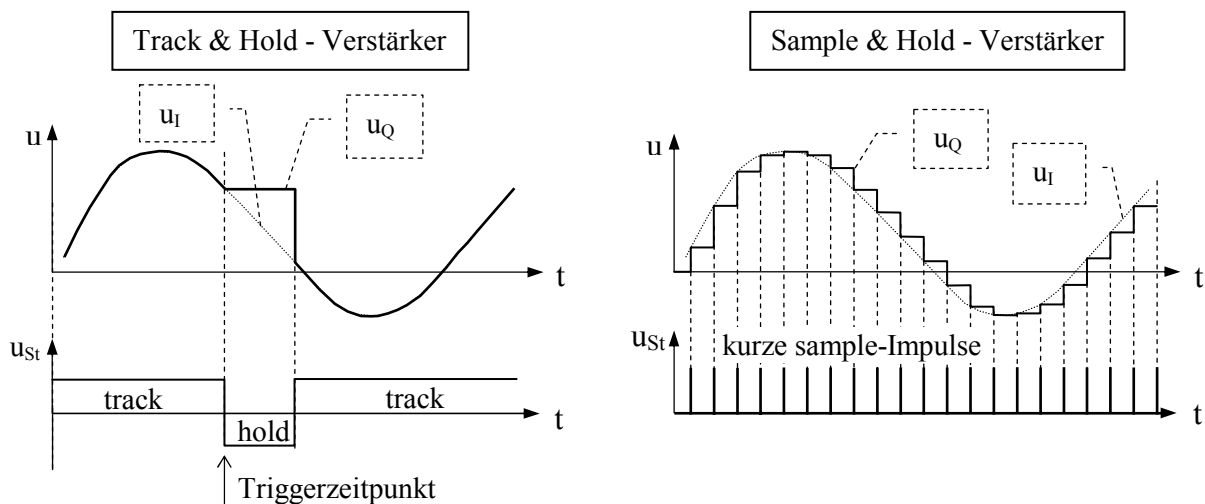
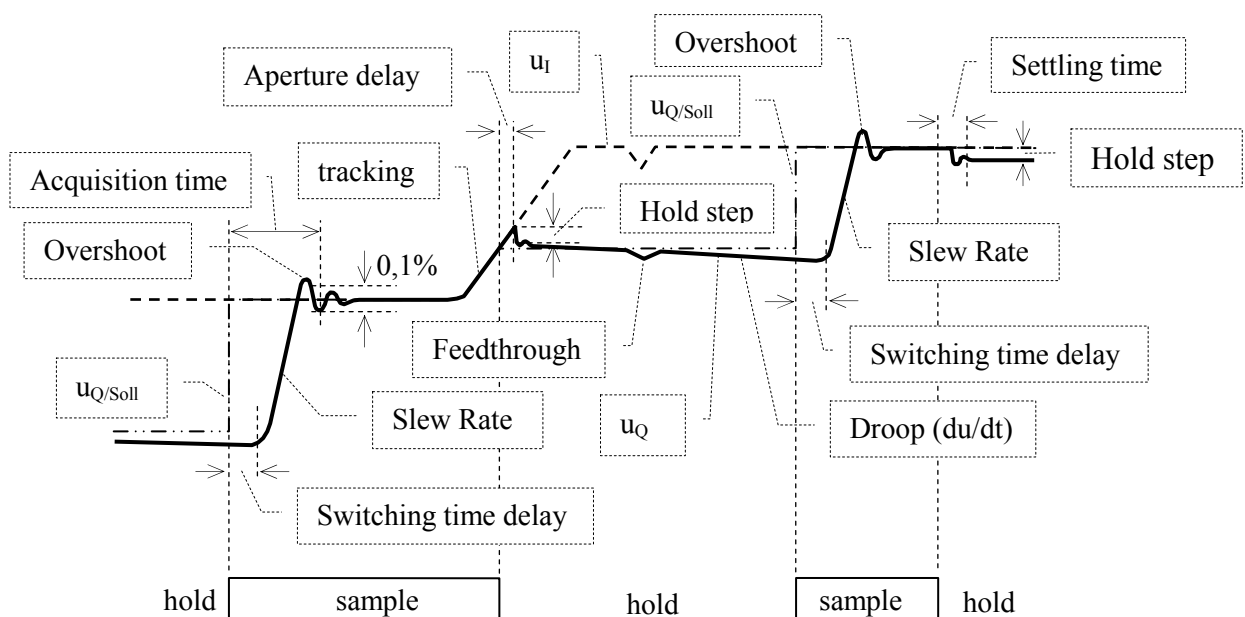


Abbildung 16-9 zeigt, welche Probleme aufgrund der dynamischen Eigenschaften eines Abtast-Haltegliedes auftreten. Während der hold-Phase tritt wegen nicht vermeidbarer Leckströme eine gewisse Spannungsdrift (Droop) auf. Der Übergang von der hold- zur sample- oder track-Phase vollzieht sich immer mit einer bestimmten Zeitverzögerung (switching time delay). Der anschließende Übergang zu einem neuen Signalwert erfolgt mit einer bestimmten maximalen Änderungsgeschwindigkeit (slew rate). Der neue Signalwert wird erst nach einem gewissen Einschwingvorgang (overshoot) hinreichend genau erreicht. Zeitverzögerung, maximale Änderungsgeschwindigkeit und Einschwingvorgang ergeben zusammen die sog. Einstellzeit (acquisition time). In der verbleibenden sample-Zeit folgt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung (Tracking). Das Umschalten in die hold-Phase erfolgt wieder mit einer gewissen Zeitverzögerung (Aperture delay). Durch eine nicht vermeidbare Ladungseinkopplung beim Schalten ergibt sich ein kleiner Spannungssprung (hold step). Während der hold-Phase können starke Änderungen der Eingangsspannung auf den Ausgang übersprechen (feedthrough).

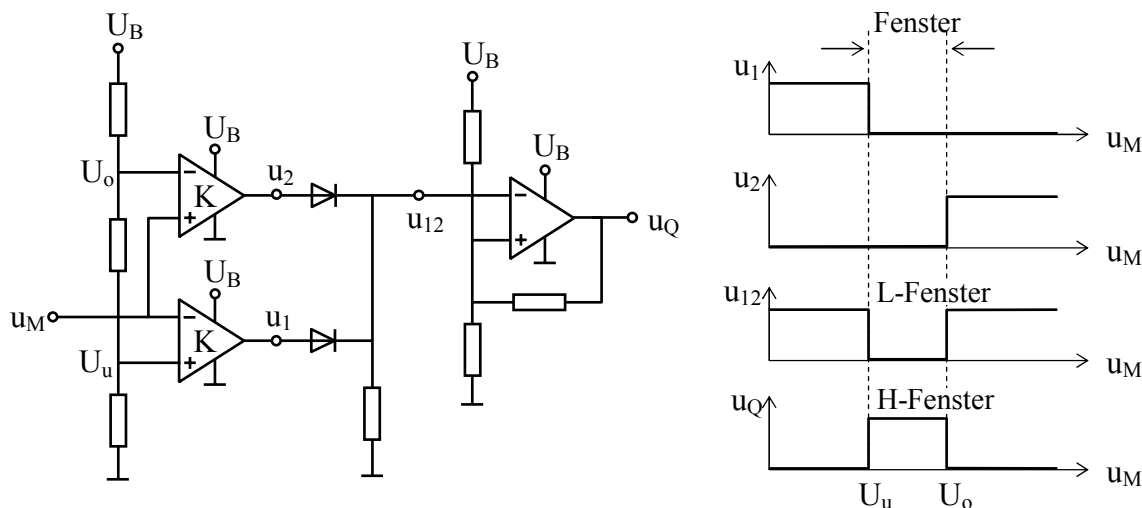
Abbildung 16-9 Dynamisches Verhalten eines Abtast-Haltegliedes



16.7 Fensterkomparatoren

Fensterkomparatoren zeigen an, ob ein elektrisches Signal innerhalb oder außerhalb eines durch zwei Grenzen definierten Bereiches ("Fenster") liegt. Man benötigt dazu zwei Komparatoren mit einer geeigneten Beschaltung zur Einstellung der Bereichsgrenzen (Schaltschwellen der Komparatoren). Abbildung 16-10 zeigt eine einfache Schaltung eines Fensterkomparators

Abbildung 16-10 Prinzip eines Fensterkomparators



Die Halbleiterindustrie stellt integrierte Fensterkomparatoren mit verbesserten bzw. zusätzlichen Eigenschaften zur Verfügung.

Bei dem als Fensterdiskriminator bezeichneten TCA 965 von Siemens z.B. lassen sich die Fensterbreite und die Fenstermitte durch jeweils eine extern anzulegende Spannung einstellen. Hierfür ist eine einstellbare Referenzspannungsquelle integriert. Durch einen extern anzuschließenden Widerstand lässt sich eine Hysterese der Fensterkanten erreichen, so dass Schaltflattern vermieden wird (Eine kleine Schalthysterese von ca. 5 mV zur Verbesserung der Schalteigenschaften der Komparatoren ist voreingestellt.) Der Baustein hat für die beiden Komparatoren, sowie für L- und H-Fenster open-collector-Ausgänge, die mit jeweils 50 mA belastet werden können.

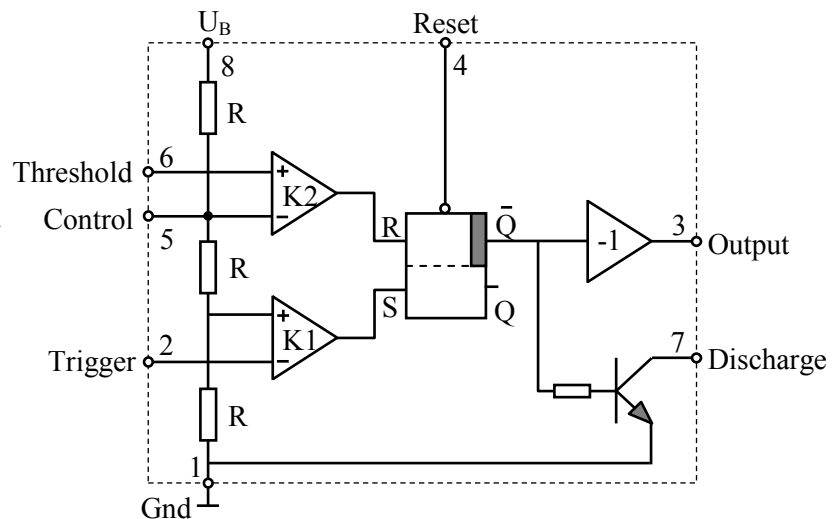
16.8 Multivibratoren mit dem Timer 555

Abbildung 16-11 zeigt das Blockschaltbild des Timerbausteins 555, der von zahlreichen Herstellern angeboten wird. Der integrierte Baustein beinhaltet zwei Komparatoren K1 und K2, ein RS-Flip-Flop, das über die Komparatoren gesetzt oder rückgesetzt wird, eine invertierende Pufferstufe und einen Einzeltransistor mit open-collector-Ausgang. Je ein Eingang der Komparatoren ist an einen internen Spannungsteiler aus drei gleichen Widerständen angeschlossen. Die Komparatoren haben damit Schaltschwellen bei $(1/3) \cdot U_B$ und bei $(2/3) \cdot U_B$. Die beiden übrigen Eingänge der Komparatoren sind herausgeführt. Das Flip-Flop kann über einen zusätzlichen Eingang direkt rückgesetzt werden.

Die Anwendungsmöglichkeiten des Bausteins sind vielfältig (Flip-Flop mit Leistungsausgang, Präzisionstrigger etc.). Die Hauptanwendung liegt jedoch im Bereich der Multivibratoren.

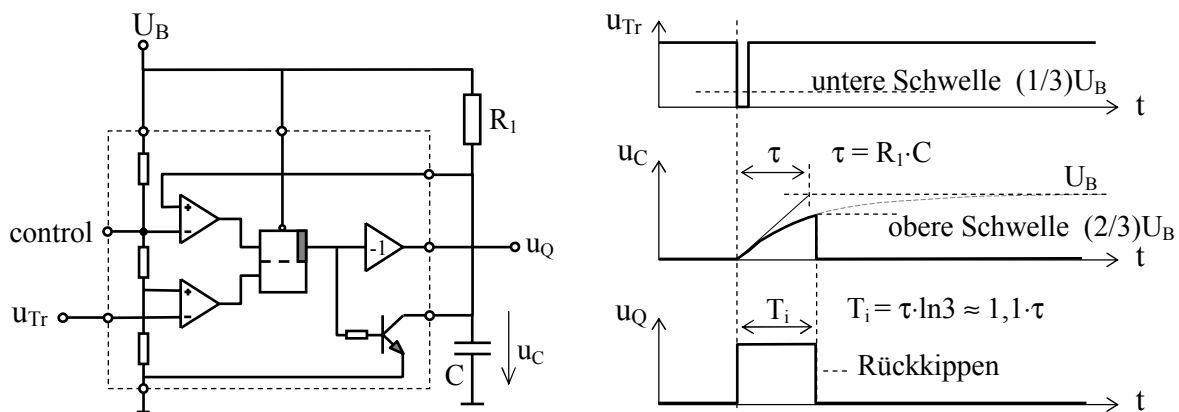
Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Abbildung 16-11
Blockschaltbild des Timers 555



Die folgende Abbildung zeigt eine einfache Zeitstufe (= einfacher Monovibrator)

Abbildung 16-12 Einfacher Monovibrator



Im stationären Zustand zeigt der Schaltungsausgang (u_Q) L-Potenzial, sofern der Triggereingang auf H-Potenzial liegt [$u_{Tr} > (1/3) \cdot U_B$]. Der leitende Transistor im Timer hält den extern zugeschalteten Kondensator C im entladenen Zustand.

Schaltet der Eingang kurzzeitig auf L-Potenzial [$u_{Tr} < (1/3) \cdot U_B$], so wird das interne Flip-Flop gesetzt, der Ausgang springt auf H-Potenzial und der nun gesperrte Transistor gibt den Kondensator frei, der nun über R_1 aufgeladen wird.

Erreicht die Kondensatorspannung u_C die obere Schwelle [$(2/3) \cdot U_B$], so wird das Flip-Flop zurückgesetzt. Der Ausgang kippt wieder auf L-Potenzial; der Anfangszustand ist wieder erreicht.

Die Zeitdauer T_i , für die der Ausgang auf H-Potenzial verharrt, lässt sich aus der Aufladefunktion des Kondensators berechnen:

Die Kondensatorspannung folgt der Exponentialgleichung $u_C(t) = U_B \cdot (1 - e^{-t/\tau})$

Setzt man in dieser Gleichung $t = T_i$ und $u_C(T_i) = (2/3) \cdot U_B$ so ergibt sich

$$\frac{2}{3} \cdot U_B = U_B \cdot (1 - e^{-T_i/\tau})$$

Löst man diese Gleichung nach T_i auf, so erhält man

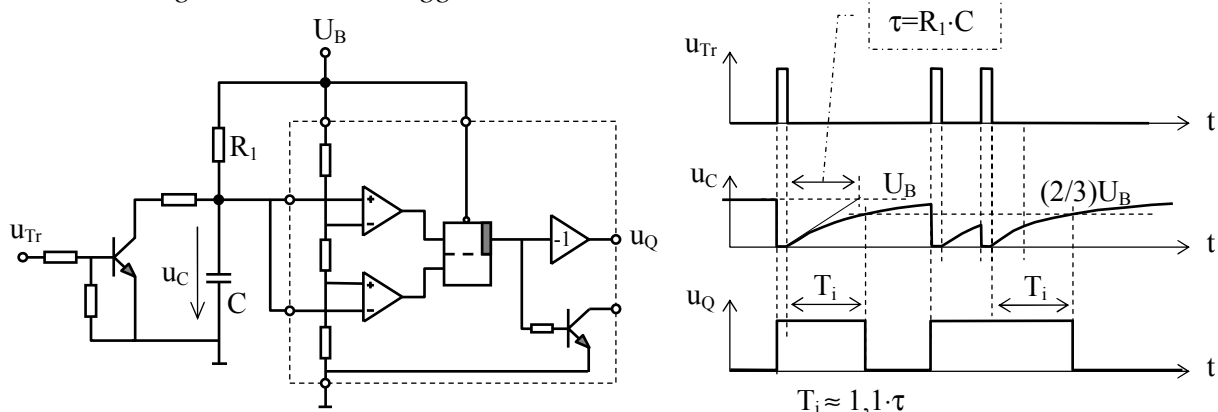
$$T_i = \tau \cdot \ln 3$$

Die Laufzeit der Zeitstufe lässt sich über die Zeitkonstante $\tau = R_1 \cdot C$, aber auch durch Änderung der internen Schaltschwelle des Timers über den Eingang *control* ändern.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Die Abbildung 16-13 stellt eine nachtriggerbare Zeitstufe dar.

Abbildung 16-13 Nachtriggerbarer Monovibrator



Hier ist das zeitbestimmende RC-Glied dem Triggereingang des Timers vorgeschaltet.

Im stationären Ruhezustand mit L-Potenzial am Schaltungseingang [$u_{Tr} \approx 0V$] ist der Kondensator aufgeladen, das interne Flip-Flop ist rückgesetzt, der Schaltungsausgang liegt auf L-Potenzial.

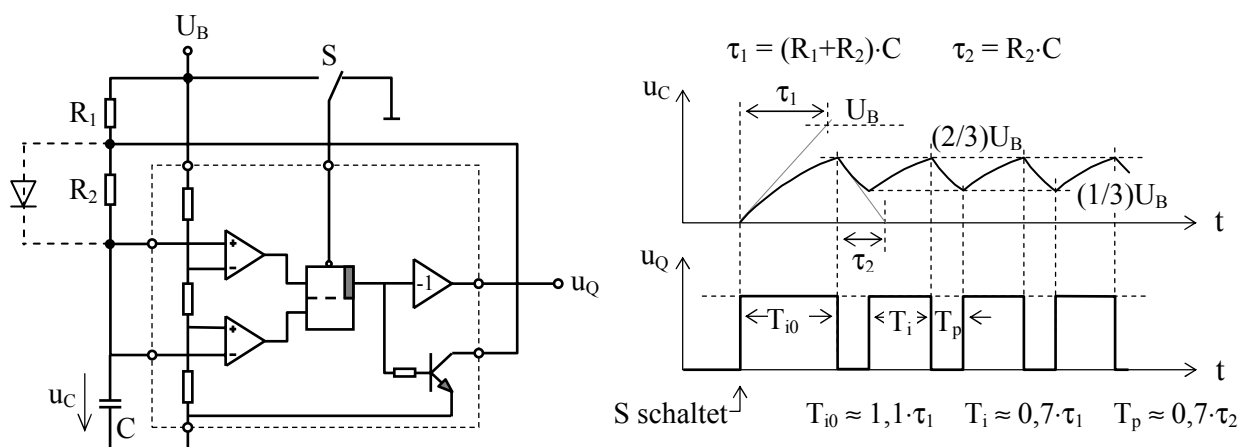
Mit einem H-Impuls am Schaltungseingang wird der Kondensator schnell vollständig entladen, das interne Flip-Flop wird gesetzt, der Ausgang nimmt H-Potenzial an.

Nach Ende des Eingangs-H-Impulses wird der Kondensator wieder aufgeladen. Nach Ablauf der Aufladezeit $T_i \approx 1,1 \cdot R_1 \cdot C$ wird das Flip-Flop zurückgesetzt, der Schaltungsausgang nimmt wieder L-Potenzial an, der Vorgang ist beendet.

Die Laufzeit T_i der Zeitstufe beginnt erst, nachdem der Eingangs-H-Impuls verschwunden ist. Tritt während der Laufzeit ein erneuter H-Impuls am Eingang auf, wird der Kondensator sofort wieder entladen und die Laufzeit startet am Ende des Nachtriggerimpulses neu, ohne dass der Ausgang zwischenzeitlich zurückgekippt wäre.

Abbildung 16-14 zeigt einen astabilen Multivibrator (Rechteckgenerator) unter Verwendung des Timers 555.

Abbildung 16-14 Astabiler Multivibrator



In der gezeichneten Stellung des Schalters S verharrt der Schaltungsausgang in der Ruhelage (L-Potenzial), der Kondensator C wird durch den Transistor im entladenen Zustand gehalten.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

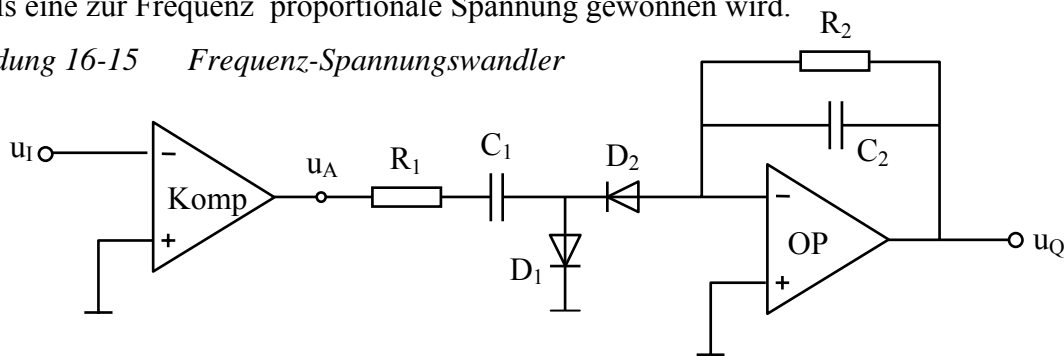
Beim Umschalten von S wird das Flip-Flop gesetzt, der Transistor gibt den Kondensator frei, dieser wird über R_1 und R_2 aufgeladen, bis die obere Schaltschwelle $(2/3) \cdot U_B$ des Timers erreicht ist. Jetzt wird das Flip-Flop zurückgesetzt, der Kondensator wird über den Transistor und R_2 entladen bis zur unteren Schwelle $(1/3) \cdot U_B$. Hier wird das Flip-Flop wieder gesetzt usw..

Es stellt sich ein freischwingender Betrieb mit einer Rechteckspannung am Schaltungsausgang ein. Der erste H-Impuls nach Umschalten von S ist länger als die folgenden; das Impuls-Pausen-Verhältnis im eingeschwungenen Zustand ist größer 1:1, kann jedoch mit einer Diode über R_2 auch kleiner oder gleich 1:1 gewählt werden.

16.9 Frequenz-Spannungs- und Spannungs-Frequenz-Wandler

Die Abbildung 16-15 zeigt eine Schaltung mit der aus der Frequenz f eines elektrischen Signals eine zur Frequenz proportionale Spannung gewonnen wird.

Abbildung 16-15 Frequenz-Spannungswandler



Aus dem Eingangssignal $u_I(f)$ erzeugt ein Komparator ein Rechtecksignal $u_A(f)$ mit definierter Amplitude (z.B. $u_A = \pm \hat{u}_A = \pm 14 \text{ V}$).

Ist u_A positiv, so wird der Kondensator C_1 über die Diode D_1 auf $+\hat{u}_A$ aufgeladen. Schaltet u_A ins Negative um, so wird C_1 bis auf $-\hat{u}_A$ umgeladen. Die zur Umladung erforderliche Ladung wird dabei vom Ausgang des Operationsverstärkers OP über den Kondensator C_2 und die Diode D_2 geliefert. Bei der nächsten Umschaltung von u_A auf $+\hat{u}_A$ wird der Kondensator C_1 wieder über D_1 aufgeladen usw..

Im Prinzip arbeitet die Schaltung so, dass beim Übergang von u_A von $-\hat{u}_A$ nach $+\hat{u}_A$ dem Kondensator C_1 die Ladung $\Delta Q = 2 \cdot \hat{u}_A \cdot C_1$ zugeführt, und diese Ladung beim Übergang von $+\hat{u}_A$ nach $-\hat{u}_A$ an C_2 weiter gepumpt wird.

Die Gesamtladung, die dem Kondensator C_2 so pro Zeitintervall Δt zugeführt wird, beträgt

$$Q_{zu} = \Delta Q \cdot N = \Delta Q \cdot f \cdot \Delta t = 2 \cdot \hat{u}_A \cdot C_1 \cdot f \cdot \Delta t$$

Die im gleichen Zeitraum Δt über den Widerstand R_2 abgeleitete Ladung ist

$$Q_{ab} = I_{R2} \cdot \Delta t = (u_Q / R_2) \cdot \Delta t$$

Im eingeschwungenen Zustand sind zugeführte und abgeführte Ladung gleich. Daraus ergibt sich eine zur Frequenz $f(t)$ proportionale Ausgangsspannung $u_Q(t)$ des f/U-Wandlers

$$u_Q(t) = 2 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot \hat{u}_A \cdot f(t) = \text{Konstante} \cdot f(t)$$

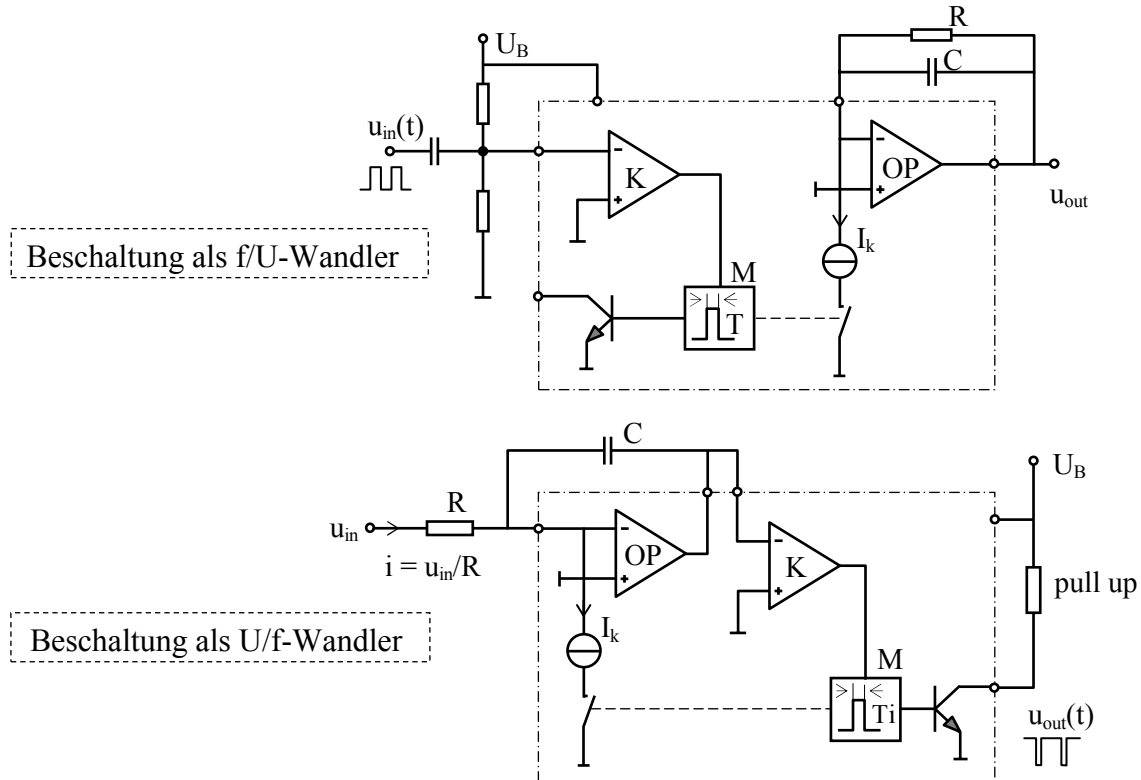
Der Widerstand R_1 dient zur Begrenzung der Auf- und Umladeströme für die Kondensatoren. Damit C_1 immer vollständig auf- bzw. umgeladen werden kann, muss die Zeitkonstante aus C_1 und R_1 mindestens 8 bis 10 mal kleiner sein als die Periodendauer der höchsten zu verarbeitenden Eingangssignalfrequenz.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Integrierte Wandler

Es sind integrierte Schaltungen erhältlich, die durch äußere Beschaltung sowohl als f/U-Wandler, als auch als U/f-Wandler betrieben werden können (siehe Abbildung 16-16). Diese Schaltungen beinhalten meistens einen Komparator K, einen Operationsverstärker OP, einen Monovibrator M und eine von diesem impulsweise einschaltbare Stromquelle I.

Abbildung 16-16 Prinzipschaltung eines integrierten f/U- und U/f-Wandlers



Beim Betrieb als f/U-Wandler wird nach jeder negativen Flanke des Eingangssignales u_i über den Monovibrator M für die definierte Zeit T_i ein konstanter Strom I_k (und damit eine definierte Ladungsmenge $\Delta Q = T_i \cdot I_k$) in einen Kondensator C eingespeist.

Wie bei der Schaltung nach Abbildung 16-15 stellt sich auch hier über das Gleichgewicht zwischen zugeführter und über einen Parallelwiderstand R abgeleiteter Ladung eine zur Eingangsfrequenz $f(t)$ proportionale Ausgangsspannung ein:

$$u_{out}(t) = I_k \cdot T_i \cdot R \cdot f(t) = \text{Konstante} \cdot f(t)$$

Beim Betrieb als U/f-Wandler arbeitet der Operationsverstärker OP zusammen mit dem Kondensator C als Integrator. Zu Beginn des Vorganges wird der Kondensator durch einen Impuls der Dauer T_i aus dem Monovibrator M mit einem kräftigen Strom I_k auf eine definierte Anfangsspannung aufgeladen. Danach erfolgt eine Entladung des Kondensators über den Eingangsstrom $i = u_{in}/R$. Erreicht die Kondensatorspannung den Wert 0, so wird der Monovibrator M erneut gestartet und der Vorgang wiederholt sich. Je größer die Eingangsspannung u_{in} ist, umso schneller erfolgt die Kondensatorentladung und um so häufiger treten Impulse des Monovibrators auf. Bei jedem Impuls des Monovibrators gibt die Schaltung einen Ausgangsimpuls ab. Die Frequenz der Ausgangsimpulse ist proportional zur Höhe der Eingangsspannung:

$$f(t) = \frac{1}{I_k \cdot T_i \cdot R} \cdot u_{in}(t) = \text{Konstante} \cdot u_{in}(t)$$

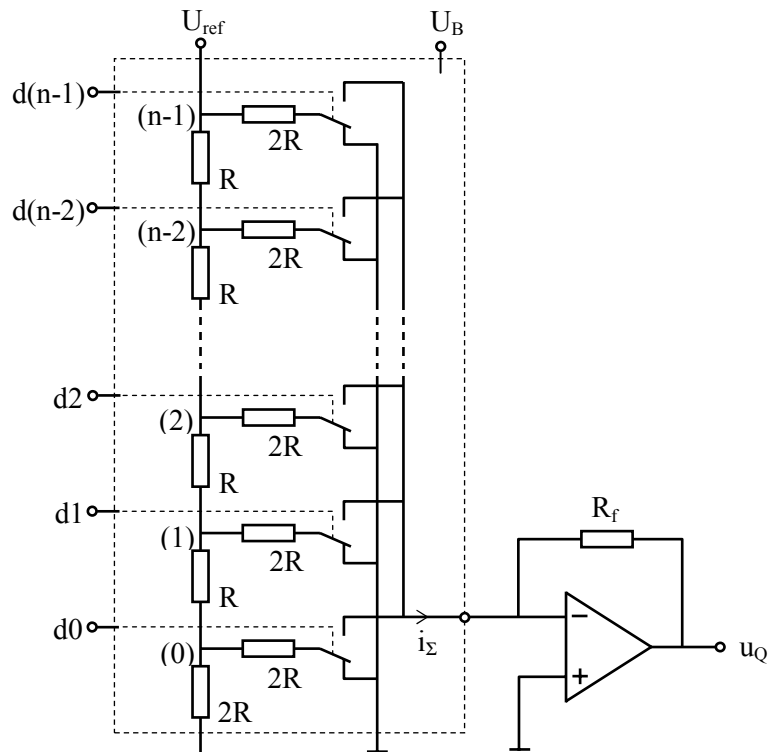
16.10 Digital-Analog- und Analog-Digital-Umsetzer

16.10.1 Digital-Analog-Umsetzer

Digital-Analog-Umsetzer (DAU) bzw. Digital-Analog-Converter (DAC) haben die Aufgabe, ein binäres Datenwort in eine analoge Größe umzusetzen.

Viele DA-Converter arbeiten mit einem R-2R-Widerstandsnetzwerk, wie es in Abbildung 16-17 für einen n-Bit-DA-Wandler dargestellt ist.

Abbildung 16-17
n-Bit-DA-Umsetzer
mit R-2R-Netzwerk



Das R-2R-Widerstandsnetzwerk bildet einen Spannungsteiler, der eine von außen zugeführte Referenzspannung U_{ref} in Teilspannungen unterteilt.

Der Spannungsteiler besteht aus einer Reihenschaltung von Widerständen mit dem Widerstandswert R ($2R$ bei dem letzten, mit Masse verbundenen Widerstand). Die Zahl der (senkrecht gezeichneten) in Reihe geschalteten Widerstände entspricht der Zahl n der binären Eingänge des DA-Wandlers. Jedem Binäreingang ist somit ein Knoten innerhalb des Spannungsteilers zugeordnet (Knoten $m = (0)$ bis $m = (n-1)$).

An jedem dieser Knoten zweigt (horizontal gezeichnet) ein Widerstand mit dem Widerstandswert $2R$ ab, dessen zweites Ende über einen Umschalter (meist mit CMOS-FET realisiert) entweder unmittelbar mit dem Masseanschluss der Schaltung oder mit dem invertierenden Eingang eines extern angeschlossenen gegengekoppelten Operationsverstärkers (also mit einer "virtuellen Masse") verbunden wird. Die Belastung der Referenzspannungsquelle U_{ref} und die Spannungen und Ströme innerhalb des R-2R-Widerstandsnetzwerkes sind daher immer gleich und unabhängig von den Schalterstellungen und damit unabhängig von der digitalen Eingangsinformation.

Das Potenzial an den Knoten zwischen den in Reihe geschalteten Einzelwiderständen des Spannungsteilers sinkt von oben nach unten jeweils um den Faktor zwei. Dies lässt sich nachvollziehen, wenn man die Widerstandsverhältnisse innerhalb des Netzwerkes analysiert.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Beginnt man am unteren Ende, so findet man zwischen dem Knoten (0) und Masse zwei parallele $2R$ -Widerstände mit dem Gesamtwiderstand R . Die Spannung an dieser Parallelschaltung sei U_x und wird zunächst als unbekannt betrachtet. Zu der Parallelschaltung von $2R$ -Widerständen wird ein Widerstand R in Reihe geschaltet, der vom gleichen Strom durchflossen wird. Diese Reihenschaltung ergibt zwischen dem Knoten (1) und Masse einen Summenwiderstand $2R$, an dem folglich die Spannung $2 \cdot U_x$ liegt.

Parallel zu der genannten Reihenschaltung mit dem Summenwiderstand $2R$ liegt aber auch der von vom Eingang d_1 umschaltbare $2R$ -Widerstand, wodurch sich zwischen Knoten (1) und Masse wiederum ein Gesamtwiderstand R ergibt. An dem nächsten in Reihe geschalteten (gleich großen) Widerstand R liegt die gleiche Spannung $2 \cdot U_x$, so dass zwischen Knoten (2) und Masse die Spannung $4 \cdot U_x$ existiert.

Diese Aufeinanderfolge von parallelen $2R$ -Widerständen mit anschließend in Reihe geschaltetem Widerstand R und die damit verbundene Spannungsverdoppelung von Knoten zu Knoten lassen sich fortsetzen, bis zum Knoten $(n-1)$. Dort findet man dann die Gesamtspannung $U_{\text{ref}} = 2^{(n-1)} \cdot U_x$.

Die Spannung U_x errechnet sich damit zu $U_x = U_{\text{ref}} / 2^{(n-1)}$.

Die Spannungen an jedem der Knoten $m = (0)$ bis $(n-1)$ des Spannungsteilers errechnen sich nach der Gleichung $U_m = U_{\text{ref}} / 2^{(n-1-m)}$.

Von jedem Knoten zweigt ein $2R$ -Widerstand ab, über den ein Strom nach Massepotenzial fließt. Die Größe der einzelnen Ströme ergibt sich zu $I_m = U_m / 2R$. Die Umschalter in Reihe zu den $2R$ -Widerständen entscheiden, wohin diese Ströme fließen. Die Umschalter werden in Abhängigkeit vom Signalwert d_m an den einzelnen Digitaleingängen d_0, d_1, d_2 bis $d_{(n-1)}$ betätigt. Beim Signalwert $d_m = "0"$ wird der zugehörige $2R$ -Widerstand unmittelbar mit dem Masseanschluss der Schaltung verbunden. Beim Signalwert $d_m = "1"$ werden die entsprechenden Ströme zum Eingang des extern angeschlossenen Operationsverstärkers geleitet, dort aufsummiert und in ein proportionales Spannungssignal umgewandelt. Zum Ausgangssignal des Operationsverstärkers tragen daher genau jene und nur jene Binäreingänge bei, die den Signalwert "1" besitzen.

Der Eingangsstrom des gegengekoppelten Operationsverstärkers beträgt

$$i_{\Sigma} = \sum_{m=0}^{n-1} \frac{U_{\text{ref}}}{2R \cdot 2^{(n-1-m)}} \cdot d_m = \sum_{m=0}^{n-1} \frac{U_{\text{ref}}}{2^{(n-m)} \cdot R} \cdot d_m = \frac{U_{\text{ref}}}{2^n \cdot R} \cdot \sum_{m=0}^{n-1} d_m \cdot 2^m$$

Mit
$$D = \sum_{m=0}^{n-1} d_m \cdot 2^m = d_0 \cdot 2^0 + d_1 \cdot 2^1 + d_2 \cdot 2^2 + \dots + d_{(n-1)} \cdot 2^{n-1}$$

ergibt sich

$$i_{\Sigma} = \frac{U_{\text{ref}}}{2^n \cdot R} \cdot D \quad (D = \text{Wert des digitalen Eingangsdatums})$$

Der Operationsverstärker wandelt diesen Strom in die Ausgangsspannung

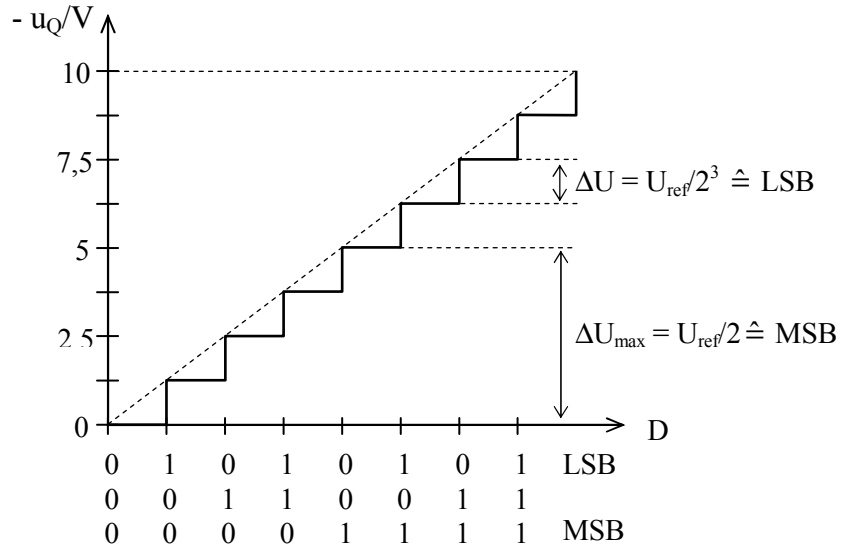
$$u_Q = -i_{\Sigma} \cdot R_f = -\frac{U_{\text{ref}}}{2^n} \cdot \frac{R_f}{R} \cdot D$$

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Da das digitale Eingangsdatum des DA-Wandlers nur ganzzahlige Werte annehmen kann, hat der DA-Wandler keine stetige sondern eine stufenförmige Umsetzer-Kennlinie. Erhöht sich der Wert D um 1, so vergrößert sich die Ausgangsspannung u_Q sprunghaft um einen Betrag $\Delta U = U_{\text{ref}}/2^n$. Bei einem 10-Bit-ADU mit $U_{\text{ref}} = 10 \text{ V}$ beträgt die Stufenhöhe $\Delta U = 10\text{V}/2^{10} \approx 9,77 \text{ mV}$.

Die Umsetzer-Kennlinie ist in Abbildung 16-18 am Beispiel eines 3-Bit-ADU gezeigt.

Abbildung 16-18
Umsetzer-Kennlinie
des 3-Bit-DA-Wandlers
(für $U_{\text{ref}} = 10 \text{ V}$)



Für eine exakte Digital-Analog-Wandlung muss eine sehr genaue Referenzspannung U_{ref} verwendet werden. Der Widerstandswert R muss bei allen Widerständen in dem R-2R-Netzwerk sehr exakt gleich sein. Der Absolutwert von R hat keinen Einfluss auf die Größe der Ausgangsspannung u_Q und ist daher von geringer Bedeutung (Er darf große Abweichungen von seinem Nennwert haben). Wichtig ist die Gleichheit des Widerstandswertes bei allen Widerständen, damit die Eingangsbits des DA-Wandlers bei der Bildung der Stromsumme am Eingang des Operationsverstärkers korrekt gewichtet werden.

DA-Wandler als Multiplizierer

Wegen der Produktbildung von Referenzspannung U_{ref} und Datenwert D spricht man von einem multiplizierenden DA-Wandler. Wählt man anstelle einer festen Referenzspannung U_{ref} eine beliebige Eingangsspannung u_I , so lässt sich diese Spannung mit einem digitalen Datenwert D multiplizieren zu einer Ausgangsspannung

$$u_Q = -\frac{1}{2^n} \cdot \frac{R_f}{R} \cdot (u_I \cdot D)$$

Wegen $D < 2^n$ wird die Ausgangsspannung für $R_f \leq R$ immer kleiner als die Eingangsspannung (Spannungsabschwächung).

DA-Wandler als Dividierer

Schließt man den externen Operationsverstärker so an, dass das R-2R-Netzwerk als Rückkopplungswiderstand R_{R2R} dient (Verstärkerausgang mit dem Anschluss für U_{ref} , invertierender Verstärkereingang mit i_Σ -Anschluss verbunden) und führt man dem invertierenden Eingang eine Eingangsspannung u_I über einen Widerstand R_i zu, so ergibt sich:

$$u_Q = -u_I \cdot \frac{R_{R2R}}{R_i}$$

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Mit $R_{R2R} = \frac{U_{ref}}{i_{\Sigma}} = \frac{2^n}{D} \cdot R$ wird daraus $u_Q = -2^n \cdot \frac{R}{R_i} \cdot \frac{u_I}{D}$

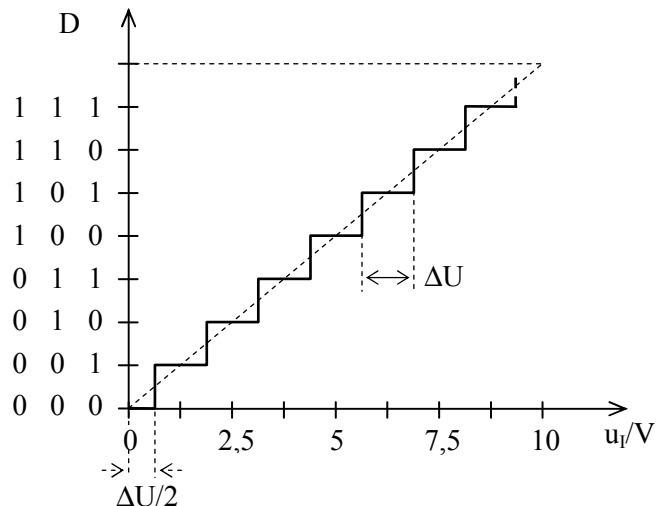
Die Eingangsspannung u_i wird dabei durch den digitalen Datenwert D dividiert.

Wegen $D < 2^n$ wird die Ausgangsspannung mit $R_i \leq R$ immer größer als die Eingangsspannung (Spannungsverstärkung).

16.10.2 Analog-Digital-Wandler

Ein Analog-Digital-Wandler hat die Aufgabe eine kontinuierlich veränderbare analoge Spannung in einen Digitalwert, z.B. eine Dualzahl umzuwandeln. Zu diesem Zwecke muss der gesamte mögliche Signalbereich U_E der Analogspannung bei einem n -Bit-Umsetzer in 2^n gleiche Teile $\Delta U = U_E/2^n$ unterteilt werden. Jedem Teilbereich mit der Breite ΔU kann dann eine Digitalzahl zugeordnet werden. Erfolgt der erste Übergang vom Wert 0 zum Wert 1 bereits bei einer Spannung von $\Delta U/2$, so wird der nicht vermeidbare Quantisierungsfehler nicht größer als $\pm \Delta U/2$.

Abbildung 16-19 Kennlinie eines 3-Bit-AD-Wandlers für $U_E = 10 \text{ V}$



Es gibt unterschiedliche Konzepte und Verfahren für Analog-Digital-Wandler.

Zu nennen sind:

- Parallelumsetzer
- AD-Umsetzer nach dem Wägeverfahren
- AD-Umsetzer nach dem Zählverfahren
- sowie die indirekt arbeitenden
- Einrampenumsetzer
- Zweirampenumsetzer
- AD-Umsetzer nach dem Spannungs-Frequenz-Verfahren

Diese Verfahren sollen hier kurz beschrieben werden.

Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

16.10.2.1 Parallelumsetzer

Beim n-Bit-Parallelumsetzer werden aus einer Referenzspannung U_{ref} mit einem Spannungsteiler aus 2^n Widerständen gleichmäßig im Abstand von ΔU aufeinanderfolgende Referenzspannungen für $(2^n - 1)$ Komparatoren gebildet (siehe Abbildung 16-20).

Überschreitet die allen Komparatoren gleichzeitig zugeführte Eingangsspannung die unterste Schwelle, so gibt der Komparator K1 ein H-Signal ab. Sofern auch die nächste Schwelle überschritten wird, geben K1 und K2 ein H-Signal ab usw..

Die Komparatorausgangssignale werden in einer anschließenden Auswertelogik in eine entsprechende Dualzahl D umgesetzt.

Da die Eingangsspannung von allen Komparatoren gleichzeitig ausgewertet wird, ist der Parallelumsetzer sehr schnell. In der englischsprachigen Literatur wird er daher flash-converter (Blitz-Konverter) genannt.

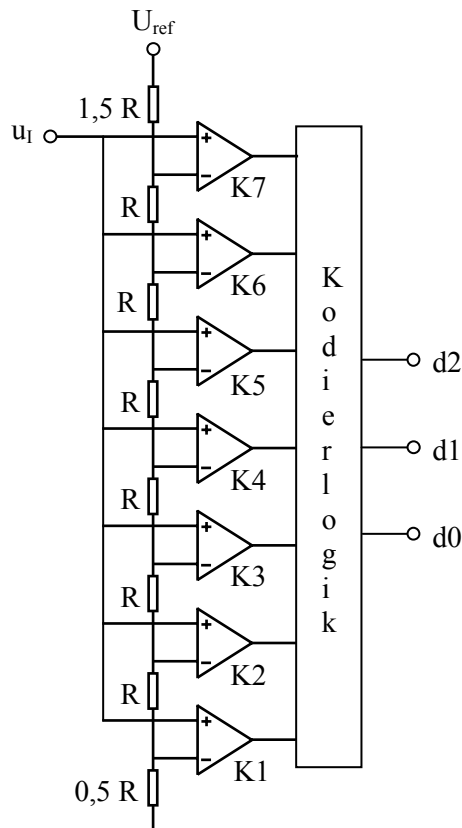


Abbildung 16-20
3-Bit-AD-Parallelumsetzer

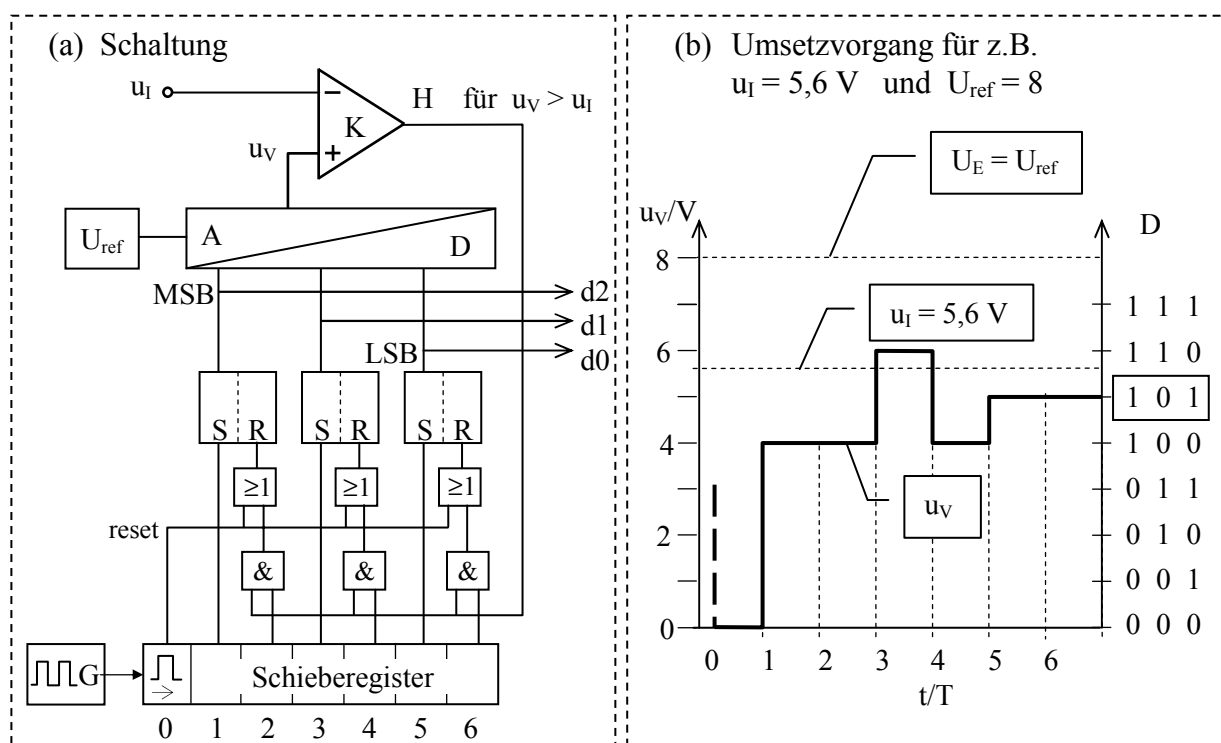
Nachteilig ist der hohe Schaltungsaufwand, der sich für größere Auflösungen exponentiell erhöht (für einen 10-Bit-Parallelumsetzer wären 1023 Komparatoren erforderlich).

16.10.2.2 AD-Umsetzer nach dem Wägeverfahren (Sukzessive Approximation)

Der AD-Umsetzer nach dem Wägeverfahren beinhaltet einen vollständigen DA-Wandler, dessen Ausgangssignal u_V mit dem zu wandelnden analogen Eingangssignal u_I verglichen wird. Über einen Taktgeber und ein Schieberegister werden nacheinander die RS-Flip-Flops, die den Binäreingängen des DA-Wandlers vorgeschaltet sind, gesetzt.

Zunächst werden alle Flip-Flops zurückgesetzt (Takt 0). Mit dem Taktimpuls 1 wird das MSB-Flip-Flop gesetzt. Dieses erzeugt über den DA-Wandler eine Vergleichsspannung u_V in der Größe der Hälfte des Bereichsendwertes U_E . Ist der Vergleichswert größer als die Eingangsspannung ($u_V > u_I$), so wird über den Komparator das MSB-Flip-Flop beim Taktimpuls 2 wieder zurückgesetzt. Andernfalls ($u_V < u_I$) bleibt es gesetzt.

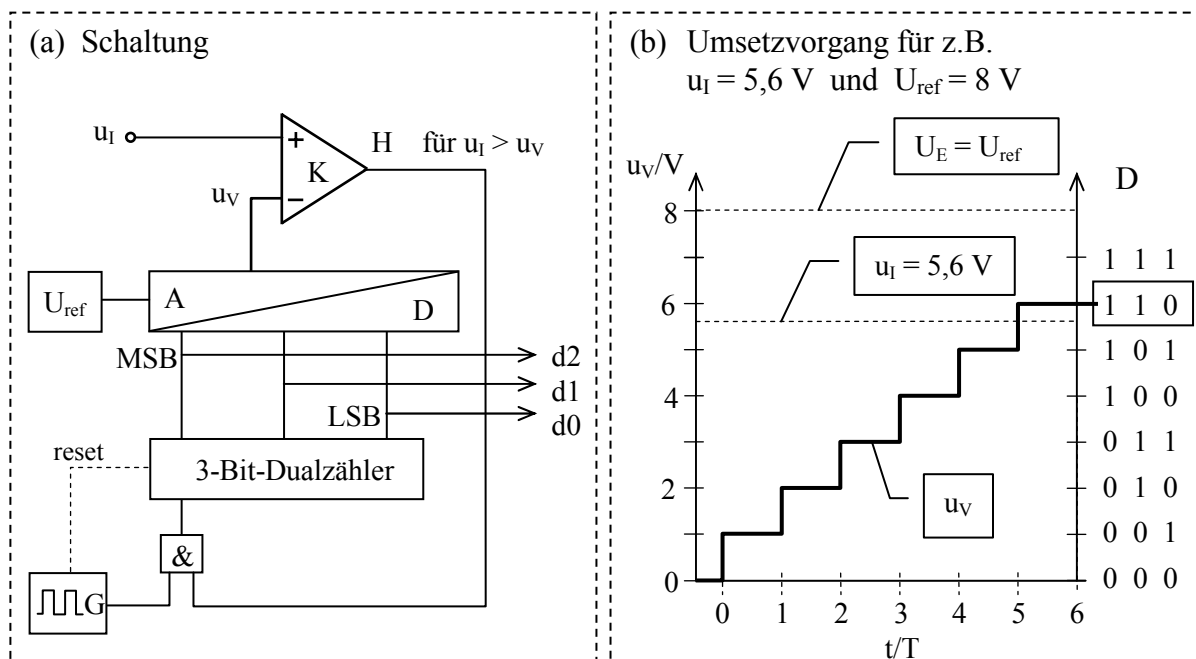
Abbildung 16-21 3-Bit-AD-Umsetzer nach dem Wägeverfahren



Beim Taktimpuls 3 wird das nächste Flip-Flop gesetzt und das Ergebnis der DA-Wandlung mit u_I verglichen. Abhängig vom Ergebnis wird beim Impuls 4 dieses zuletzt gesetzte Flip-Flop belassen oder zurückgesetzt. Dieses Verfahren wird fortgesetzt bis alle n Bits eines n -Bit-AD-Wandlers abgeprüft sind. Der Dualwert D , der durch die Stellung der Flip-Flops am Ende des Vorganges erreicht wurde, entspricht der Größe der analogen Eingangsspannung.

16.10.2.3 AD-Umsetzer nach dem Zählverfahren

Abbildung 16-22 3-Bit-AD-Umsetzer nach dem Zählverfahren



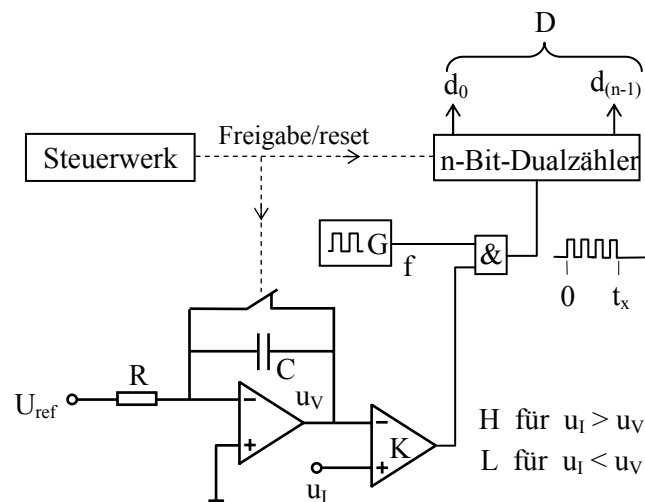
Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

Beim AD-Wandler nach dem Zählverfahren läuft ein Dualzähler von 0 beginnend hoch. Die hochlaufende Dualzahl wird über einen DA-Wandler in eine analoge Vergleichsspannung u_V umgesetzt und mittels Komparator mit dem analogen Eingangssignal u_I verglichen. Sobald die ansteigende Vergleichsspannung die Eingangsspannung überschreitet, wird der Zähler gestoppt. Der erreichte Zählerinhalt gibt die Größe der Eingangsspannung an.

16.10.2.4 Einrampenumsetzer (single-slope-converter)

Beim Einrampenumsetzer wird über einen Integrator eine bei Null beginnende, zeitlinear ansteigende Vergleichsspannung u_V erzeugt. Gleichzeitig zählt ein Dualzähler die Takte eines Taktgebers (Frequenz f) und misst damit die ablaufende Zeit. Hat die Vergleichsspannung die Eingangsspannung u_I erreicht, so wird der Zähler angehalten. Der nach Ablauf der Integrationszeit t_x erreichte Zählerstand D ist ein Maß für die Größe der analogen Eingangsspannung u_I .

Abbildung 16-23
Einrampenumsetzer
(Prinzipschaltung)



Am Ende der Integrationszeit beträgt die Vergleichsspannung u_V

$$u_V = \frac{I_R \cdot t_x}{C} = \frac{U_{\text{ref}} \cdot t_x}{R \cdot C}$$

Mit
$$t_x = D \cdot T = \frac{D}{f}$$

wird daraus
$$D = u_V \cdot \frac{R \cdot C}{U_{\text{ref}}} \cdot f = \frac{u_V}{\Delta U} \approx \frac{u_I}{\Delta U}$$

mit der Stufen- bzw. Schrittspannung
$$\Delta U = \frac{U_{\text{ref}}}{R \cdot C \cdot f}$$

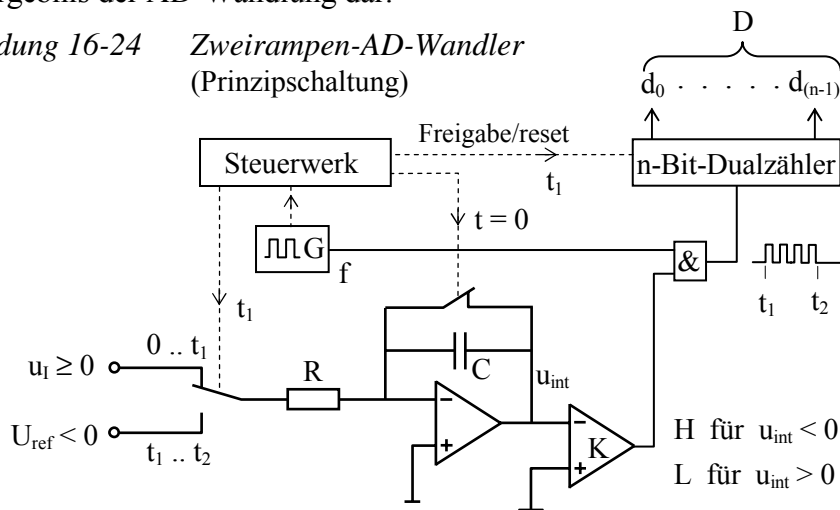
Die Ergebnis-Dualzahl D ist proportional zur Eingangsspannung u_I , unter der Voraussetzung, dass die Werte für R , C , U_{ref} und f konstant sind. Ändern sich eine oder mehrere dieser Größen (z.B. durch Langzeitdrift), so führt dieselbe Eingangsspannung zu unterschiedlichen Wandlungsergebnissen.

Weniger kritisch in Bezug auf die genannten Größen ist das Zweirampenumsetzungsverfahren.

16.10.2.5 Zweirampenumsetzer (dual-slope-converter)

Beim Zweirampenwandler wird die Eingangsspannung u_I für eine genau vorgegebene Zeit (bei Null beginnend) aufintegriert (u_{int}). Die Integrationszeit t_1 wird über n_1 Impulse eines Taktgebers vom Steuerwerk vorgegeben ($t_1 = n_1/f$). Nach Ablauf der Integrationszeit t_1 schaltet das Steuerwerk den Integratoreingang auf eine gegensinnig gepolte Referenzspannung U_{ref} um. Gleichzeitig gibt das Steuerwerk einen Binärzähler frei, der bis dahin gesperrt und auf Null gestellt war. Während sich die Spannung u_{int} auf Null zu bewegt, läuft der Zähler hoch. Sobald u_{int} nach der Zeit $t_2 - t_1$ den Wert Null erreicht hat, wird der Zähler über einen Komparator angehalten. Der erreichte Zählerinhalt $D = (t_2 - t_1) \cdot f$ stellt das Ergebnis der AD-Wandlung dar.

Abbildung 16-24 Zweirampen-AD-Wandler (Prinzipschaltung)



Die Spannung u_{int} erreicht bei der Integration der Eingangsspannung den (negativen) Maximalwert

$$\hat{u}_{int} = \frac{u_I}{R \cdot C} \cdot t_1 = \frac{u_I}{R \cdot C} \cdot \frac{n_1}{f}$$

Während der anschließend in der Zeit $(t_2 - t_1) = D/f$ stattfindenden Abintegration wird die Spannung u_{int} wieder genau um diesen Betrag bis auf den Wert 0 reduziert

$$\hat{u}_{int} = \frac{U_{ref}}{R \cdot C} \cdot (t_2 - t_1) = \frac{U_{ref}}{R \cdot C} \cdot \frac{D}{f}$$

Durch Gleichsetzen erhält man

$$D = n_1 \cdot \frac{u_I}{U_{ref}}$$

In dieses Ergebnis gehen R , C und f nicht ein. Diese Größen müssen nur innerhalb der Wandlungszeit konstant sein. Langzeitdrift ist unkritisch.

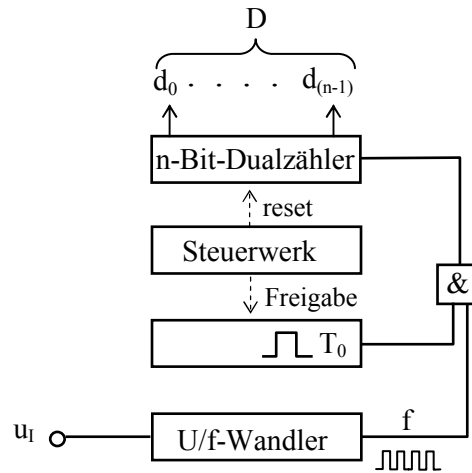
Spezielle Schaltungsbeispiele mit Operationsverstärkern

16.10.2.6 AD-Umsetzer mit Spannungs-Frequenz-Wandler

Die analoge Eingangsspannung u_I wird mit einem Spannungs-Frequenz-Wandler (siehe Abschnitt 16.9) in eine proportionale Frequenz umgewandelt. Die Anzahl der während einer definierten Zeit T_0 auftretenden Impulse wird über einen Zähler erfasst und ergibt eine zur Eingangsspannung u_I proportionale Dualzahl D .

Abbildung 16-25

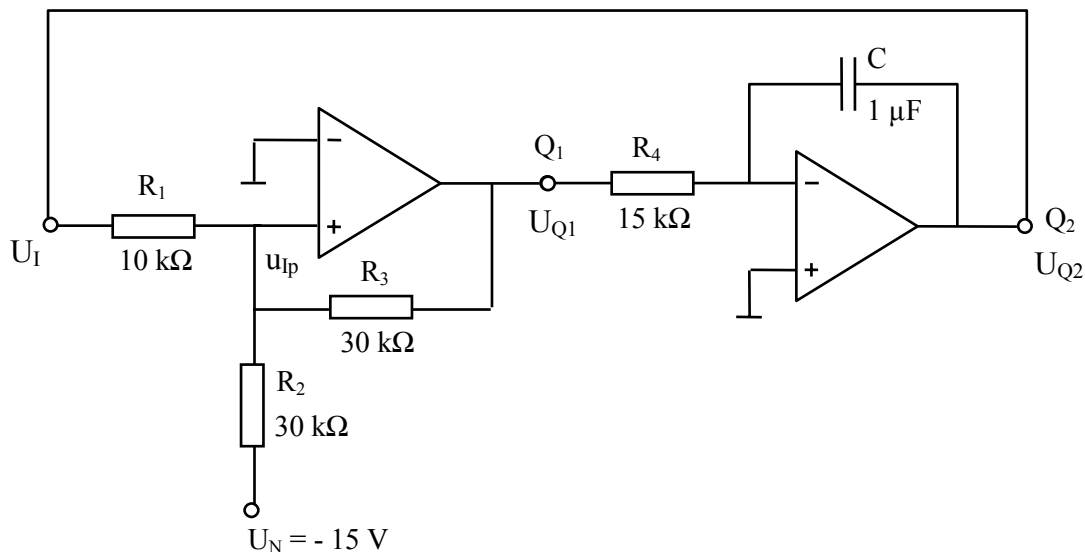
AD-Wandler mit U/f-Converter



16.11 Übungsaufgaben Spezielle Operationsverstärker-Schaltungen

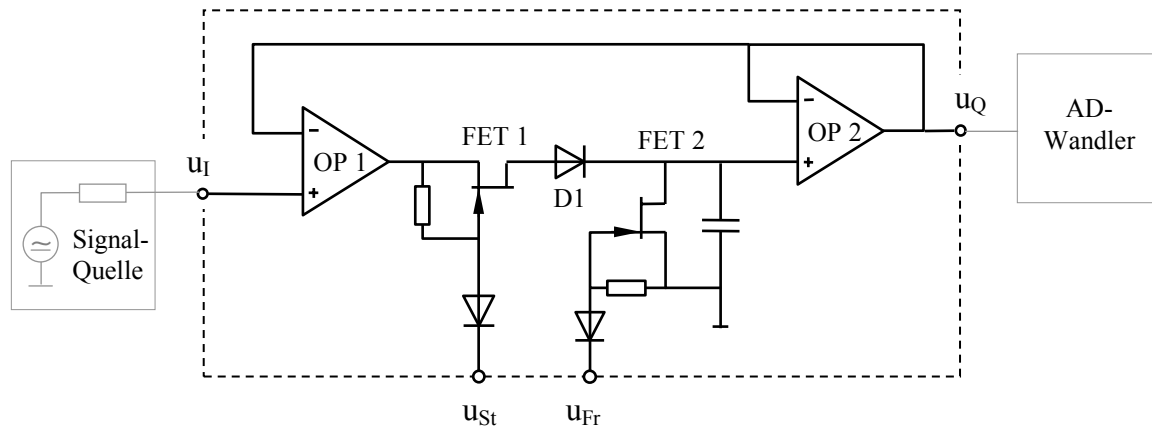
Aufgabe 16-1: Funktionsgenerator

- (a) Welche periodischen Signalverläufe ergeben sich an den Ausgängen Q_1 und Q_2 der folgenden Schaltung? (Skizze) (Es gilt: $U_{QM} = \pm 15 \text{ V}$)
Nenne Maximal und Minimalwerte!



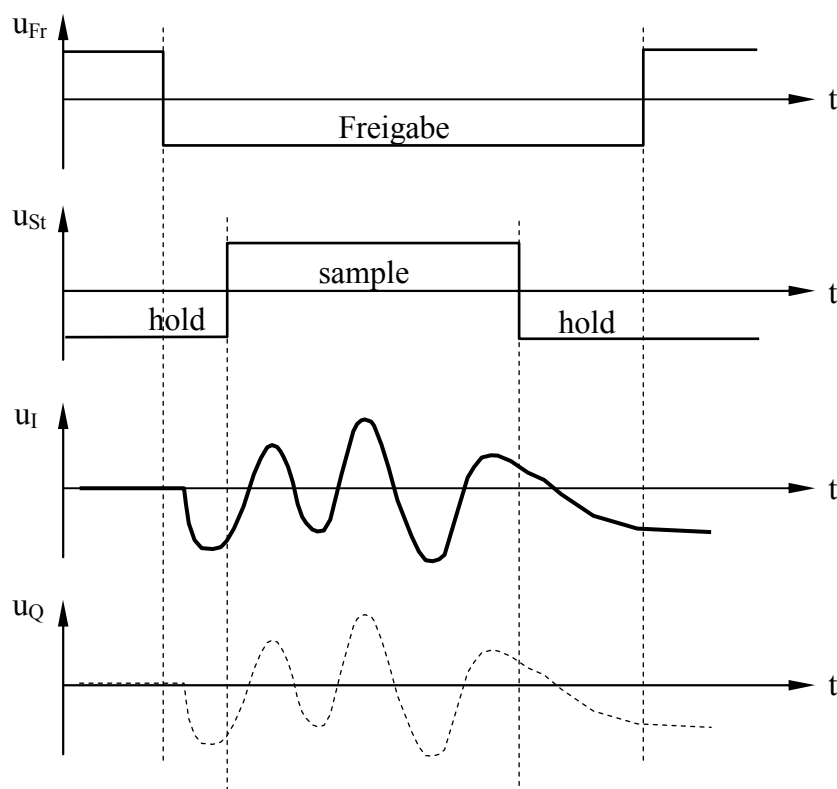
- (b) Berechne die Periodendauer

Aufgabe 16-2: (Spezieller) Sample & Hold - Verstärker

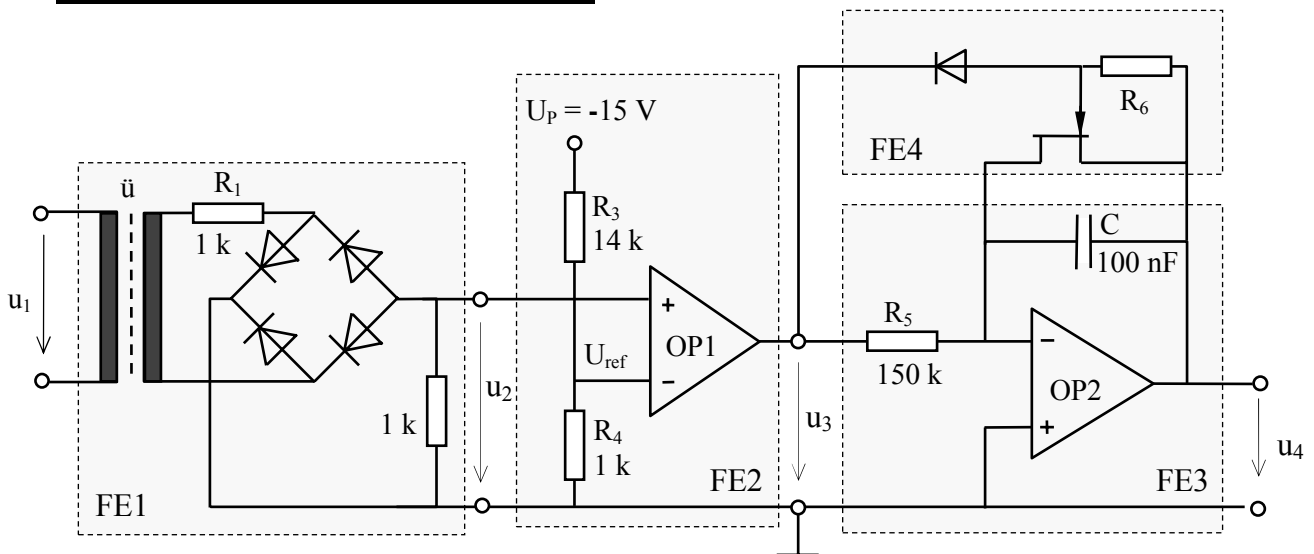


In dem folgenden Diagramm sind die Eingangsspannung $u_i = f(t)$ sowie die Spannungen $u_{Fr} (= \pm 15 \text{ V})$ und $u_{St} (= \pm 15 \text{ V})$ dargestellt.

Zeichne den Verlauf der Ausgangsspannung $u_Q = f(t)$

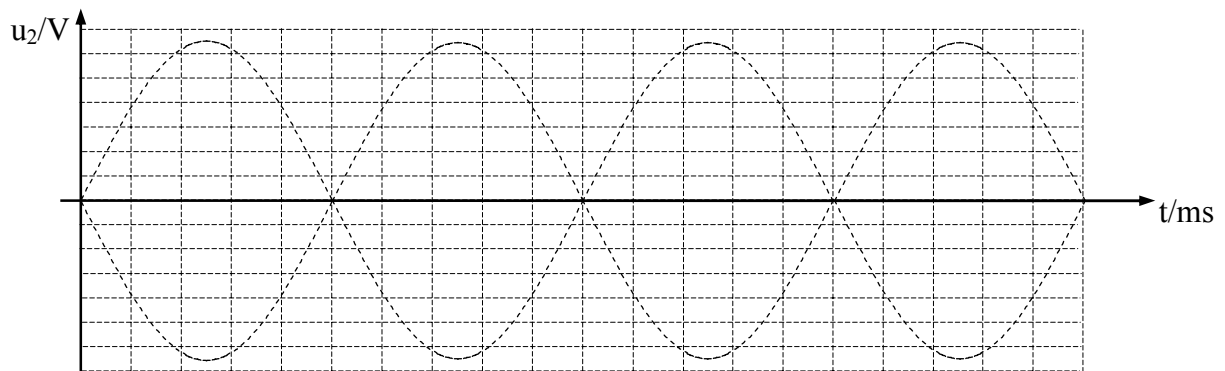


Aufgabe 16-3: Netzsynchronisierung

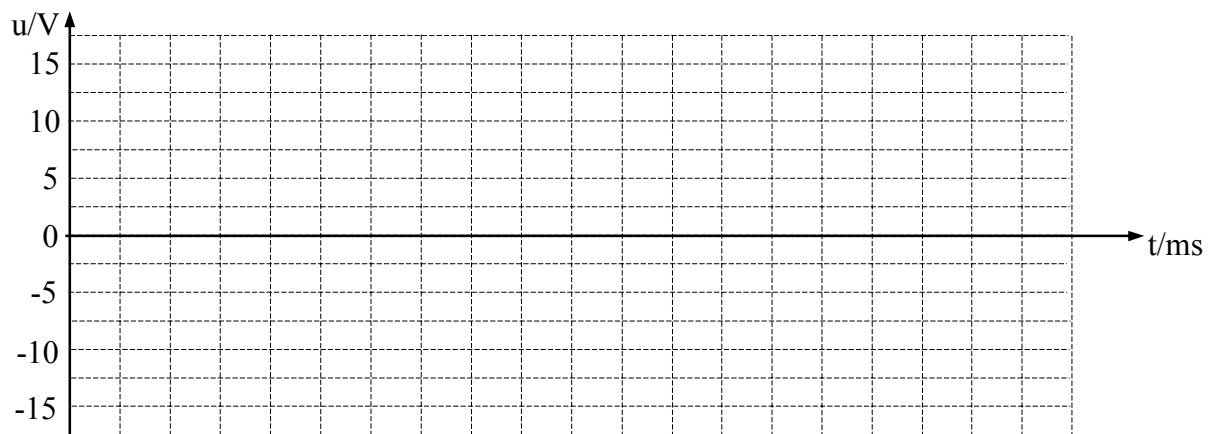


Die Netzspannung u_1 (Amplitude 325 V; 50 Hz) wird vom Transformator im Verhältnis 10:1 herunter transformiert. Die maximale Ausgangsspannung der Operationsverstärker beträgt ± 15 V. Durchlass-Spannung der Dioden $U_F = 0,6$ V. FET: $r_{DSon} < 50 \Omega$

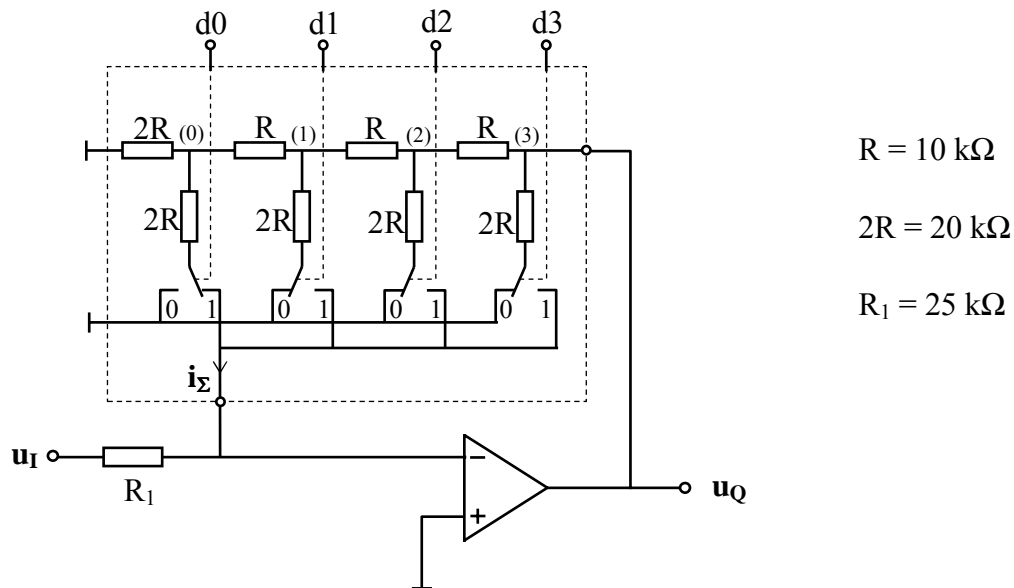
- Welche Funktionen haben die Teilschaltungen FE1, FE2, FE3 und FE4?
- Skizziere die Spannung u_2 in dem folgenden Diagramm und trage den Maßstab an beiden Achsen ein



- Skizziere die Spannungen u_3 und u_4 (jeweils auf korrekte Polarität achten)



Aufgabe 16-4: Dividierer mit R-2R-Netzwerk



Am Knoten (3) innerhalb des Widerstandsnetzwerkes liegt die Spannung u_Q , am Knoten (2) die Spannung $u_Q/2$, an Knoten (1) $u_Q/4$ und am Knoten (0) $u_Q/8$

- Welche Spannung stellt sich am invertierenden Eingang des gegengekoppelten Operationsverstärkers ein ?
- Wie ändert sich der Strom durch einen $2R$ -Widerstand, wenn der zugehörige Umschalter von Stellung 0 in Stellung 1 umgeschaltet wird ?
- Welche Spannung u_Q stellt sich ein für das digitale Eingangsdatum $D = 0101$ ein ? ($u_I = 5 \text{ V}$)
- Welche Spannung u_Q stellt sich ein, wenn der Wert des digitalen Eingangsdatums verdreifacht wird ($D = 1111$) ? ($u_I = 5 \text{ V}$ wie bei (c))

17 Mehrschicht- und Leistungs-Halbleiter-Bauelemente

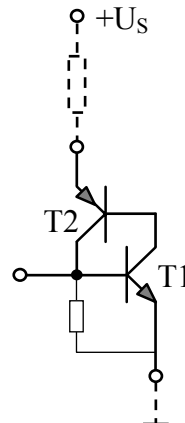
17.1 Thyristor

17.1.1 Aufbau und Funktionsweise

Verbindet man zwei komplementäre Transistoren so miteinander, dass jeweils der Kollektor des einen Transistors mit der Basis des anderen Transistors verbunden ist (siehe Abbildung 17-1), so entsteht ein bistabiles Element, das entweder sperrt oder vollständig durchschaltet.

Abbildung 17-1

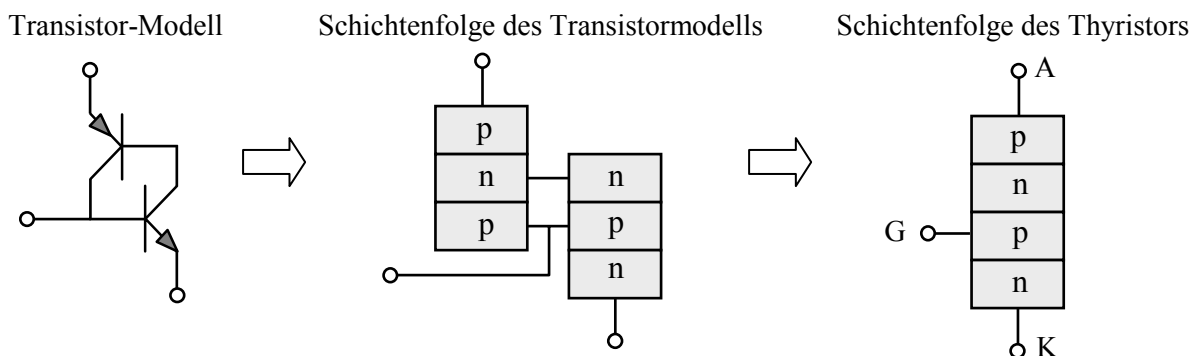
Bistabile Transistorschaltung



Solange der Basis des Transistors T1 kein Strom zugeführt wird, sperrt T1. Es fließt kein Kollektorstrom am Transistor T1 und damit auch kein Basisstrom an Transistor T2. Ohne Basisstrom sperrt auch T2 und kann keinen Basisstrom an T1 liefern. Beide Transistoren sperren, es fließt kein Strom.

Führt man der Basis von T1 einen geringen Basisstrom zu, so fließt ein um die Stromverstärkung B_1 größerer Strom am Kollektor von T1. Dieser Strom ist gleichzeitig Basisstrom von T2. Damit wird ein um die Stromverstärkung B_2 mal größerer Kollektorstrom an T2 ausgelöst. Der Kollektorstrom von T2 addiert sich zum Basisstrom von T1. Damit vergrößert sich der Kollektorstrom von T1 usw.. Es tritt ein Mitkopplungseffekt auf; die beiden Transistoren schalten vollständig durch. Der durch die beiden Transistoren fließende Gesamtstrom wird nur durch den externen Widerstand begrenzt. Haben die beiden Transistoren durchgeschaltet, so bleibt dieser Zustand erhalten, auch wenn von außen kein Basisstrom mehr zugeführt wird.

Abbildung 17-2 Aufbau eines Thyristors



Betrachtet man die Schichtenfolge in den beiden Transistoren (siehe Abbildung 17-2), so erkennt man, dass bei der Verbindung der beiden Transistoren immer zwei n- oder zwei p-Zonen miteinander verbunden werden.

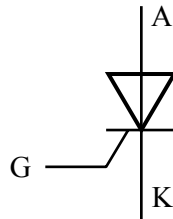
Mehrschicht- und Leistungs-Halbleiter-Bauelemente

Eine entsprechende Struktur kann man durch vier abwechselnd p- und n-dotierte Zonen in einem einzigen Bauteil realisieren. Man nennt dieses Bauelement „Thyristor“⁽²⁶⁾

Schaltzeichen

Der Thyristor sperrt in einer Stromrichtung. In der anderen Richtung kann er leiten, muss hierzu aber eingeschaltet werden. Im eingeschalteten Zustand verhält sich der Thyristor ähnlich wie eine Diode. Auf Grund dieser Eigenschaften wird als Schaltzeichen des Thyristors ein Diodensymbol mit zusätzlichem Steueranschluss verwendet.

Abbildung 17-3
Schaltzeichen des Thyristors mit
katodenseitigem Zündanschluss



Die Anschlüsse des Thyristors werden
A = Anode K = Katode
genannt.

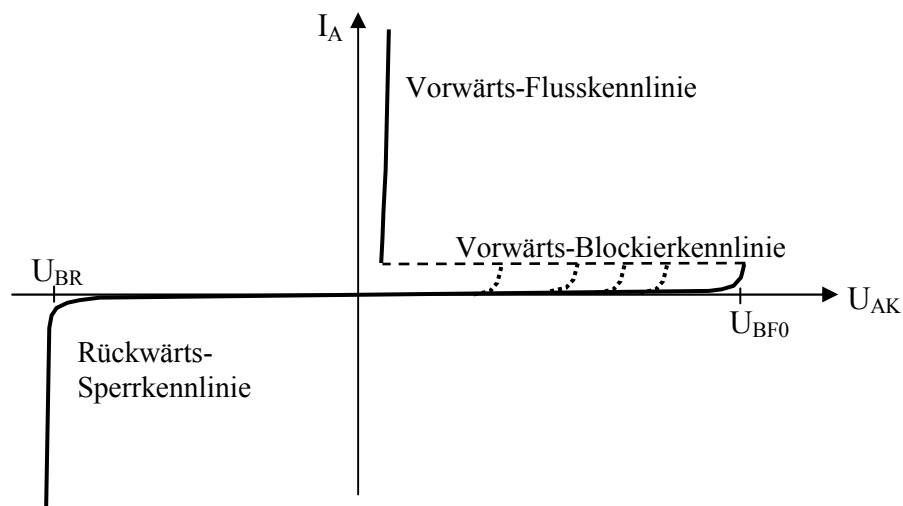
G = Gate

Kennlinie des Thyristors

Wird dem Thyristor kein Zündstrom am Gate angeboten, so sperrt er die anliegende Spannung U_{AK} in beiden Polaritäten.

Abbildung 17-4 zeigt die Hauptstromkennlinie eines Thyristors. Die Kennlinie zeigt unterschiedliches Verhalten für positive und negative Spannungen U_{AK} .

Abbildung 17-4 Hauptstromkennlinie des Thyristors



Betrieb des Thyristors in (Vorwärts-)Blockierrichtung

Bei positiver Spannung U_{AK} wird die Spannung von dem mittleren pn-Übergang des Thyristors blockiert. Es handelt sich hierbei um den Kollektor-Basis-Übergang der beiden gedachten Transistorstrukturen im Thyristor.

⁽²⁶⁾ Die Bezeichnung Thyristor setzt sich aus Teilen der Begriffe *Thyatron* und *Transistor* zusammen. Das Thyatron ist ein heute nicht mehr gebräuchliches Röhrenbauelement zum Schalten elektrischer Ströme.

Mehrschicht- und Leistungs-Halbleiter-Bauelemente

Bei einer positiven Spannung U_{AK} kann der Thyristor über das Gate eingeschaltet (gezündet) werden. Zum Zünden muss der pn-Übergang zwischen Gate und Katode in Flusspolung gebracht und ein positiver Gatestrom (je nach Typ einige μA bis einige hundert mA) eingespeist werden. Der Thyristor schaltet innerhalb weniger Mikrosekunden (oder schneller) durch. Ein erhöhter Zündstrom kann die Einschaltzeit verkürzen.

Zum Zünden des Thyristors muss so lange Zündstrom zugeführt werden, bis der Strom an der Anode einen bestimmten Mindestwert, den sog. Einraststrom (je nach Thyristorgröße einige bis einige hundert Milliampere) überschritten hat. Danach wird der Thyristor vollends durchschalten, auch wenn der Zündstrom abgeschaltet wird. Der leitende Thyristor kann über das Gate nicht ausgeschaltet werden⁽²⁷⁾. Er geht erst dann wieder in den gesperrten Zustand über, wenn der von außen kommende Strom den sog. Haltestrom (meist kleiner als der Einraststrom) unterschreitet.

Liegt eine positive Spannung U_{AK} an, ohne dass ein Zündstrom eingespeist wird, und steigert man diese Spannung immer weiter, so tritt bei Überschreiten der Durchbruchspannung des mittleren pn-Überganges (Nullkippspannung U_{BF0}) ein Stromfluss auf, der durch den internen Mitkopplungseffekt zum selbständigen Durchschalten des Thyristors führt (Überkopf-Zündung). Diese Betriebsart sollte vermieden werden, da hierbei durch inhomogene dynamische Stromverteilung eine Zerstörung des mittleren pn-Übergangs und damit des ganzen Thyristors auftreten kann. Ein Überkopfzünden kann auch auftreten, wenn der Spannungsanstieg in Blockierrichtung eine kritische Anstiegsgeschwindigkeit du/dt überschreitet (kapazitive Ströme wirken als Zündstrom).

Da der Strom beim Einschalten nicht über den gesamten Kristallquerschnitt gleichmäßig ansteigt, können beim Überschreiten einer kritischen Stromanstiegsgeschwindigkeit di/dt lokale Überhitzungen und damit Zerstörung des Kristalls auftreten. Hierbei sind insbesondere Thyristoren für große Leistungen gefährdet.

Sowohl die kritische Spannungssteilheit du/dt als auch die kritische Stromanstiegsteilheit di/dt sind vom jeweils vorausgehenden Betriebszustand abhängig.

Betrieb des Thyristors in Sperrrichtung

Bei negativer Spannung U_{AK} kann der Thyristor nicht gezündet werden. Bei dieser Polarität der Spannung sind die beiden äußeren pn-Übergänge gesperrt. Überschreitet die angelegte Spannung die Rückwärts-Durchbruchspannung U_{BR} so tritt ein starker Sperrstrom mit entsprechend großer Verlustleistung auf. Hierdurch kann der Thyristor zerstört werden.

Sperrverzugszeit und Freiwerdezeit

Beim Abkommutieren des Thyristors (schneller Übergang vom eingeschalteten Zustand in Sperrbetrieb) vergeht nach dem Nulldurchgang des Stromes die Sperrverzugszeit, ehe der Thyristor Sperrspannung aufnehmen kann (Ausräumzeit des anodenseitigen pn-Übergangs mit Rückstrom wie bei einer Diode; je nach Typ bis zu einigen μs).

Nach dem Stromnulldurchgang vergeht die Freiwerdezeit, bis der Thyristor in Vorwärtsrichtung (Blockierrichtung) wieder sperrfähig ist und Spannung aufnehmen kann (Ausschaltzeit des mittleren pn-Übergangs; deutlich größer als Sperrverzugszeit). Tritt die Spannung in Blockierrichtung früher auf, so zündet der Thyristor wieder von selbst (Zerstörungsgefahr).

⁽²⁷⁾ Spezielle, hier nicht näher beschriebene Sonderformen, sog. GTO-Thyristoren (GTO = gate-turn-off) lassen sich über das Gate ausschalten. Hierzu ist allerdings ein vergleichsweise großer negativer Gatestrom erforderlich.

Mehrschicht- und Leistungs-Halbleiter-Bauelemente

Konstruktive Eigenschaften (katodenseitig gesteuerter Thyristor)

Ein Thyristor soll unter anderem folgende Forderungen erfüllen:

- Der Thyristor soll mit kleinem Zündstrom eingeschaltet werden können.
- Der Haltestrom soll niedrig sein.
- Die Nullkippspannung U_{BF0} und die Rückwärts-Durchbruchspannung U_{BR} sollen möglichst groß sein.

Tabelle 17-1 Wichtige Daten von Thyristoren

Typ		BRX 44 / BRX 49	PO 100 DA / PO 100 AA	T646N
Grenzwerte				
Periodische Spitzensperrspannung (+/-)	U_{DRM} / U_{RRM}	30 V / 400 V	100 V / 400 V	800V / 1600 V
Vorwärts-Stoßspitzensperrspannung	U_{DSM}			800 V / 1600 V
Rückwärts-Stoßspitzensperrspannung	U_{RSM}			900 V / 1700 V
Durchlassstrom-mittelwert	I_{TAVM}	0,4 A	0,5 A	800 A
Einmaliger Spitzenstoßstrom (10 ms)	I_{TSM}	3 A	7 A	11000 A
Kritische Stromsteilheit	di_T / dt			120 A/ μ s
Kritische Spannungssteilheit	du_D / dt			1000 V/ μ s
Kristalltemperatur	ϑ_j	125 °C	125 °C	125 °C
Typische Kennwerte				
Zündstrom	I_{GT}	< 200 μ A	< 20 μ A	< 250 mA
Nicht zündender Steuerstrom	I_{GD}			< 10 mA
Zündspannung	U_{GT}	0,8 V	0,8 V	< 1,5 V
Nicht zündende Steuerspannung	U_{GD}			< 0,2 V
Durchlassspannung	U_{AK}	1,4 V (1 A)	< 1,7 V (1 A)	2,1 V (2500 A)
Haltestrom	I_H	5 mA	5 mA	< 300 mA
Einraststrom	I_L			< 1500 mA
Zündverzug	t_{gd}			< 4 μ s
Freiwerdezeit (bei $d_i/dt = -10$ A/ μ s; $du_D/dt = 20$ V/ μ s)	t_q	-	-	250 μ s
Wärmewiderstand (Sperrschicht-Umgebung)	$R_{th/J-U}$	190 K/W	200 K/W	-
Wärmewiderstand - beidseitig gekühlt - anodenseitig gekühlt - katodenseitig gekühlt	$R_{th/J-G}$	-	-	39 K/kW 68 K/kW 82 K/kW
Bauform		Kunststoffgehäuse TO-92		Scheibe
Hersteller		Phillips	TAG	eupec

Mehrschicht- und Leistungs-Halbleiter-Bauelemente

Damit der Thyristor bei positiver Spannung U_{AK} durch den Mitkopplungseffekt mit einem kleinen Zündstrom zündet und anschließend auch ohne Zündstrom in dem eingeschalteten Zustand verharrt, reicht es aus, wenn das Produkt der Stromverstärkungen B_1 und B_2 bzw. die Summe der Stromverstärkungen A_1 und A_2 der beiden in der Thyristorstruktur verborgenen Transistoren größer als 1 ist.

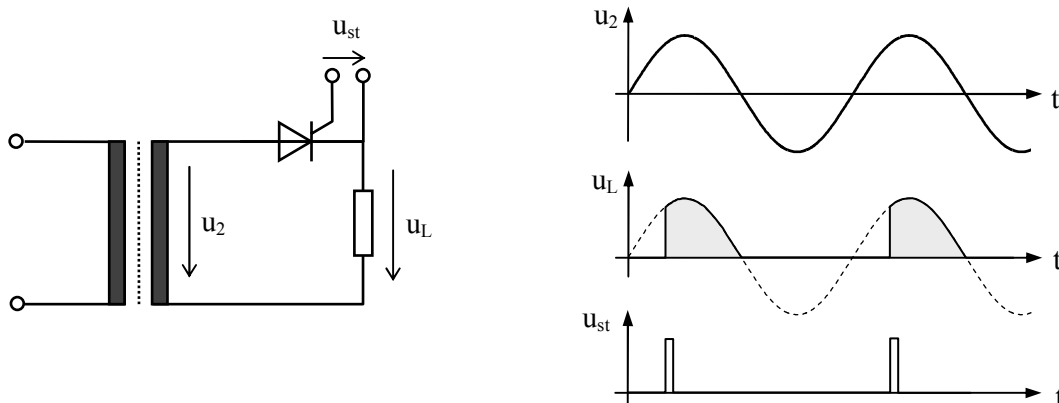
Bei der Herstellung von Thyristoren wird die n-dotierte Katodenzone hoch dotiert; die übrigen p- und n-Zonen werden relativ niedrig dotiert. Dadurch ergibt sich für die katodenseitige Transistorstruktur eine Stromverstärkung $B_1 \gg 1$.

Dies führt zu niedrigen Zündströmen und niedrigen Halteströmen. Der pn-Übergang zwischen Gate und Katode zeigt dann aber eine niedrige Durchbruchspannung. Die übrigen pn-Übergänge zeigen die gewünschten hohen Durchbruchspannungen in Blockierrichtung (mittlerer pn-Übergang) und in Sperrrichtung (anodenseitiger pn-Übergang). Wegen der niedrigen Dotierung der p-dotierten Anodenzone und wegen der relativ großen Dicke der mittleren n-Zone besitzt die anodenseitige Transistorstruktur eine geringe Stromverstärkung ($B_2 < 1$).

17.1.2 Haupteinsatzgebiete

Da der Thyristor zwar gezielt ein- aber nicht mehr ausgeschaltet werden kann, liegen seine Hauptanwendungsgebiete dort, wo der Strom nach dem Einschalten von selbst wieder verschwindet. Solche Anwendungen sind insbesondere in Wechselstromkreisen möglich. Der Thyristor macht es möglich, den Strom durch eine Last zu einem beliebigen Zeitpunkt z.B. innerhalb der positiven Halbwellen einer Wechselspannung einzuschalten. Beim jeweils nächsten Nulldurchgang des Stromes geht der Thyristor dann wieder in den gesperrten Zustand über. Durch geeignete Wahl der Zündzeitpunkte des Thyristors lässt sich die Wechselstromleistung steuern, die der Last zugeführt wird. Man nennt diese Art der Leistungssteuerung „Phasenanschnittsteuerung“.

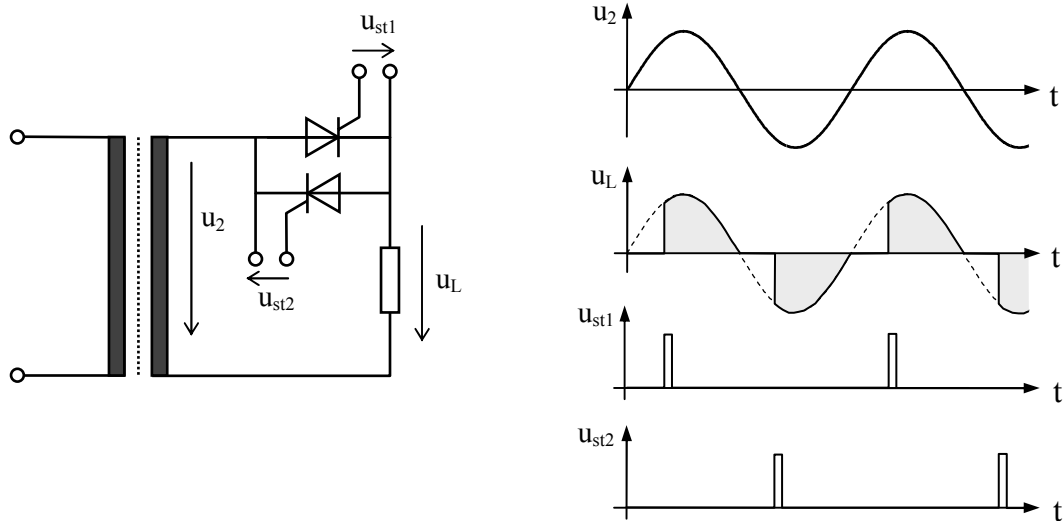
Abbildung 17-5 Phasenanschnittsteuerung mit einem Thyristor



In der Regel sollen beide Halbwellen einer Wechselspannung genutzt werden. Hierzu müssen zwei Thyristoren in anti-paralleler Anordnung eingesetzt werden (siehe Abbildung 17-6). Für die beiden antiparallelen Thyristoren müssen zwei unabhängige und elektrisch gegeneinander isolierte Zündstromkreise aufgebaut werden.

Mit Thyristoren können sehr große Schaltleistungen erreicht werden (bis 4,5 kV, mehr als 4 kA, 5 kHz).

Abbildung 17-6 Phasenanschnittsteuerung mit antiparallelen Thyristoren

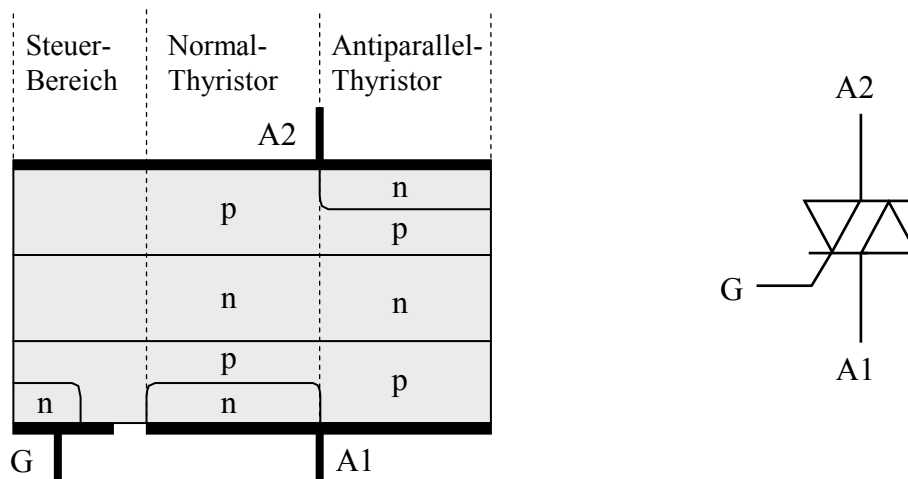


Der relativ große Schaltungsaufwand bei zwei antiparallelen Thyristoren lässt sich für kleinere elektrische Leistungen vermeiden durch den Einsatz von TRIACs.

17.2 TRIAC

Der TRIAC ist ein Bauelement, in dem zwei antiparallele Thyristoren in einem Halbleiterkristall realisiert sind. Zusätzlich beinhaltet der Kristall Strukturen, mit denen die beiden antiparallelen Thyristoren über nur einen Gate-Anschluss gezündet werden können.

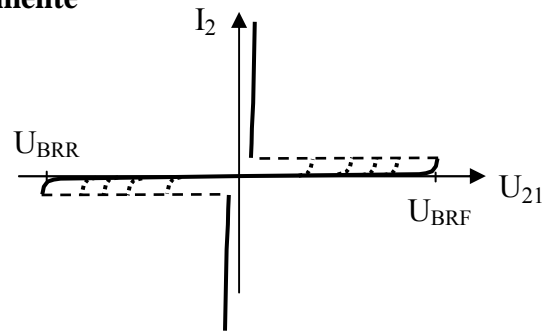
Abbildung 17-7 Schematischer Aufbau und Schaltzeichen des TRIACs



Der TRIAC kann sowohl bei positiven wie auch bei negativen Spannungen zwischen den Hauptanschlüssen gezündet werden. Da dies sowohl mit positiven wie negativen Zündströmen möglich ist, ergeben sich vier verschiedene Zündarten:

- | | | |
|-------------------------|--------------------------|-----------------------|
| ♦ Normal-Plus-Zündung: | - positive Hauptspannung | - positiver Zündstrom |
| ♦ Normal-Minus-Zündung: | - positive Hauptspannung | - negativer Zündstrom |
| ♦ Anti-Plus-Zündung: | - negative Hauptspannung | - positiver Zündstrom |
| ♦ Anti-Minus-Zündung: | - negative Hauptspannung | - negativer Zündstrom |

Abbildung 17-8
Hauptstromkennlinie des TRIAC



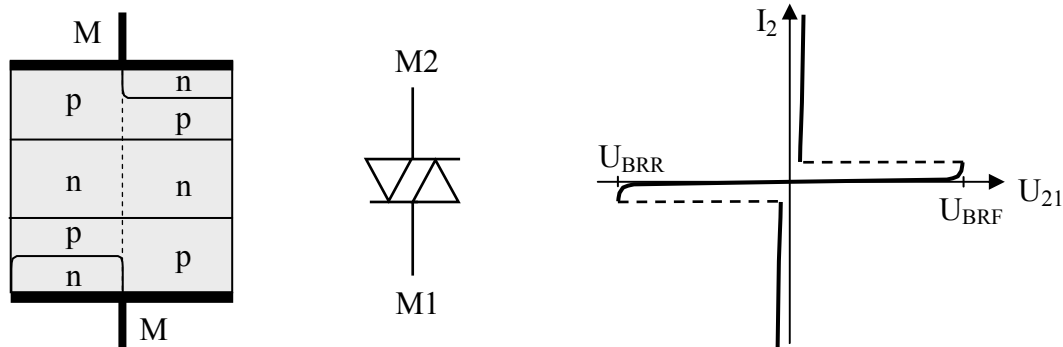
TRIACs weisen schlechtere Zündeigenschaften auf als Thyristoren. Außerdem nutzen sie die Halbleiterfläche weniger effektiv aus. Daher werden TRIACs nur für kleine bis mittlere Schaltleistungen hergestellt (bis 1,5 kV und 150 A, meist bei 50 Hz).

17.3 DIAC

Wie beim Triac besteht der Diac aus zwei antiparallelen Vierschichtstrukturen (Vierschichtdiode). Es fehlen aber Einrichtungen zum Zünden.

Der Diac kann angelegte Spannungen in beiden Polaritäten sperren; er zündet jedoch in beiden Spannungsrichtungen bei Überschreiten einer bestimmten Kippspannung.

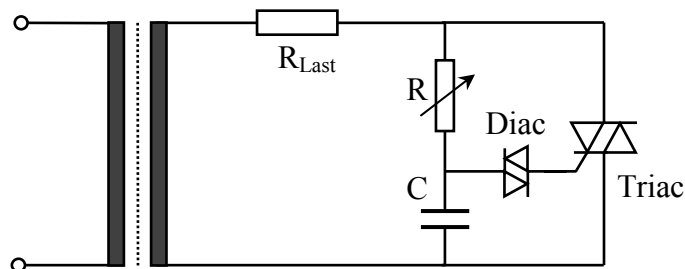
Abbildung 17-9 Der Diac (Aufbau, Schaltzeichen, Strom-Spannungs-Kennlinie)



Neben der dargestellten Vierschichtstruktur gibt es auch Diacs mit einer symmetrischen npn-Struktur. Durch Kombination von Lawinendurchbruch und Transistoreffekt ergibt sich nach Überschreiten der Kippspannung ein negativer Widerstand mit Spannungseinbruch.

Diacs wurden zum Zünden von Thyristoren und Triacs entwickelt. *Abbildung 17-10* zeigt eine entsprechende Zündschaltung. Hierbei wird ein Kondensator über einen einstellbaren Widerstand aufgeladen. Überschreitet die Kondensatorspannung die Durchbruchspannung des Diac, so schaltet dieser durch und zündet den Triac. Mit Hilfe der über den Widerstand R einstellbaren Zeitkonstante des RC-Gliedes lässt sich der Zündwinkel einstellen.

Abbildung 17-10
Triac-Zündung mittels Diac



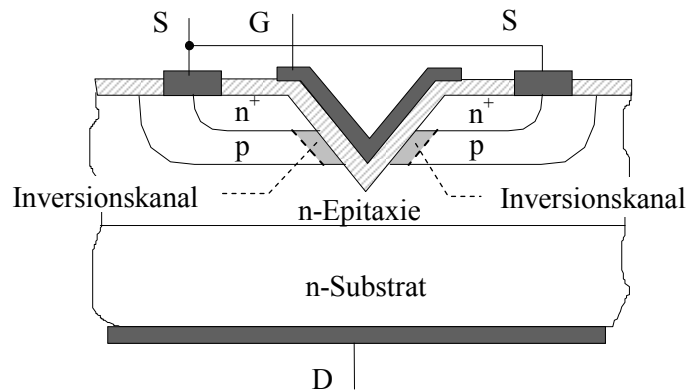
Da inzwischen von verschiedenen Herstellern integrierte Schaltungen zur Phasenanschnittsteuerung mit Thyristoren und Triacs angeboten werden, kommt diese Technik heute nur noch in Ausnahmefällen zum Einsatz.

17.4 Leistungs-MOS-FET (Kurzkanalstrukturen)

Im Rahmen der technischen Entwicklung entstanden zahlreiche Ausführungsformen von MOS-Transistoren. Günstige Eigenschaften im Hinblick auf Steilheit und Hochfrequenzverhalten bieten z.B. die Kurzkanalstrukturen nach dem VMOS- und DMOS-Verfahren (double diffused MOS). Darüber hinaus lassen sich -insbesondere mit DMOS-FET- hohe Strombelastbarkeit erreichen.

17.4.1 VMOS-FET

Abbildung 17-11
Der VMOS-FET

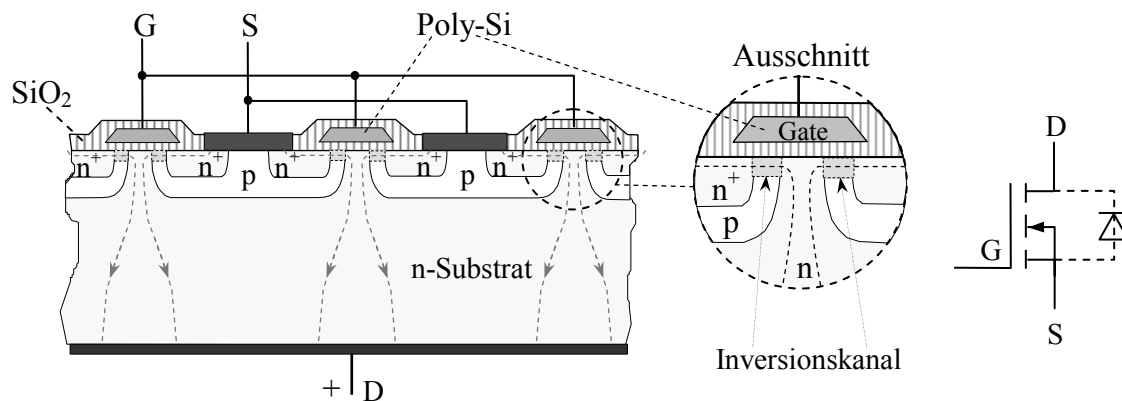


- Es liegt eine vertikale Schichtenfolge (n^+) - (p) - (n-Epitaxie) vor.
- Durch die vertikalen Schichten verläuft eine V-förmige Rinne. Die Rinne reicht bis in die n-Epitaxie-Zone, sie teilt die darüberliegenden n^+ - und p-Zonen jeweils in zwei Hälften.
- Durch die V-Rinne entstehen zwei laterale FET-Strukturen:
 - Die n^+ -Zonen bilden die Source-Bereiche,
 - die p-Zonen bilden den bulk-Bereich,
 - die n-Epitaxie den gemeinsamen Drain-Bereich.
- Source-, bulk- und Drain-Zonen werden mit externen Anschlüssen versehen, über der V-förmigen Rinne wird eine isolierte Gate-Elektrode angebracht.
- Legt man eine Gatespannung $U_{GS} > U_{GS0}$ an, so bildet sich ein Inversionskanal im p-Gebiet.
- Bei der vertikalen Schichtenfolge lassen sich die Schichtdicken sehr genau einstellen; damit sind sehr kurze Längen des Inversionskanales erreichbar.
- Durch eine große Länge der V-Rinne ergibt sich ein großer Kanalquerschnitt.
- Kurze Kanallänge und großer Kanalquerschnitt ergeben einen geringen Kanalwiderstand r_{DSon} bzw. eine große Steilheit S der Steuerkennlinie.

17.4.2 DMOS-FET

Der prinzipielle Aufbau eines in vertikaler DMOS-Technologie hergestellten MOS-FET ist in Abbildung 17-12 dargestellt. Source und Drain werden auf den beiden gegenüberliegenden Seiten eines Halbleiterskristall angeordnet. Der am meisten gebräuchliche n-Kanal-Typ baut auf einem n-dotierten Substrat auf. Dieses dient als gemeinsamer Drainbereich für zahlreiche parallele FET-Strukturen, die zellenförmig nebeneinander auf der Source-Seite realisiert werden. Hierzu werden in zwei Diffusionsprozessen zunächst p-leitende „Wannen“ erzeugt (entspricht dem „bulk“-Bereich einfacher IG-FET), in die anschließend hochdotierte n-Zellen eingefügt werden. Diese n-Zellen stellen die Sourcebereiche der vielen parallelen FET-Strukturen dar. Die n^+ -Zellen innerhalb einer p-Wanne und der dazwischenliegende p-Bereich werden jeweils über eine Metallisierung von außen kontaktiert und miteinander verbunden.

Abbildung 17-12 Der DMOS-FET (n-Kanal-Typ)



In der schmalen „bulk“-Zone zwischen Source-Zellen und bis unter die Oberfläche reichendem n-Substrat wird durch die Gatespannung jeweils ein Inversionskanal erzeugt. Das Gate ist jeweils an geeigneter Stelle in Form von leitfähigem Poly-Silizium in eine isolierende Oxidschicht über der Kristalloberfläche eingebettet.

Im inversen Betrieb (negative Drain-Source-Spannung) wird der Übergang zwischen p-Wannen und n-Substrat in Flußpolung betrieben. Dies entspricht einer zum MOS-FET anti-parallelen Diode.

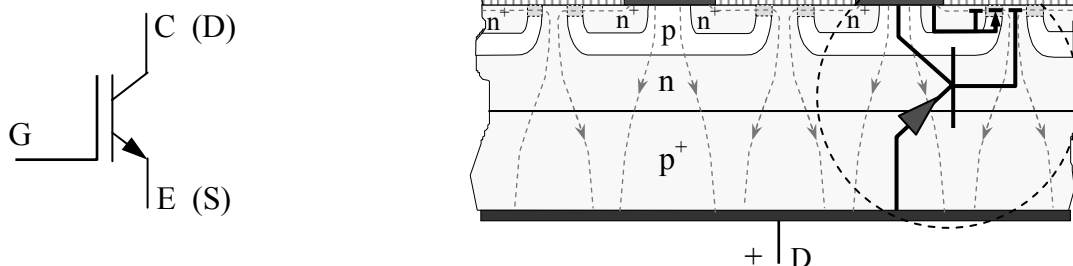
Durch Parallelschaltung einer sehr großen Zahl solcher FET-Strukturen lassen sich MOSFET herstellen, die Ströme von mehreren 10 A und mehr leiten können.

Widerstandswerte des eingeschalteten FET von $r_{DSon} < 100 \text{ m}\Omega$ sind heute möglich; allerdings sind hierfür noch unwirtschaftlich große Chip-Flächen erforderlich.

Dies führte letztlich zur Weiterentwicklung des DMOS-FET zu dem im folgenden beschriebenen IGBT.

17.5 IGBT

Abbildung 17-13 Der IGBT



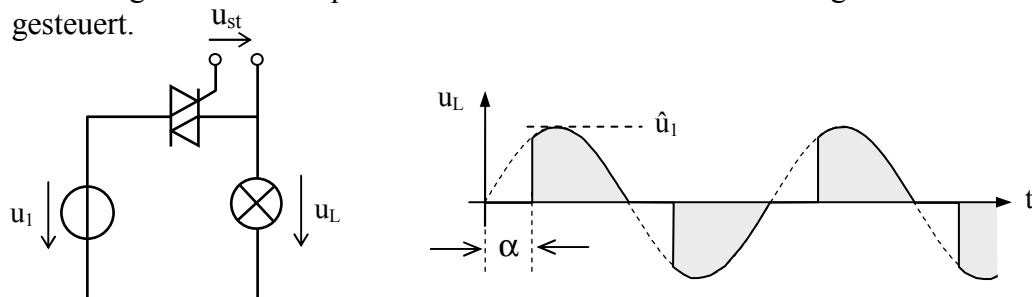
Der IGBT (isolated gate bipolar transistor) unterscheidet sich vom DMOS-FET dadurch, dass auf der Drain-Seite eine hochdotierte p-Zone ergänzt wird. Dadurch entsteht zwischen Drain- und Source-Anschlüssen jeweils eine pnp-Transistor-Struktur. Diese bipolaren Transistoren erhalten ihren Basisstrom über die durch das isolierte Gate gesteuerten MOSFET. Der IGBT entspricht damit einer Komplementär-Darlington-Schaltung aus bipolarem pnp-Haupttransistor und MOSFET-Vortransistor. Diese Struktur ist in der Darstellung des prinzipiellen Aufbaus des IGBT in Abbildung 17-13 schematisch angedeutet (im Kreis). Die MOSFET müssen nicht den Gesamtstrom, sondern nur den Basisstrom der bipolaren Transistoren liefern. Das Schaltzeichen (links in Abbildung 17-13) deutet einen stromlos gesteuerten npn-Transistor an. Es zeigt nicht den intern tatsächlich vorhandenen pnp-Transistor.

IGBTs werden für Spannungen bis $> 6 \text{ kV}$ und Ströme bis 3 kA hergestellt.

17.6 Übungsaufgaben zu Leistungs-Halbleiterbauelementen

Aufgabe 17-1 Phasenanschnittsteuerung mit Thyristoren oder Triac

Die Helligkeit einer Lampe wird durch Phasenanschnittsteuerung mittels Triac gesteuert.



Berechne den Effektivwert der Spannung u_L an der Lampe als Funktion des Anschnittwinkels α und stelle die Abhängigkeit grafisch dar.

Aufgabe 17-2: Hohe Strombelastbarkeit beim IG-FET

Wodurch erreicht man beim IG-FET eine hohe Strombelastbarkeit ?

18 Optoelektronische Bauelemente

18.1 Fotowiderstand (LDR)

Fotowiderstände bestehen aus einer Halbleiterschicht auf einem Keramikträgerplättchen. Als Halbleiter kommen vorzugsweise Cadmiumverbindungen (z.B. CdS und CdSe für Lichtstrahlung im sichtbaren Bereich) und Bleiverbindungen (z.B. PbS und PbSe für den IR-Bereich bis 5 μm) zum Einsatz. Für noch langwelligere Strahlung werden Kupfer-dotiertes Germanium (Ge-Cu) oder HgCdTe eingesetzt.

Ausgenutzt wird der „innere fotoelektrische Effekt“, bei dem durch Lichteinwirkung (durch Photonen) Elektronen aus dem Gitterverband herausgelöst werden und die Leitfähigkeit des Halbleiters vergrößern (LDR = Light Dependent Resistor).

Genutzt wird entweder die lichtinduzierte Eigenleitung oder die lichtinduzierte Störstellenleitung. In beiden Fällen werden Photonen im Halbleiter absorbiert und führen zur Anhebung von Valenzelektronen von Halbleiter- bzw. Störstellenatomen ins Leitungsband.

Bei der lichtinduzierten Eigenleitung werden durch Absorption von Photonen in einem nicht dotierten Halbleiter Elektronen aus dem Valenzband ins Leitungsband angehoben und damit Elektron-Loch-Paare erzeugt.

Die Energie der Photonen ist umgekehrt proportional zur Wellenlänge. Eine Ionisierung von Halbleiteratomen kann nur durch Photonen erfolgen, deren Energie mindestens dem Bandabstand W_G zwischen Valenz- und Leitungsband des Halbleiters entspricht. Für jeden Halbleiter kann daher eine Grenzwellenlänge λ_g angegeben werden. Licht mit einer kürzeren Wellenlänge wird absorbiert und führt zur Generation von freien Ladungsträgern. Licht mit größerer Wellenlänge durchdringt den Halbleiter oder gibt seine Energie in Form von Wärme an den Kristall ab. In beiden Fällen werden keine freien Ladungsträger erzeugt.

In der Tabelle 18-1 sind für einige Halbleitermaterialien der Bandabstand W_G , die Grenzwellenlänge λ_g und der Wellenlängenbereich λ angegeben, für den der eigenleitende Halbleiter als Fotowiderstand zum Einsatz kommt.

Tabelle 18-1 Eigenleitende Halbleiter für Fotowiderstände

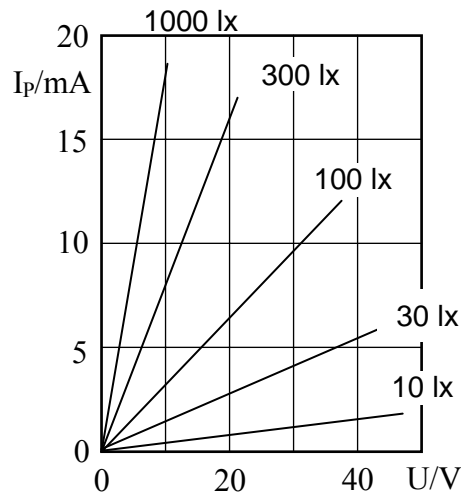
	GaP	CdS	CdSe	GaAs	Si	Ge	PbS	InSb	HgCdTe
W_G/eV	2,25	1,9	1,7	1,4	1,1	0,75	0,37	0,18	Über Cd-Anteil einstellbar
$\lambda_g/\mu\text{m}$	0,551	0,653	0,73	0,886	1,13	1,66	3,36	6,9	
$\lambda/\mu\text{m}$		0,4-0,8	0,45-0,75				0,4-3,5	0,4-7,5	≤ 25

Bei Halbleitern mit niedrigem Bandabstand W_G kann die lichtinduzierte Eigenleitung durch die temperaturabhängige Eigenleitung überdeckt werden. Aus diesem Grunde werden Fotowiderstände aus Indium-Antimonid oder HgCdTe mit flüssigem Stickstoff auf $T = 77\text{ K}$ gekühlt, so dass die thermische Eigenleitung weitgehend unterdrückt wird.

Für sehr langwellige IR-Strahlung (sehr niedrige Photonenenergie) kommt die lichtinduzierte Störstellenleitung zum Einsatz. Hierzu wird z.B. Kupfer-dotiertes Germanium mit flüssigem Helium so tief gekühlt ($T = 4,2\text{ K}$), dass die Dotierungsatome noch nicht ionisiert sind. Da die Störstellenniveaus sehr nahe an den Bandkanten liegen, reichen dann geringe Photonenenergien zur Ionisierung der Störstellen aus. Auf diese Weise kann Strahlung mit Wellenlängen bis 40 oder 100 μm gemessen werden.

Ein Nachteil des Fotowiderstandes ist sein äußerst träges Ansprechverhalten. Typische Ansprechzeiten liegen in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke zwischen mehreren Millisekunden und mehreren Sekunden. Beim Ausschalten nach längerer Beleuchtung können 15 Minuten vergehen, bis der Dunkelwiderstand wieder vollständig erreicht ist.

Abbildung 18-1
Kennlinien eines Fotowiderstandes



18.2 Fotodiode

18.2.1 PN-Übergang unter Lichteinwirkung

Die Kennlinie einer Halbleiterdiode wird beschrieben durch die Shockleysche Stromgleichung

$$I = I_{RS} \cdot (e^{U/U_T} - 1)$$

Hierbei ist I_{RS} der Betrag des (stark temperaturabhängigen) Sättigungssperrstroms, U_T die sog. Temperaturspannung (≈ 26 mV für $T = 300$ K) und U die an den äußeren Klemmen der Diode anliegende Spannung (positiv für Flusspolung, negativ für Sperrpolung).

Bei der Fotodiode wird der Sperrsättigungsstrom I_{RS} als Dunkelstrom bezeichnet.

Wird der Halbleiterkristall mit Licht geeigneter Wellenlänge bestrahlt, so werden die Lichtquanten (Photonen) im Kristall absorbiert. Je nach ihrem Energieinhalt führt die Absorption der Photonen zur Erwärmung des Kristalls oder zur Ionisation von Gitteratomen. Im zweiten Fall werden Elektronen der Gitteratome aus dem Valenzband ins Leitungsband angehoben. Es entstehen paarweise Elektronen und Löcher.

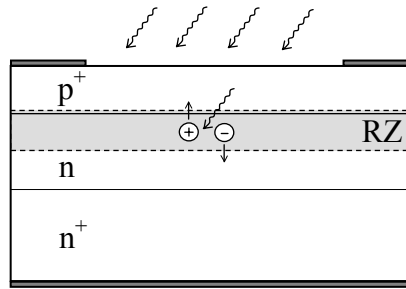
Erfolgt die Absorption der Photonen innerhalb der Raumladungszone eines pn-Überganges, so werden Elektronen und Löcher durch das dort existierende elektrische Feld getrennt und können nicht rekombinieren. Die entstandenen Löcher driften zur benachbarten p-Zone, die Elektronen zur benachbarten n-Zone. Die Trennung der Ladungsträger führt zur gegenseitigen Aufladung von p- und n-Zone und/oder zu einem Strom in einem äußeren Stromkreis.

Ladungsträger, die in geringem Abstand ($< \text{Diffusionslänge } L_p \text{ bzw. } L_n$) außerhalb der Raumladungszone generiert werden, die dann (zufällig) zur Raumladungszone diffundieren, ehe sie durch Rekombination wieder verschwinden, und die dann vom elektrischen Feld auf die andere Seite der Raumladungszone getrieben werden, führen zum selben Effekt.

Damit Licht bis in den Bereich der Raumladungszone vordringen kann, wird der Kristall auf der Einstrahlungsseite des pn-Überganges möglichst dünn gehalten. Außerdem wird die Dicke der Raumladungszone möglichst groß gewählt, damit dort möglichst viele Photonen absorbiert werden. In Fotodioden ist daher grundsätzlich mindestens eine Seite des pn-Überganges niedrig dotiert.

Optoelektrische Bauelemente

Abbildung 18-2
Absorption eines Photons
in der Raumladungszone
eines pn-Überganges



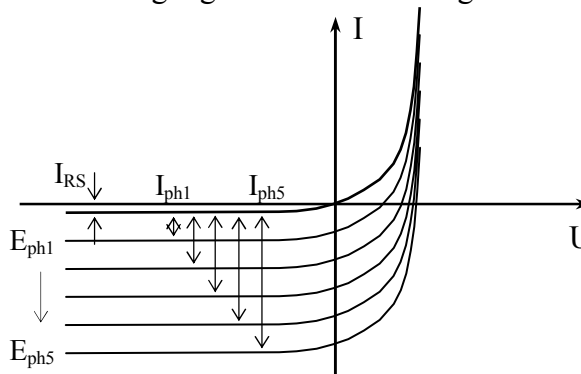
In der Kennliniengleichung des pn-Überganges kommt durch die bei Bestrahlung entstandenen freien Ladungsträger ein zur Beleuchtungsstärke E_{ph} proportionaler Sperrstrom hinzu, der Fotostrom I_{ph} .

$$I = I_{RS} \cdot (e^{U/U_T} - 1) - I_{ph}$$

Der Fotostrom I_{ph} führt zu einer mehr oder weniger großen Verschiebung der Diodenkennlinie in negativer Stromrichtung.

Abbildung 18-3
Kennlinienfeld des
pn-Übergangs bei Bestrahlung

(E_{ph} = Beleuchtungsstärke)



Der Quotient $S = I_{ph} / E_{ph}$ wird Lichtempfindlichkeit (oder einfach nur Empfindlichkeit) genannt und z.B. in der Einheit nA/lx angegeben. Die Lichtempfindlichkeit S ist mindestens über 7 Größenordnungen der Beleuchtungsstärke E_{ph} konstant.

Die positive Richtung von Strom- und Spannung in den beiden obigen Gleichungen und in Abbildung 18-3 entspricht dem Verbraucherzählpfeilsystem, bei dem Strom und Spannung an einem Bauteil gleiche Richtung haben. Gleiche Richtung von Strom und Spannung liegt in Abbildung 18-3 im 1. und im 3. Quadranten des Kennlinienfeldes vor. Hier arbeitet die Fotodiode als Verbraucher, sie nimmt eine dem Produkt aus Strom und Spannung entsprechende Leistung auf, die in der Diode als Verlustwärme freigesetzt wird.

Bei Bestrahlung der Fotodiode treten in Abbildung 18-3 auch Kennlinien im 4. Quadranten des Kennlinienfeldes auf. Strom und Spannung haben dann in der Fotodiode entgegengesetzte Richtung. Die Diode arbeitet hier als Energiequelle.

Tabelle 18-2 Daten von Fotodioden (BPX..) und Fotoelementen (BPY..)

Typ		BPX 63	BPX 90	BPY 11	BPY 64
Empfindlichkeit	S	10 nA/lx	40 nA/lx	40 nA/lx	230 nA/lx
Dunkelstrom (20 °C)	I_{RS}	15 pA	5 nA	1 μ A	4 μ A
Max. Sperrspannung	U_{RM}	7 V	32 V	1 V	1 V

18.2.2 Diodenbetrieb der Fotodiode

Beim Diodenbetrieb wird von außen eine Sperrspannung an die Fotodiode angelegt. Die Fotodiode arbeitet dann im 3. Quadranten des Kennlinienfeldes. Ist der Betrag der Sperrspannung viel größer als die Temperaturspannung U_T (z.B. $\geq 0,2$ V), so kann in der Gleichung für den Diodenstrom das Exponentialglied vernachlässigt werden, und es ergibt sich

$$I = -(I_{RS} + I_{ph})$$

Da sich der Fotostrom I_{ph} kaum mit der Sperrspannung ändert, zeigt die Diode bei dieser Betriebsart einen sehr großen Innenwiderstand; sie prägt dem äußeren Stromkreis einen weitgehend spannungsunabhängigen Strom auf.

18.2.3 Foto-PIN-Diode

Um die Empfindlichkeit der Fotodiode möglichst groß zu machen, kann anstelle eines pn-Überganges eine Intrinsic-Zone zwischen hoch-dotierten p- und n-Zonen angeordnet werden. Eine außen angelegte Sperrspannung fällt dann über dieser Intrinsic-Zone ab. Elektronen und Löcher, die innerhalb dieser Intrinsic-Zone generiert werden, werden von dem dort vorhandenen elektrischen Feld getrennt und in die angrenzenden p- bzw. n-Zonen abgeleitet.

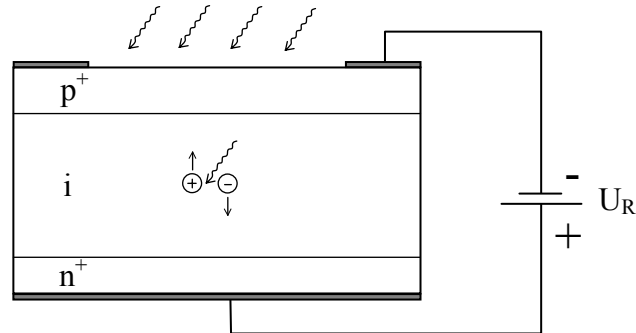


Abbildung 18-4
Foto-PIN-Diode

Die Dicke der Intrinsic-Zone kann deutlich größer gewählt werden, als dies für die Ausdehnung der Raumladungszone eines pn-Überganges möglich wäre. Zum Nachweis besonders langwelliger IR-Strahlung wird die Dicke der Intrinsic-Zone z.B. bis zu einigen Millimetern gewählt.

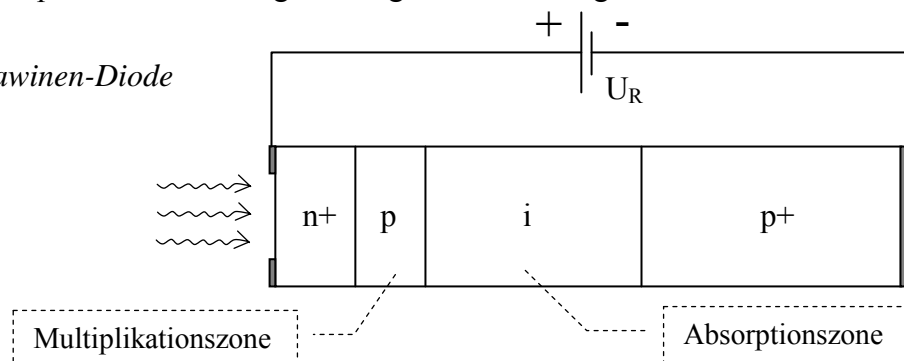
18.2.4 Schottky-Fotodiode

Die Schottky-Fotodiode beinhaltet keinen pn- sondern einen Metall-Halbleiter-Übergang. Durch eine sehr dünne, lichtdurchlässige Metallschicht an der Oberfläche können die Photonen in die darunter liegende schwach dotierte Halbleiterzone eindringen und dort Ladungsträger generieren. Schottky-Fotodioden ergeben sehr schnelle und empfindliche Fotodetektoren.

18.2.5 Foto-Lawinen-Diode (Avalanche-Fotodiode)

Bei der Foto-Lawinen-Diode wird zusätzlich zu einer Intrinsic-Absorptionszone (wie bei der Foto-pin-Diode) die Raumladungszone eines pn-Überganges als Multiplikationszone verwendet. Den prinzipiellen Aufbau zeigt die folgende Abbildung.

Abbildung 18-5
Aufbau der Foto-Lawinen-Diode



Die außen angelegte elektrische Spannung erzeugt in der Absorptionszone ein schwaches, in der Multiplikationszone ein starkes elektrisches Feld.

Optoelektrische Bauelemente

Das einfallende Licht wird in der Intrinsic-Zone absorbiert und erzeugt dort Elektronen-Loch-Paare, die durch das hier existierende elektrische Feld getrennt werden. Die entstandenen Elektronen driften in die Multiplikationszone und führen dort wegen der hohen Feldstärke zu mehrfacher Stoßionisation (Lawineneffekt). Auf dieser Weise wird jedes durch Photonenabsorption entstandene Ladungsträgerpaar bis zu mehrere hundert mal vervielfacht.

Mit der Foto-Lawinen-Diode lassen sich daher Empfindlichkeiten erreichen, die um einige hundert mal größer sind als die einer einfachen pn-Fotodiode.

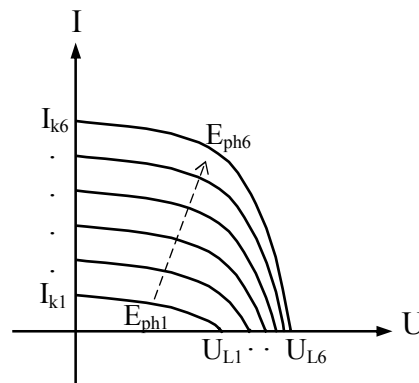
18.2.6 Elementbetrieb der Fotodiode

Bei Bestrahlung der Fotodiode treten in Abbildung 18-3 auch Kennlinien im 4. Quadranten des Kennlinienfeldes auf. Strom und Spannung an der Fotodiode haben dabei entgegengesetzte Richtung. Die aus dem Produkt von Strom und Spannung sich ergebende Leistung wird nicht in der Diode verbraucht, sondern als elektrische Leistung nach außen abgegeben. Die Diode arbeitet als Energiequelle im sog. Elementbetrieb. Sie wird dann Fotoelement genannt.

Wird die Fotodiode im Elementbetrieb eingesetzt, so stellt man ihre Kennlinie zweckmäßigerweise nicht nach dem Verbraucherzählpfeilsystem, sondern nach dem Erzeugerzählpfeilsystem dar. Dabei wird der Strom positiv gezählt, wenn er in der Quelle der positiven Spannung entgegengerichtet ist.

Die Kennlinien des Fotoelements liegen dann im 1. Quadranten. Man erhält diese Kennlinien, indem man die (in Abbildung 18-3) im 4. Quadranten liegenden Kennlinienteile an der Spannungsachse in den 1. Quadranten spiegelt.

Abbildung 18-6
Kennlinien des Fotoelements



Die Kennliniengleichung des Fotoelements in der Erzeugerzählrichtung lautet

$$I = I_{RS} \cdot (1 - e^{U/U_T}) + I_{ph}$$

Wird das bestrahlte Fotoelement kurzgeschlossen, so verschwindet der vom Dunkelstrom I_{RS} abhängige erste Summand und als Kurzschlussstrom verbleibt der reine Photostrom:

$$I = I_k = I_{ph}$$

Da über ca. 7 Dekaden ein linearer Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke E_{ph} und Photostrom I_{ph} existiert, wird die Fotodiode (das Fotoelement) zur Lichtmessung zweckmäßigerweise im Kurzschlussbetrieb eingesetzt.

Wird das Fotoelement im Leerlauf betrieben, so stellt sich an ihr die von der Bestrahlungsstärke abhängige Leerlaufspannung U_L ein. Ein linearer Zusammenhang existiert hier nicht.

18.2.7 Solarzelle

Mit Fotodioden kann Lichtstrahlung gemessen werden. Die in der Fotodiode verwirklichte Erzeugung eines elektrischen Stromes bzw. einer elektrischen Spannung aus Licht ist im Prinzip auch geeignet, um größere elektrische Energien aus der Sonnenstrahlung zu gewinnen. Bei senkrechtem Sonnenstand strahlt die Sonne in südlichen Ländern ca. 1 kW auf einen Quadratmeter Erdoberfläche ein. Auf eine Fläche von 1 km² entfällt eine Gesamtenergie von ca. 1 GW. Aus diesen Daten wird erkennbar, dass hier eine unerschöpfliche Energiequelle vorliegt. Es wird aber auch erkennbar, dass Fotodioden mit einer wirksamen Absorptionsfläche von einigen mm² viel zu klein sind, um nennenswerte Energiemengen einzufangen.

Zur Energiegewinnung aus Sonnenstrahlung wurden sog. Solarzellen entwickelt. Sie sind prinzipiell ähnlich aufgebaut wie Fotodioden, jedoch mit wesentlich größerer Sperrschichtfläche. Als Basismaterial kommt heute vorzugsweise Silizium zum Einsatz.

Eine Solarzelle besteht prinzipiell aus einer großflächigen Siliziumscheibe (Fläche z.B. 100 cm²) mit einem nahe der Oberfläche angeordneten pn-Übergang. Die Scheibe wird auf Ober- und Unterseite elektrisch kontaktiert. Um die Einstrahlungsfläche möglichst wenig zu reduzieren, sind die Kontakte der Oberseite (Einstrahlungsfläche) kammartig in Form dünner Stege ausgebildet. Die Einstrahlungsfläche wird zusätzlich mit einer Antireflexschicht versehen, damit möglichst das gesamte auftreffende Licht genutzt werden kann.

Man unterscheidet einkristalline, polykristalline und amorphe Solarzellen. Sie unterscheiden sich in der Herstellungsart, in den Herstellungskosten und im Wirkungsgrad.

Die folgende Tabelle zeigt die unter günstigen Umständen derzeit bei Silizium-Solarzellen erreichbaren Wirkungsgrade. Kommerziell hergestellte Solarzellen erreichen diese Wirkungsgrade aber meist nicht.

Tabelle 18-3 Wirtschaftlichkeitsdaten für Solarzellen

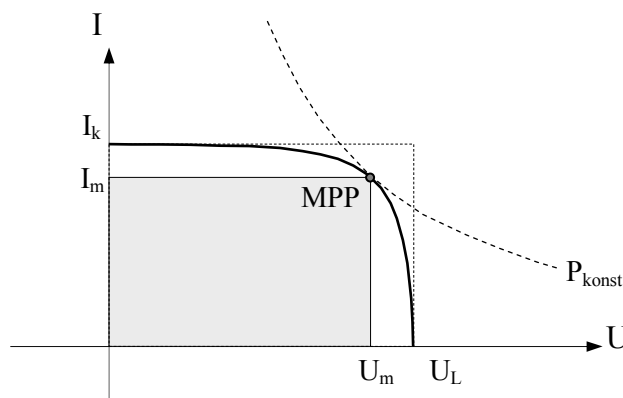
Zellenstruktur	Erreichbarer Wirkungsgrad	Herstellungskosten	Zellengröße
einkristallin	20 – 28 %	hoch	≥ 10 cm ϕ
polykristallin	16 – 18 %	mittel	10 cm x 10 cm
amorphe Dünnschicht	< 13 %	Niedrig	

Eine einzelne Solarzelle liefert eine Leerlaufspannung von ca. 0,5 bis 0,6 V. Zur Erzeugung größerer Spannungen werden mehrere Zellen in Reihe, zur Erzeugung größerer Ströme werden mehrere Zellen parallel geschaltet und zu einem sog. Solarpanel zusammengebaut.

Die Kennlinien eines Solarpanels werden üblicherweise im 1. Quadranten eines I-U-Koordinatensystems dargestellt und ähneln den Kennlinien einer Fotodiode im Elementbetrieb (siehe Abbildung 18-6).

Um dem Solarpanel möglichst viel Energie zu entnehmen, versucht man es im sog. MPP (Maximum Power Point) zu betreiben. Es ist dies der Punkt der jeweils aktuellen Kennlinie, der eine Hyperbel für konstante Leistung tangiert. In diesem Punkt hat das Produkt $P = U \cdot I$ den größten Wert ($P_m = U_m \cdot I_m$).

Abbildung 18-7
Betrieb im
Maximum Power Point



Das Verhältnis $F_F = \frac{I_m \cdot U_m}{I_k \cdot U_L}$ wird als Füllfaktor (oder Kurvenfaktor) bezeichnet.

Der Füllfaktor ist umso größer, je schärfer der Knick in der Kennlinie ausgebildet ist. In realen Solarzellen werden Werte von 70 % bis 80% erreicht.

Tabelle 18-4 Daten von Solarmodulen

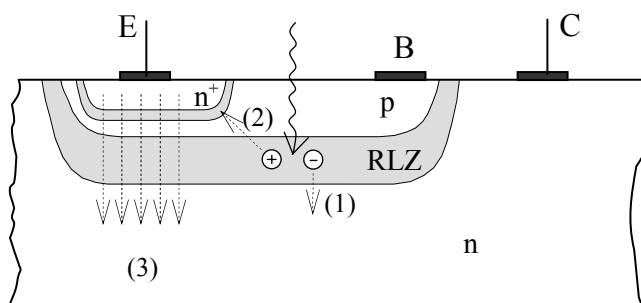
Typ	Sunceram			MSX 18	M 40
Technologie	Amorph			Polykristallin	Monokristallin
Zellenzahl	5	8	16	36	33
Fläche	7,9 cm ²	30 cm ²	60 cm ²	2100 cm ²	4026 cm ²
Leerlaufspannung	3,45 V	5,5 V	11 V	21 V	19,5 V
Kurzschlussstrom	17 mA	44 mA	44 mA	1,2 A	3 A
Max. Leistung MPP ($E_{ph} = 100 \text{ mW/cm}^2$)	35 mW	150 mW	300 mW	18,5 W	40 W

18.3 Fototransistor

Der Phototransistor besitzt einen großflächigen Kollektor-Basis-Übergang, der in Sperrrichtung betrieben wird. Die Basis ist häufig nicht nach außen verbunden.

Abbildung 18-8 zeigt den Aufbau eines npn-Foto-Transistors. Durch Photonenabsorption im Bereich des Kollektor-Basis-Raumladungszone (RLZ) entstandene Elektronen-Loch-Paare werden durch das dort herrschende elektrische Feld getrennt. Die Elektronen driften in die Kollektorzone (1), die Löcher in die Basiszone und weiter über den Basis-Emitter-Übergang in die Emitterzone (2). Auf Grund des Transistoreffektes wird dadurch ein sehr viel größerer Elektronenstrom (3) vom Emitter über die Basis zum Kollektor ausgelöst.

Abbildung 18-8
Bipolarer Fototransistor



Optoelektrische Bauelemente

Für den Kollektorstrom ergibt sich:

$$I_C = (B + 1) \cdot (I_{ph} + I_{CB0})$$

oder näherungsweise:

$$I_C \approx B \cdot I_{ph}$$

Wegen der relativ großen Kollektor-Basis-Sperrschicht-Kapazität und wegen des "Miller-Effekts" ist der Fototransistor relativ langsam. Die 3dB-Grenzfrequenz handelsüblicher Fototransistoren liegt bei nur einigen hundert kHz.

Tabelle 18-5 Daten von Fototransistoren

Typ		BP103 II	BPW14 B	BPX 99
Technologie		Einfacher Transistor		Darlington
Basisanschluss		nein		ja
Grenzwerte				
Kollektor-Emitter-Spannung	U _{CE0}	35 V	32 V	32 V
Kollektorstrom	I _C	50 mA	50 mA	500 mA
Sperrschichttemperatur	ϑ _j	125 °C	150 °C	120 °C
Verlustleistung	P _{tot}	210 mW	250 mW	330 mW
Typische Kennwerte				
Kollektorstrom bei 1000 lx (2856 K)	I _C	2,5 ... 5 mA	4,5 mA	>100 mA
Dunkelstrom	I _{CE0}	< 100 nA	< 100 nA	< 200 nA
Schaltzeiten	t _r / t _f	< 10 µs	1,7 µs	80 / 60 µs
Wärmewiderstand	R _{th}	0,35 K/W	0,4 K/W	0,3 K/W

18.4 Lumineszenz-Dioden

Die bei der Rekombination von Elektron-Loch-Paaren in einem Halbleiterkristall freiwerdende Energie kann entweder abgestrahlt oder in Form von Wärme freigesetzt werden. Welche der beiden Möglichkeiten jeweils auftritt hängt von der Art des Halbleiters ab. In diesem Zusammenhang unterscheidet man indirekte und direkte Halbleiter.

Bei indirekten Halbleitern findet kein unmittelbarer Übergang eines Leitungselektrons in das Valenzband statt. Die Rekombination kann nur in Schritten stattfinden über sog. Rekombinationszentren (traps) mit Energieniveaus nahe der Mitte des verbotenen Bandes oder durch Energieabgabe an andere Leitungselektronen (Auger-Rekombination). Bei der indirekten Rekombination wird die freiwerdende Energie nicht abgestrahlt, sondern in Gitterschwingungen (Phononen), d.h. in Wärme umgesetzt. Die Elementhalbleiter Silizium und Germanium sind indirekte Halbleiter.

Bei den direkten Halbleitern findet bei der Rekombination ein unmittelbarer Übergang der Leitungselektronen ins Valenzband statt. Die freiwerdende Energie wird in Form eines Photons (Lichtquant) abgestrahlt. Beispiele direkter Halbleiter sind GaAs, GaAsP, GaP, SiC, GaN.

Lumineszenz- oder Leuchtdioden (LED, Light Emitting Diode) bestehen üblicherweise aus dem Kristall eines direkten Halbleiters, in dem ein pn-Übergang in Flussrichtung betrieben wird.

Optoelektrische Bauelemente

Im Flussbetrieb diffundieren Majoritätsträger über den pn-Übergang und rekombinieren anschließend mit den Majoritätsträgern der jeweils anderen Seite. Die bei der Rekombination freiwerdende Energie wird in Form von Licht(-quanten) abgestrahlt.

Die Energie der abgestrahlten Photonen entspricht ungefähr dem Bandabstand von Leitungs- und Valenzband. Dieser für den jeweiligen Halbleiter charakteristische Bandabstand bestimmt daher die Farbe des abgestrahlten Lichtes.

In der Tabelle 18-6 sind typische Kenndaten verschiedenfarbiger Lumineszenzdioden wiedergegeben. Unter dem dort angegebenen externen Quantenwirkungsgrad versteht man jenen Anteil der Rekombinationsvorgänge, der zur Abstrahlung von Photonen nach außen führt. Es ist erkennbar, dass bei den meisten LEDs nur ein relativ geringer Anteil der Rekombinationsvorgänge zur Abstrahlung nach außen führt. Die meisten Photonen werden innerhalb des Halbleiterkristalls wieder absorbiert.

Tabelle 18-6 *Kenndaten verschiedener Lumineszenzdioden*

Material : Donator	Farbe	Wellenlänge in nm	externer Quanten- wirkungsgrad	Lichtausbeute in lm/W	Flussspannung U_F/V
GaAs : Si	IR	930	12 - 30 %	-	1,3
GaP : Zn, O	rot	690	4 - 15 %	0,2 - 0,8	1,6
GaAs _{0,35} P _{0,65} : N	orange	630	0,4 - 0,6 %	0,7 - 1,1	2,0
GaAs _{0,15} P _{0,85} : N	gelb	590	0,1 - 0,3 %	0,5 - 1,5	2,2
GaP : N	grün	570	0,1 - 0,7 %	0,7 - 4,5	2,4
GaN : Zn	blau	440	0,1 %	0,02	4,5

Das von einer LED abgestrahlte Licht ist nicht streng monochromatisch. Das Spektrum hat auf halber Höhe gemessen eine Breite von z.B. 25 nm (grün) bis 45 nm (IR).

Das Licht einer LED lässt sich über den Diodenstrom modulieren; bei sehr schnellen LEDs bis ca. 500 MHz.

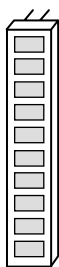
18.5 Displays

18.5.1 LED-Displays

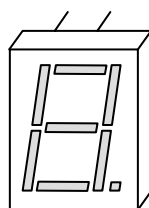
Eines der Haupteinsatzgebiete von LEDs sind Displays. Abbildung 18-9 zeigt eine Leuchtbalkenanzeige zur groben Analoganzeige sowie Sieben-Segment- und Punkt-Matrix-Anzeige zur Darstellung alphanumerischer Symbole.

Abbildung 18-9 *LED-Displays*

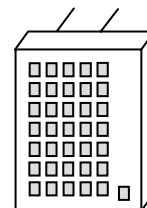
Leuchtbalkenanzeige



Sieben-Segment-Anzeige



Punkt-Matrix-Anzeige



Jedes einzelne Segment wird durch eine eigene LED realisiert.

Die Dioden einer Anzeigeeinheit werden jeweils einzeln (Balken- und Sieben-Segment-Anzeige) oder über eine Spalten- und Zeilen-Matrix (Punkt-Matrix-Anzeige) angesteuert.

18.5.2 Flüssigkristall-Displays

Der Aufbau einer Flüssigkristallanzeige entspricht dem eines Plattenkondensators. Zwischen zwei parallelen Glasplatten (Abstand 5 - 15 μm), die mit Elektroden aus einer leitfähigen, transparenten Indium-Zinn-Oxid-Schicht überzogenen sind, befindet sich eine "nematische" Flüssigkeit als Dielektrikum.

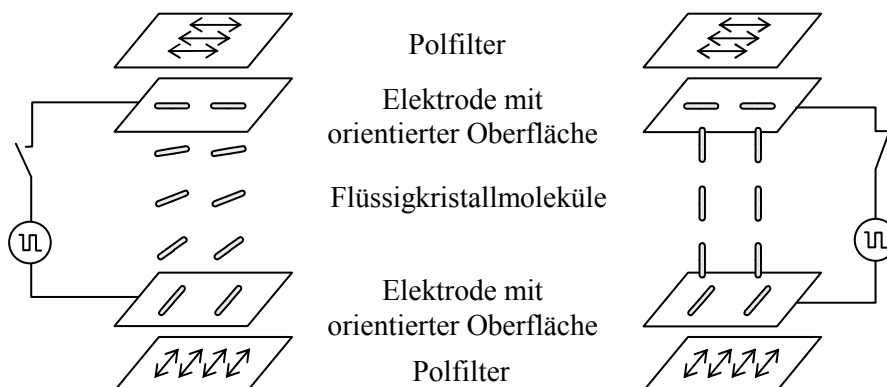
Bei den nematischen Flüssigkristallen handelt es sich um aromatische Verbindungen mit langgestreckten Molekülen. In einem bestimmten Temperaturbereich befinden sie sich in einem Zwischenzustand zwischen Flüssigkeit (ungeordnet, isotrop) und fester Kristallstruktur (hochgeordnet, anisotrop). Sie passen sich wie Flüssigkeiten der Form eines vorhandenen Volumens an. Die Moleküle sind jedoch vorzugsweise parallel ausgerichtet, besitzen also Ordnungsstrukturen, was sonst nur bei Kristallen auftritt.

Die Moleküle weisen schwache elektrische Dipoleigenschaften auf. Da sie sich wie in einer Flüssigkeit leicht gegeneinander verschieben lassen, können die Moleküle durch ein elektrisches Feld gedreht und damit die optischen Eigenschaften des Flüssigkristalls geändert werden. Bei einer segmentweisen Unterteilung einer der beiden Beläge des "Plattenkondensators" lassen sich damit Ziffern und Zeichen darstellen.

Flüssigkristallanzeigen werden vorzugsweise als sog. Drehzellen (TN-Zellen, Twisted Nematic-Cell) realisiert. Bei diesen Zellen erhalten die Elektroden durch mechanische Bearbeitung molekültiefe parallele Riefen. Dies führt dazu, dass die Moleküle des Flüssigkristalls sich an der Elektrodenoberfläche parallel zu dieser vorgegebenen Vorzugsrichtung anordnen. Die beiden Glasplatten werden so montiert, dass die von ihnen vorgegebenen Vorzugsrichtungen um 90° gegeneinander verdreht sind. Die Ausrichtung der Moleküle des Flüssigkeitskristalls zwischen den Platten ändert sich daher schraubenförmig.

Die beiden Glasplatten der Drehzelle werden mit Polarisationsfolien versehen, deren Polarisationsrichtung jeweils mit der Vorzugsrichtung der Moleküle an der jeweiligen Glasplatte übereinstimmt. Die Polarisationsrichtung der beiden Polfilter unterscheidet sich daher ebenfalls um 90° .

Abbildung 18-10 Prinzipieller Aufbau einer Flüssigkristall-Drehzelle



Tritt nun Licht von einer Seite in die Drehzelle ein, so wird es polarisiert. Beim Durchlaufen des Flüssigkristalls ändert sich die Polarisationsrichtung entsprechend der Ausrichtung der Moleküle des Flüssigkeitskristalls um insgesamt 90° . Das Licht kann daher auf der zweiten Seite der Drehzelle ungehindert durch das dortige Polfilter austreten. Die Drehzelle ist transparent.

Optoelektrische Bauelemente

Legt man nun eine Spannung zwischen die Elektroden, so richten sich die Moleküle des Flüssigkristalls in Richtung des elektrischen Feldes, also senkrecht zu den Elektroden aus. Damit entfällt die Drehung der Polarisationsrichtung innerhalb der Zelle und das Licht kann das zweite Polfilter nicht durchdringen. Die Drehzelle ist lichtundurchlässig.

Flüssigkristallanzeigen können mit Durchlicht (rückseitige Beleuchtung, transmissive Betriebsweise) oder mit Frontlicht und rückseitiger Reflektorfolie (reflektive Betriebsweise) betrieben werden.

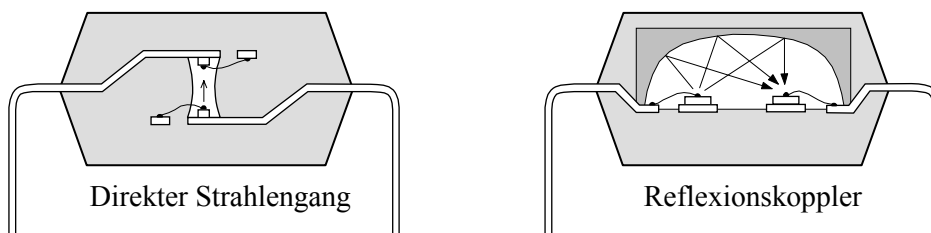
Ein Betrieb der Flüssigkristall-Displays mit Gleichspannung würde zu einer elektrolytischen Zerstörung führen, z.B. zu einer Reduktion der transparenten Indium-Zinn-Oxid-Elektroden zu undurchsichtigen Indium und Zinn. Um dies zu vermeiden, werden Flüssigkristall-Zellen mit Wechselspannung betrieben.

18.6 Optoelektronische Koppler

18.6.1 Optokoppler (geschlossen)

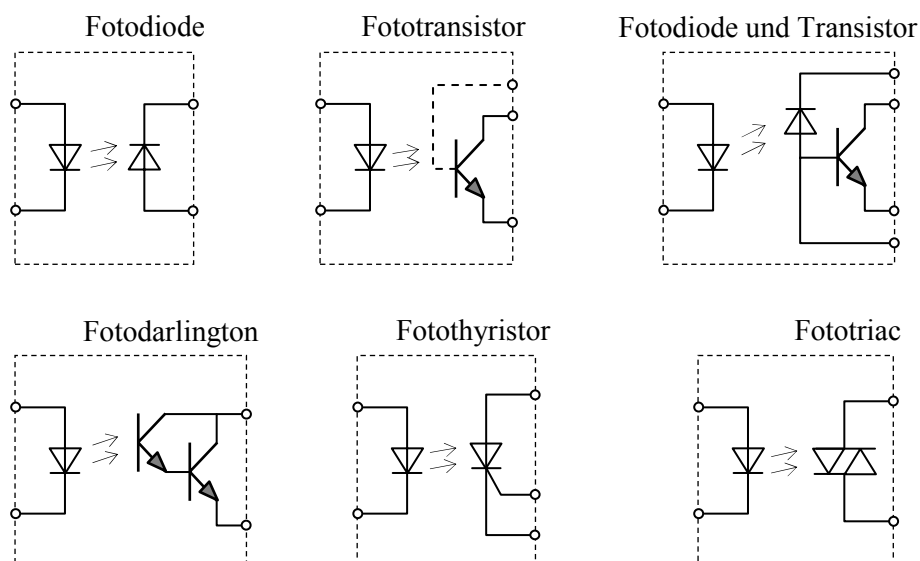
Ein Optokoppler besteht aus einem Lichtsender und einem Lichtempfänger, die in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sind. Zwischen Sender und Empfänger befindet sich ein transparenter Kunststoff, der eine optische Kopplung herstellt, Sender und Empfänger aber elektrisch voneinander trennt. Das Gesamtsystem ist von einem undurchsichtigen Kunststoffgehäuse (in Sonderfällen von einem Metallgehäuse) umgeben.

Abbildung 18-11 Aufbau eines Optokopplers



Als Lichtsender dient eine IR-LED (meist GaAs). Als Lichtempfänger kommen Fotodiode, Fototransistor (meist als Fotodarlington), Fotothyristor oder Fototriac zum Einsatz.

Abbildung 18-12 Optokoppler mit verschiedenen Empfängern



Optoelektrische Bauelemente

Ein Optokoppler ermöglicht eine Signalübertragung zwischen Stromkreisen, die elektrisch gegeneinander isoliert sind. Beispielsweise kann ein auf Hochspannung liegender Stromkreis mit einem auf Massepotenzial liegenden Stromkreis gesteuert werden.

Die Spannungsfestigkeit der Koppler (zulässige Spannung zwischen Sender und Empfänger) schwankt zwischen 100 V und 50 kV; die meisten Koppler sind ausgelegt für ca. 2 kV.

Eine der wichtigsten Kenngrößen ist das Stromübertragungsverhältnis CTR (Current Transfer Ratio). Es gibt das Verhältnis von Ausgangsstrom zu Eingangsstrom an.

Wegen des Millereffekts sinkt beim Einsatz von Fototransistoren die obere Grenzfrequenz.

Tabelle 18-7 Stromübertragungsverhältnis und Grenzfrequenz verschiedener Optokoppler

Empfänger	CTR	f_g
Fotodiode	0,001 – 0,008	5 - 30 MHz
Fotodiode und Transistor	0,05 – 0,4	1 - 9 MHz
Fototransistor	0,2 – 3	20 - 500 kHz
Fotodarlington	1 – 10	1 - 30 kHz

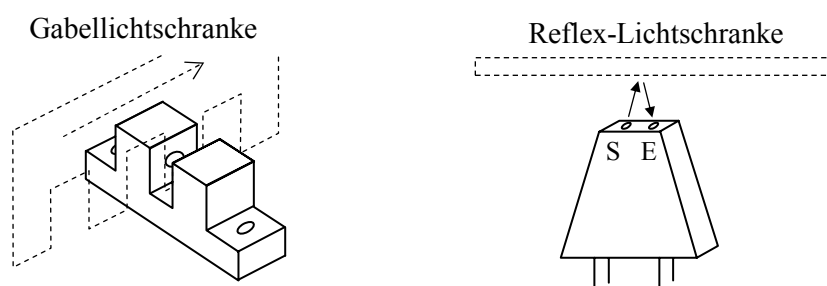
18.6.2 Optokoppler-Lichtschraken

Neben den geschlossenen Optokopplern kommen auch offene Koppler als Lichtschraken zum Einsatz.

Bei der Gabellichtschrake durchläuft das Licht vom Sender zum Empfänger geradlinig eine kurze Luftstrecke. Hindernisse in dieser Luftstrecke unterbrechen den Lichtweg.

Bei der Reflexlichtschrake kann das Licht des Senders nur über Reflexion an einem benachbarten Gegenstand zum Empfänger gelangen.

Abbildung 18-13 Optokoppler-Lichtschraken



Man verwendet die Optokoppler-Lichtschraken zur Messung mechanischer Größen wie z.B. Drehwinkel, Drehzahl, Längenkodierung und Stückzahl.

Tabelle 18-8 Daten von Lichtschraken

Typ		HOA1879-15	HOA 1404-2	HOA 2498-2
Optimaler Reflektorabstand		-	5 mm	13 mm
Kollektorhellstrom / LED-Strom	I_C / I_F	>0,5 / 20 mA	>0,8 / 30 mA	>0,16 / 30 mA
Kollektordunkelstrom (10 V)	I_{CE0}	< 100 nA	< 100 nA	< 100 nA

18.7 Laser-Dioden

Bei direkten Halbleitern (siehe Abschnitt 18.4) wird bei der Rekombination von freien Elektronen Energie in Form von Lichtquanten (Photonen) frei. Die bei der zufälligen (spontanen) Rekombination verschiedener Elektronen freiwerdenden Photonen stellen voneinander unabhängige kurze Schwingungspakete ohne feste gegenseitige Phasenzuordnung dar. Man spricht von *inkohärenter* Strahlung.

Die Photonen werden zum Teil nach außen abgestrahlt. Ein großer Teil reagiert jedoch mit Elektronen innerhalb des Halbleiterkristalls. Hierzu existieren zwei Möglichkeiten.

Zum einen kann ein Photon zur Anhebung eines Valenzelektrons ins Leitungsband führen. Hierbei gibt das Photon seine gesamte Energie an das Valenzelektron ab, es wird absorbiert und verschwindet. Da die Energie der Photonen etwa dem Bandabstand des Halbleiters entspricht, ist dieser Prozess nur mit Valenzelektronen in unmittelbarer Nähe der Valenzbandkante möglich.

Eine zweite Möglichkeit besteht darin, dass ein Photon beim Zusammentreffen mit einem Leitungselektron dieses dazu anregt, unter Abgabe eines weiteren Photons ins Valenzband zurückzukehren. Dieser Vorgang resultiert im Vorhandensein von zwei Photonen. Man nennt dies die stimulierte Emission von Photonen. Das hierbei abgestrahlte zweite Photon hat exakt dieselbe Energie (d.h. exakt gleiche Frequenz bzw. Wellenlänge) und ist phasensynchron zu dem ersten Photon. Wiederholt sich der Vorgang der stimulierten Emission, so tritt eine Lichtverstärkung auf. Es werden nicht mehr einzelne unabhängige Wellenzüge sondern ein kontinuierlicher synchroner Lichtstrom abgestrahlt. Man spricht von *kohärenter* Strahlung.

Bei Laser-Dioden wird die stimulierte Emission von Photonen zur Erzeugung kohärenter Lichtstrahlung genutzt. Die Bezeichnung Laser steht für Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation (Lichtverstärkung durch stimulierte Strahlungsemission).

Laserdioden sind LEDs (in der Regel auf der Basis von GaAs), deren pn-Übergang in Flusspolung betrieben wird. Im Flussbetrieb diffundieren Majoritätsträger über den pn-Übergang und rekombinieren auf der gegenüberliegenden Seite (als Minoritätsträger) mit den dortigen Majoritätsträgern.

Bei dieser Rekombination wird Energie in Form von Photonen frei. Damit kohärente Strahlung entsteht, müssen folgende Voraussetzungen erfüllt sein:

- (a) Vorhandene Photonen sollen möglichst nicht durch Ionisierung von Gitteratomen absorbiert werden, sondern zur stimulierten Emission weiterer Photonen führen. Dies erfordert einen Zustand, bei dem mehr Elektronen im Leitungsband vorhanden sind, die zur stimulierten Emission angeregt werden können, als Elektronen im Valenzband, die ins Leitungsband angehoben werden könnten (sog. **Besetzungsinversion**) (1. Laserbedingung).
- (b) Um eine hohe Lichtausbeute (einen hohen externen Quantenwirkungsgrad) zu erreichen, soll ein Photon möglichst viele stimulierte Emissionen nach sich ziehen, ehe es den Halbleiterkristall verlässt. Hierzu muss das Photon den Bereich der Besetzungsinversion mehrfach durchlaufen (2. Laserbedingung).

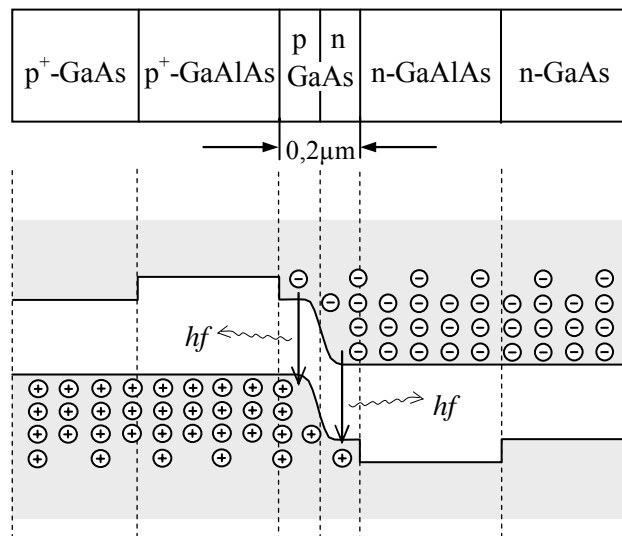
Um diese Bedingungen zu erfüllen werden eine Reihe von Maßnahmen realisiert.

- Die 1. Laserbedingung nach (a) lässt sich erreichen durch sehr hohe Dotierung von p- und n-Zone (jeweils $> 10^{19} \text{ cm}^{-3}$). Lässt man dann noch einen großen Durchlassstrom über den pn-Übergang fließen, so tritt Besetzungsinversion im Bereich des pn-Überganges (in der sog. aktiven Zone) auf. Photonen finden in dieser aktiven Zone nur wenige Valenzelektronen in der Nähe der Valenzbandkante und kaum freie Energieniveaus in der Nähe der Leitbandkante, auf die diese Valenzelektronen angehoben werden könnten. Umgekehrt finden sich in der Nähe der Leitbandkante zahlreiche Elektronen, die durch Photonen zur Rekombination unter Abgabe eines weiteren Photons angeregt werden können, und zahlreiche freie Energieniveaus (Löcher) in der Nähe der Valenzbandkante, die für die Rekombination zur Verfügung stehen. Im Bereich der Besetzungsinversion ist daher die Wahrscheinlichkeit der stimulierten Emission größer als die Wahrscheinlichkeit der Absorption eines Photons.
- Ohne spezielle Gegenmaßnahmen durchdringen die Majoritätsträger den Bereich des pn-Überganges sehr schnell und dringen als Minoritätsträger weit in das gegenüberliegende Gebiet ein. In diesem Falle ist ein sehr großer Flussstrom (z.B. $> 30 \text{ A}$; Stromdichte 10^5 A/cm^2) über den pn-Übergang erforderlich, um überhaupt Besetzungsinversion und stimulierte Emission von Photonen zu erreichen. Solch große Ströme sind mit sehr großer Verlustleistung verbunden und dürfen nur impulsweise durch die Laserdiode geschickt werden.
- Um die Diffusion und Rekombination der Minoritätsträger auf den Bereich der Besetzungsinversion, d.h. auf die aktive Zone zu begrenzen, werden p- und n-Zone (GaAs) sehr dünn ausgelegt ($0,1 \text{ } \mu\text{m}$ bis $0,5 \text{ } \mu\text{m}$) und auf beiden Seiten von Kristallbereichen mit einem größeren Bandabstand (GaAlAs) begrenzt (sog. Doppelheterostruktur). Bei dieser Struktur können die Majoritätsträger bei Flusspolung zwar den pn-Übergang überschreiten, sie können jedoch nicht weit in das gegenüberliegende Gebiet eindringen sondern stauen sich unmittelbar hinter dem pn-Übergang auf. Es entsteht bereits bei geringen Flusssströmen ($\geq 250 \text{ mA}$; Stromdichte einige 100 A/cm^2) eine ausgeprägte Besetzungsinversion und die Rekombination kann im wesentlichen nur in diesem Bereich stattfinden. Bei Laserdioden mit Doppelheterostruktur kann deshalb Laserlicht im Dauerbetrieb erzeugt werden.

Abbildung 18-14
Laserdiode mit Doppelheterostruktur

oben:
schematisierter Schnitt durch den Kristall

unten:
Bändermodell



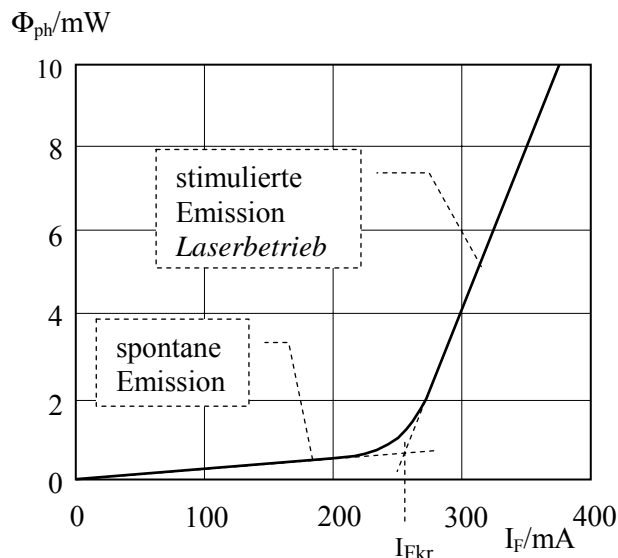
- Die in der aktiven Zone erzeugten Photonen müssen daran gehindert werden, sich in Kristallbereiche auszubreiten, in denen keine Besetzungsinversion vorliegt, wo die Photonen also absorbiert anstatt verstärkt würden.

Optoelektrische Bauelemente

- Die bei der Doppelheterostruktur an die aktive Zone aus GaAs angrenzenden Kristallbereiche aus GaAlAs besitzen einen niedrigeren optischen Brechungsindex als das GaAs. Aus diesem Grunde werden die Photonen durch Reflexion in der aktiven Zone gehalten und können sie nicht verlassen.
- Der pn-Übergang ist so gestaltet, dass die aktive Zone nur an zwei gegenüberliegenden Seiten das Ende des Halbleiterkristalls erreicht. Diese beiden Grenzflächen zwischen aktiver Zone und Umgebung sind völlig planparallel gestaltet. Sie wirken wie zwei Spiegel (Reflexionsgrad $> 30\%$), zwischen denen die Photonen mehrfach hin und her laufen, ehe sie den Kristall nach außen verlassen. Durch diese Führung der Photonen und das mehrfache Durchlaufen der aktiven Zone wird die 2. Laserbedingung erfüllt und eine hohe Lichtverstärkung erreicht.

Damit der Laser-Effekt eintritt, muss ein bestimmter Mindeststrom I_{Fkr} durch die Laserdiode fließen. Bei niedrigen Strömen tritt nur spontane Rekombination unter Aussendung von inkohärentem Licht auf. Erst bei Überschreitung einer Mindeststromstärke setzt der Lasereffekt ein und es tritt kohärentes Licht mit einer deutlich größeren externen Quantenausbeute (höhere Steigung der Φ_{ph} – I-Kennlinie) auf.

Abbildung 18-15
Strahlungsfluss Φ_{ph}
einer Laserdiode mit
Doppelheterostruktur



Laserdioden mit Doppelheterostruktur sind geeignet, kohärentes Licht mit einer Dauerstrichleistung von maximal etwa 250 mW zu erzeugen. Typisch sind Ausgangsleistungen von $\Phi_{ph} = 10$ mW bei $I_F = 300$ mA bis 400 mA.

Laserdioden ohne Doppelheterostruktur können nur im Impulsbetrieb arbeiten. Hierbei können jedoch Ausgangsleistungen bis $\Phi_{ph} = 100$ W erreicht werden (maximale Impulsdauer 200 ns, maximale Wiederholfrequenz 1 kHz).

Das aus der Laserdiode austretende kohärente Licht ist praktisch monochromatisch. So hat z.B. die spektrale Verteilung der Ausgangsleistung einer Laserdiode eine Halbwertsbreite von $\Delta\lambda \approx 2$ nm bis 4 nm.

Das Licht der Laserdiode sollte eigentlich als völlig paralleler Strahl aus dem Kristall austreten. Wegen auftretender Beugungserscheinungen hat es jedoch einen Öffnungswinkel in der Größenordnung von 10° bis 50° . Durch Vorsetzen einer Linse lässt sich der Strahl jedoch bis auf Bruchteile von einem Grad bündeln.

Die Intensität des Laserstrahls lässt sich durch Steuerung des Durchlassstromes der Laserdiode modulieren. Modulationsfrequenzen bis $f_M \geq 1$ GHz sind möglich (in der Informationsübertragung bis zu 10 GBit/s).

18.8 Lichtwellenleiter

Das Prinzip der optischen Nachrichtenübertragung besteht darin, dass die Strahlungsleistung eines optischen Senders (z.B. LED, Laserdiode) durch ein elektrisches Signal moduliert, das modulierte optische Signal über ein geeignetes Medium (Lichtwellenleiter) zu einem optischen Empfänger (z.B. Photodiode) übertragen und dort das elektrische Signal zurückgewonnen wird.

Vorteile der optischen Signalübertragung über Lichtwellenleiter liegen in der großen Bandbreite, der Potenzialtrennung von Sender und Empfänger, der Unempfindlichkeit gegen elektromagnetische Störungen, hoher Abhörsicherheit usw..

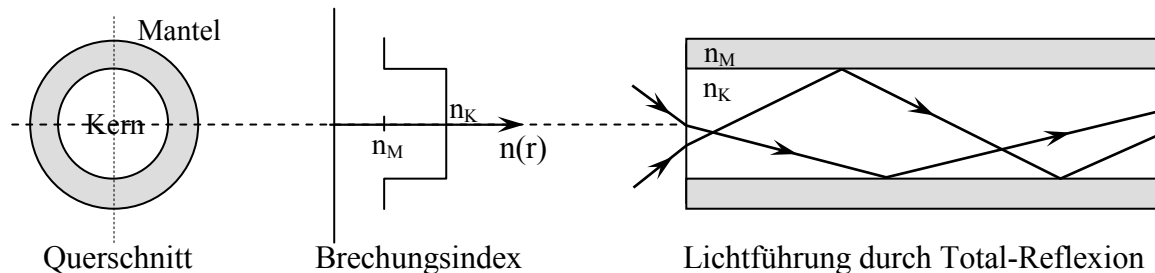
Als Lichtwellenleiter werden Glasfasern (für sehr kurze Übertragungsstrecken evtl. auch Kunststofffasern) eingesetzt. Durch Totalreflexion wird das Licht am Verlassen der Lichtleitfaser gehindert und in der Faser geführt.

Grundsätzlich werden drei Fasertypen eingesetzt:

* Stufenindexfaser - Multimodefaser

Bei der Stufenindexfaser wird ein Faserkern mit dem Brechungsindex n_K (Durchmesser z.B. 50 μm) von einem Mantel mit dem niedrigeren Brechungsindex n_M umgeben. An der Grenzfläche von Kern und Mantel wird ein im Kern sich ausbreitender Lichtstrahl vollständig reflektiert, wenn er hinreichend flach auf die Grenzfläche auftrifft.

Abbildung 18-16 Multimodefaser



In der Stufenprofilfaser werden alle Lichtstrahlen geführt, die unter einem Winkel $\Theta < \Theta_{\max}$ über die Faserstirnfläche in die Faser eintreten. Allerdings ist nur eine begrenzte Zahl (z.B. einige hundert) von Schwingungsmoden (Ausbreitungsrichtungen der Wellenpakete) in der Faser ausbreitungsfähig; alle anderen Wellen löschen sich durch Interferenz aus. Da bei der Stufenindexfaser eine große Zahl unterschiedlicher Wellenmoden übertragen wird, nennt man die Stufenindexfaser auch Multimodefaser oder Vielwellenfaser.

Lichtwellen die sich eher parallel zur Faserachse ausbreiten und nur selten ins Innere des Faserkerns reflektiert werden müssen, legen beim Durchlaufen der Faser eine kürzere Strecke zurück als Lichtwellen, die weniger parallel verlaufen und daher eine Zick-Zackbahn mit häufigen Reflexionen einnehmen.

Die unterschiedliche Weglänge hat eine unterschiedlich große Durchlaufzeit durch die Faser zur Folge. Als Konsequenz erreichen gleichzeitig in die Faser eingekoppelte Lichtwellen das Ende der Faser zu unterschiedlichen Zeiten. Ein kurzer in den Lichtwellenleiter eingekoppelter Lichtimpuls wird daher beim Durchlaufen der Faser verbreitert. Man nennt diese Erscheinung Modendispersion. Der Laufzeitunterschied zwischen dem Strahl mit der kürzesten und dem Strahl mit der längsten Wegstrecke beträgt ca. $\Delta t/L = 30 \text{ ns/km}$ bis 50 ns/km .

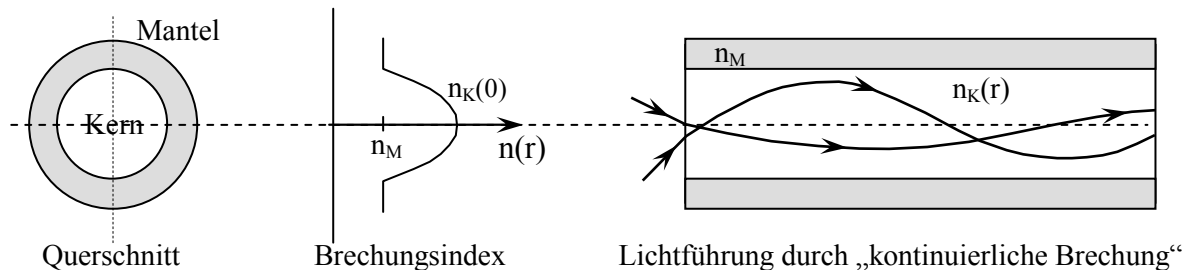
Es ergibt sich für die Stufenindexfaser ein Bandbreite-Länge-Produkt von z.B. $B \cdot L \approx 30 \dots 100 \text{ MHz} \cdot \text{km}$ ($< 200 \text{ MHz} \cdot \text{km}$), d.h. über eine Stufenindexfaser von 1 km Länge können Signale mit einer maximalen Bandbreite von 30 bis 100 MHz ($< 200 \text{ MHz}$) übertragen werden..

Die Stufenindexfaser ist vergleichsweise billig in der Herstellung und stellt nur einfache Anforderungen bei der Handhabung (Lichteinkopplung, Spleiße⁽²⁸⁾, Zentrierung der Faser in Steckern). Wegen der geringen Bandbreite kommt die Stufenindexfaser jedoch nicht für die Übertragung großer Datenmengen über lange Entfernungen in Frage.

* Gradientenindexfaser

Die Gradientenindexfaser besitzt deutlich bessere Übertragungseigenschaften als die Stufenindexfaser. Bei dieser Faser hat der Kern einen zur Stufenindexfaser vergleichbaren Durchmesser. Im Gegensatz zur Stufenindexfaser nimmt jedoch der Brechungsindex des Faserkerns kontinuierlich von dem Wert $n_K(0)$ in der Fasermitte nach außen hin ab, bis er am Mantel den Wert n_M erreicht.

Abbildung 18-17 Gradientenindexfaser



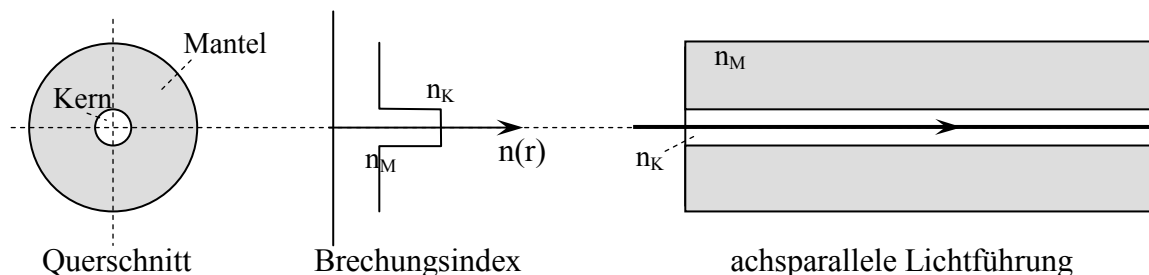
Auch bei dieser Faser legen verschiedene Lichtstrahlen unterschiedlich lange Wege zurück. Dennoch ist die Impulsverbreiterung sehr gering, weil die Strahlen mit dem größten Weg überwiegend in Gebieten mit niedrigerem Brechungsindex laufen, wo die größere Geschwindigkeit den längeren Weg kompensiert. Es ergeben sich Laufzeitunterschiede in der Größenordnung $\Delta t/L = 100 \dots 250 \text{ ps/km}$ ($< 1 \text{ ns/km}$). Das erreichbare Bandbreite-Länge-Produkt liegt bei etwa $B \cdot L \approx 1,0 \dots 1,5 \text{ GHz} \cdot \text{km}$ ($< 3 \text{ GHz} \cdot \text{km}$).

Die Gradientenindexfaser verbindet die Vorteile hohe Bandbreite und einfache Handhabung. Ein großer Nachteil der Gradientenindexfaser ist ihr hoher Herstellungspreis.

* Monomodefaser

Die besten Übertragungseigenschaften hat die sog. Monomodefaser. Dies ist eine Stufenindexfaser mit sehr dünnem Faserkern.

Abbildung 18-18 Monomodefaser



⁽²⁸⁾ Spleiß = Verzweigung durch flaches Anflanschen einer zweien Faser (mit exaktem Verschweißen von Kern mit Kern und Mantel mit Mantel)

Optoelektrische Bauelemente

Der Kerndurchmesser ist mit $d \leq 5 \mu\text{m}$ so gering, dass sich nur noch eine einzige Lichtmode (parallel zur Faserachse) ausbreiten kann. Damit tritt keine Modendispersion mehr auf. Es lassen sich Bandbreite-Länge-Produkte von $B \cdot L > 30 \text{ GHz} \cdot \text{km}$ erreichen. Durch Signalübertragung mit mehreren Wellenlängen werden Übertragungsraten bis in die Größenordnung von 1 TBit/s möglich.

Herstellung und Handhabung der Monomodefaser sind wegen des sehr dünnen Faserkerns schwierig und teuer. Trotzdem gibt es für die Übertragung extrem großer Datenmengen über große Entfernungen (insbesondere in der leitungsgebundenen Telekommunikation) keine Alternative zur Monomodefaser.

Koppelt man in eine Glasfaser eine Strahlungsleistung Φ_o ein, so kommt nach Durchlaufen des Lichtwellenleiters nur die geringere Strahlungsleistung Φ am Ende der Faser an.

Der Dämpfungskoeffizient $\alpha = 10 \cdot \left(\log \frac{\Phi_o}{\Phi} \right) \cdot \frac{1}{L}$ (mit der Länge L in km)

gibt die Leistungsabnahme in dB/km an. Verantwortlich für die Leistungsverluste sind Streuung und Absorption der Photonen im Wellenleitermaterial. Beide sind von der Wellenlänge des Lichtes abhängig.

$\alpha/(\text{dB/km})$

Abbildung 18-19
Dämpfungsverlauf einer Glasfaser

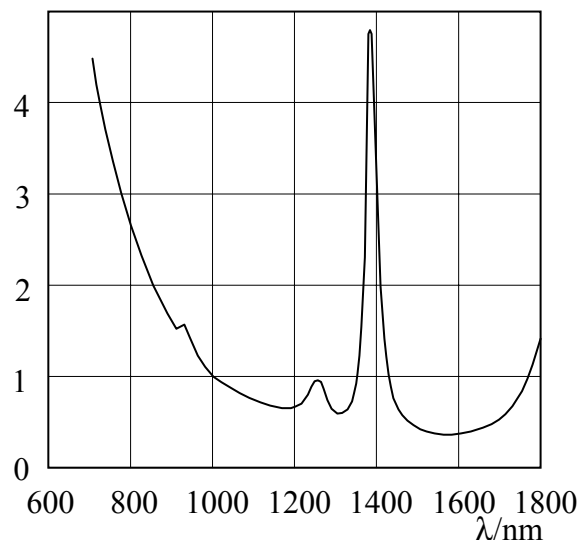


Abbildung 18-19 zeigt, dass die geringste Dämpfung bei Wellenlängen von $1,3 \mu\text{m}$ und $1,55 \mu\text{m}$ auftritt. Die besten Dämpfungswerte von $\alpha \approx 0,2 \text{ dB/km}$ wurden bei der Wellenlänge von $1,55 \mu\text{m}$ erreicht. Licht dieser Wellenlängen lässt sich mit Laserdioden auf der Basis von InGaAsP erzeugen. Bei der Wellenlänge von GaAs-Sendelichtdioden (850 nm) ist die Dämpfung sehr viel größer, so dass diese Wellenlängen für eine Weitverkehrsübertragung nicht in Frage kommt.

Häufig verwendete Wellenlängen und typische Anwendungsgebiete sind:

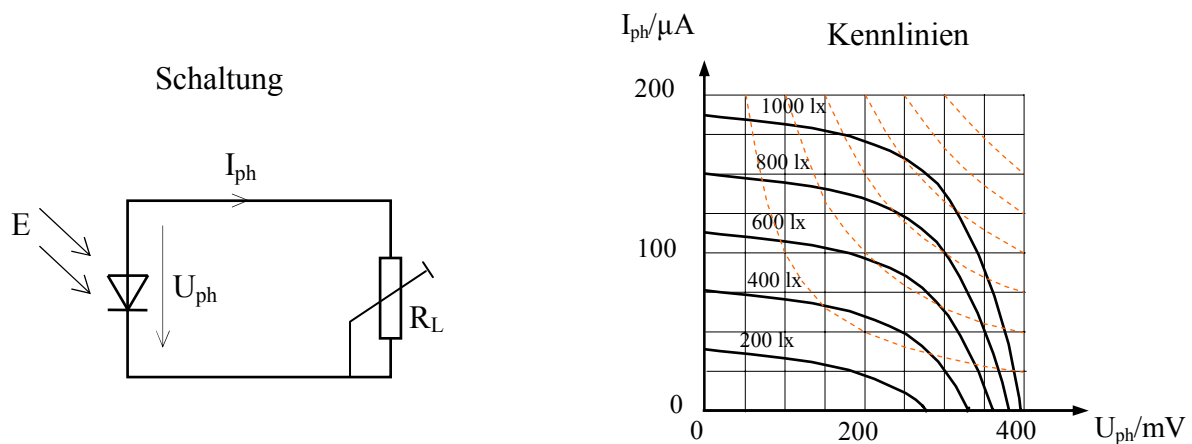
- 850 nm LAN (Local Area Network)
- 1300 nm WAN (Wide Area Network)
- 1550 nm Seekabel

Eine Signalübertragung über eine Distanz von nicht mehr als ein paar Metern ist auch mit billigeren Kunststoff-Lichtwellenleitern möglich. Sie haben ihr Dämpfungsminimum von $\alpha \approx 100 \text{ dB/km}$ bei Wellenlängen von 500 bis 600 nm.

18.9 Übungsaufgaben zu optoelektronischen Bauelementen

Aufgabe 18-1: Betrieb eines Photoelements im MPP

Eine Fotodiode wird im Elementbetrieb mit einer Lichtleistung von $E = 800 \text{ lx}$ bestrahlt.



(a) Welche maximale elektrische Leistung kann der Photodiode entnommen werden ?

(b) Wie groß muß hierfür der Lastwiderstand eingestellt werden ?

Hinweis: Zur Erleichterung der Aufgabe sind in das Kennlinienfeld Linien konstanter elektrischer Leistung $P = U_{ph} \cdot I_{ph}$ eingezeichnet (gestrichelte Linien). Je weiter rechts oben die Linien liegen, umso größer ist die betreffende Leistung.

Aufgabe 18-2: Fotoelement zur Lichtmessung

In welcher Betriebsart erhält man bei der Lichtmessung mit Fotoelement einen linearen Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und elektrischem Ausgangssignal ?

Zeichne eine entsprechende Meßschaltung mit Operationsverstärker.

Aufgabe 18-3: Luminiszenzdioden

Warum ist Silizium zur Herstellung von Luminiszenzdioden und von Laserdioden ungeeignet?

Aufgabe 18-4: Betriebsspannung von Leuchtdioden

Warum reicht die Spannung einer Monozelle (1,5 V) nicht aus, um eine Leuchtdiode zum Leuchten zu bringen?

Aufgabe 18-5: Gradienten(index)faser

Warum tritt bei der Gradientenindexfaser trotz großem Durchmesser des Faserkerns nur eine geringe Modendispersion auf ?

19 Halbleiterbauelemente ohne pn-Übergang (homogene Halbleiterbauelemente)

Die speziellen Eigenschaften halbleitender Werkstoffe können in homogen dotierten Bauteilen (Bauelemente ohne pn-Übergang) genutzt werden. Solche homogenen Halbleiter kommen je nach Anwendungsziel sowohl mit einkristalliner als auch polykristalliner Form zum Einsatz.

Genutzt werden z.B. folgende besondere Merkmale:

- Starke Abhängigkeit der Leitfähigkeit von Temperatur und Strahlungseinwirkungen,
- Hohe Trägerbeweglichkeit und hohe Ladungsträgergeschwindigkeit im elektrischen Feld.

Die erste Eigenschaft wird ausgenutzt, um temperaturempfindliche, lichtempfindliche und strahlungsempfindliche Bauelemente herzustellen, z.B. Thermistoren (temperaturabhängige Widerstände) und Fotowiderstände. Die zweite Eigenschaft wird bei den sog. galvanomagnetischen Bauelementen Feldplatte und Hallgenerator genutzt.

19.1 Heißeiter (NTC-Widerstände)

Ausgangsmaterial für die Herstellung von Heißeitern sind Metalloxide (wie Fe_2O_3 , Zn_2TiO_4 , MgCr_2O_4). Die Metalloxide werden in Pulverform mit Bindemitteln vermischt, in die gewünschte Form gepresst und bei hoher Temperatur zu keramischen Widerstandskörpern gesintert (polykristalline Mischoxidkeramik).

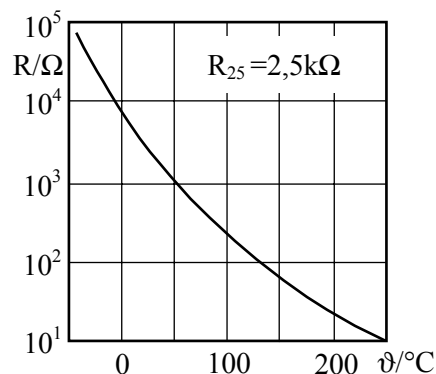
Der temperaturabhängige Widerstand eines Heißeiters lässt sich beschreiben mit der

Gleichung
$$R(T) = R_N \cdot e^{B \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right)}$$

mit B = Materialkonstante ($1500 \text{ K} < B < 6000 \text{ K}$)

R_N = Nennwiderstand bei der Nenntemperatur ϑ_N bzw. T_N . R_N wird üblicherweise angegeben als R_{20} für $\vartheta_N = 20^\circ\text{C}$ ($T_N = 293,15 \text{ K}$) oder als R_{25} für $\vartheta_N = 25^\circ\text{C}$ ($T_N = 298,15 \text{ K}$).

Abbildung 19-1
Widerstand eines Heißeiters



Durch Differenzieren der o.g. Gleichung erhält man den (temperaturabhängigen) Temperaturkoeffizient des Heißeiters zu

$$\alpha = \frac{dR}{dT} \cdot \frac{1}{R} = - \frac{B}{T^2}$$

Der Temperaturkoeffizient eines Heißeiters ist negativ (NTC = Negative Temperature Coefficient) und beträgt ca. -1 \%/K bis -6 \%/K (zum Vergleich: ca. $+0,4 \text{ \%/K}$ bei Metallen).

Ursache der Widerstandsänderung ist eine starke Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerbeweglichkeit (nicht die Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerkonzentration).

Halbleiterbauelemente ohne PN-Übergang

Heißleiter kommen zum Einsatz als

- (a) Messheißleiter (Widerstandsthermometer)
- (b) Kompensationsheißleiter (Kompensation des positiven Temperaturkoeffizienten eines anderen Schaltungsteils)
- (c) Anlassheißleiter (Einschaltverzögerung z.B. von Relais oder Einschaltstrombegrenzung z.B. von Glühlampen, Elektromotoren oder Transformatoren)

Den Anwendungen nach (a) und (b) liegt Fremderwärmung des Heißleiters zu Grunde.

Bei den Anwendungen nach (c) wird die Eigenerwärmung und die thermische Zeitkonstante des Heißleiters genutzt.

Die Abbildung 19-2 zeigt Strom-Spannungs-Kennlinien eines Anlassheißleiters für jeweils konstante Heißleitertemperatur (dynamischer Betrieb) sowie eine Kennlinie für (quasi-)stationären Betrieb bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C. Wegen der vom jeweiligen Arbeitspunkt abhängigen Eigenerwärmung ist die Kennlinie für stationären Betrieb stark nicht-linear.

Weiterhin ist in Abbildung 19-2 die Widerstandsgerade eines gemäß Abbildung 19-3 (a) in Reihe geschalteten Relais eingezeichnet. Beim Einschalten nimmt der Heißleiter zunächst den auf der Kaltkennlinie liegenden "flüchtigen" Arbeitspunkt A_f ein. Entsprechend dem zeitlichen Verlauf der Eigenerwärmung geht der Heißleiter anschließend in den stationären Arbeitspunkt A über. Die für den Übergang benötigte Zeit führt zu einer Anzugsverzögerung des Relais.

Abbildung 19-2
Strom-Spannungskennlinien
eines Anlass-Heißleiters

$$\begin{aligned} R_{25} &= 2500 \, \Omega \\ B &= 3000 \, \text{K} \\ R_{th} &= 2,5 \, \text{K/mW} \end{aligned}$$

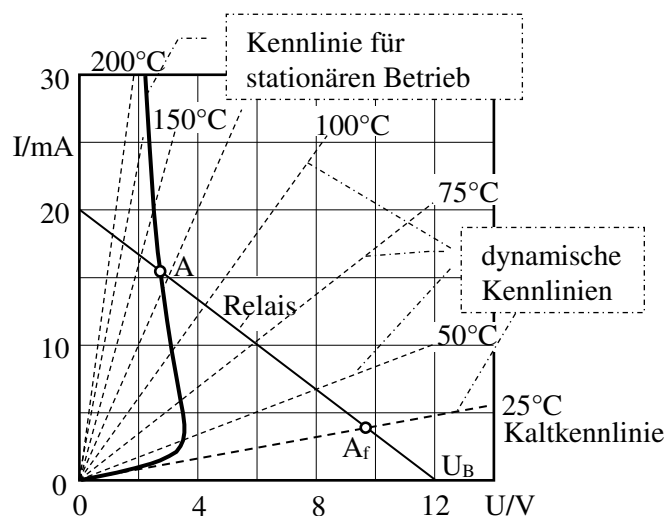
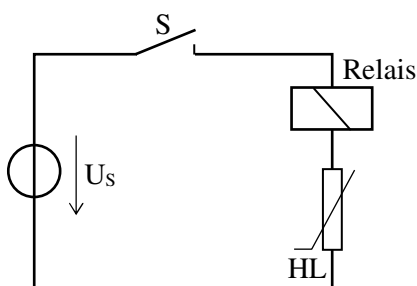


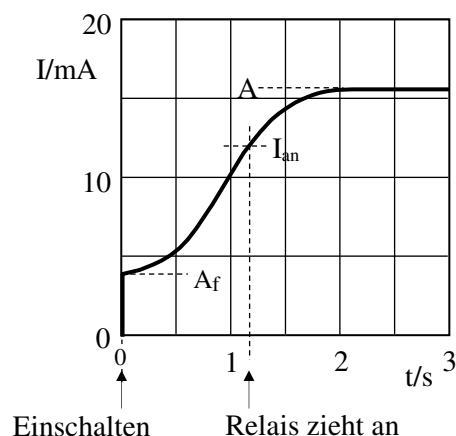
Abbildung 19-3 Relais mit Anzugsverzögerung durch Anlassheißleiter

(a) Schaltung



$$\begin{aligned} U_S &= 12 \text{ V} \\ R_{\text{Rel}} &= 600 \, \Omega; \quad I_{\text{an}} = 12 \text{ mA} \\ R_{25} &= 2500 \, \Omega \text{ (HL)} \end{aligned}$$

(b) Stromverlauf



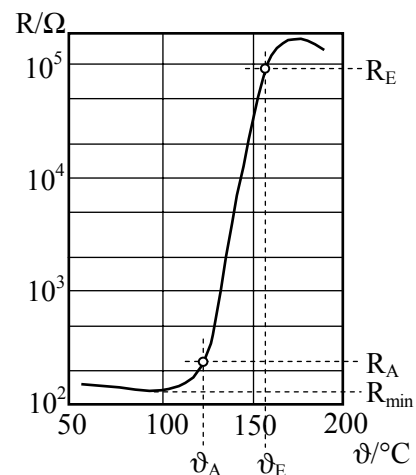
19.2 Kaltleiter(PTC-Widerstände)

Keramische Kaltleiter bestehen aus polykristalliner Titanatkeramik (z.B. Bariumtitanat BaTiO_3 oder Strontiumtitanat SrTiO_3 , mit Metallsalzen dotiert und bei hoher Temperatur gesintert).

Die keramischen Kaltleiter besitzen in einem kleinen Temperaturbereich einen hohen positiven Temperaturkoeffizienten (z.B. 5 %/K bis 70 %/K im Vergleich zu ca. 0,4 %/K bei Metallen) (PTC = Positive TemperaturCoeffizient). Der steile Widerstandsanstieg beruht auf dem Zusammenwirken von halbleitenden und ferroelektrischen Eigenschaften der Titanatkeramik. An den Grenzen der Einzelkristalle bilden sich Sperrschichten, deren Potentialschwellen bzw. Energieschwellen von der Dielektrizitätskonstante des umgebenden Materials abhängen ($W_G \sim 1/\epsilon_r$). Bei Überschreiten der Curietemperatur sinkt die Dielektrizitätskonstante stark ab, wodurch der steile Widerstandsanstieg des Kaltleiters verursacht wird.

Abbildung 19-4 Widerstand eines Kaltleiters

ϑ_A = Anfangstemperatur
 ϑ_E = Endtemperatur
 R_{\min} = Mindestwiderstand
 $R_A = 2 \cdot R_{\min}$ = Anfangswiderstand
 R_E = Endwiderstand

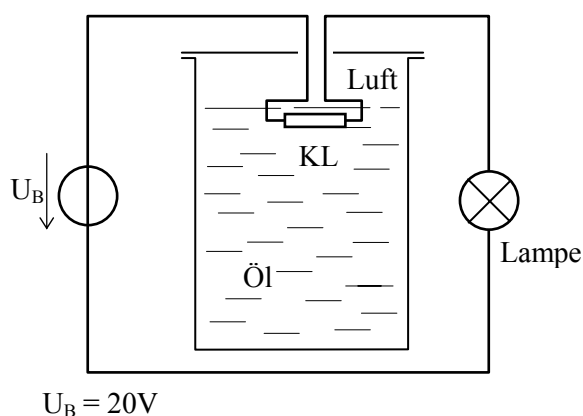


Anwendung finden Kaltleiter insbesondere als

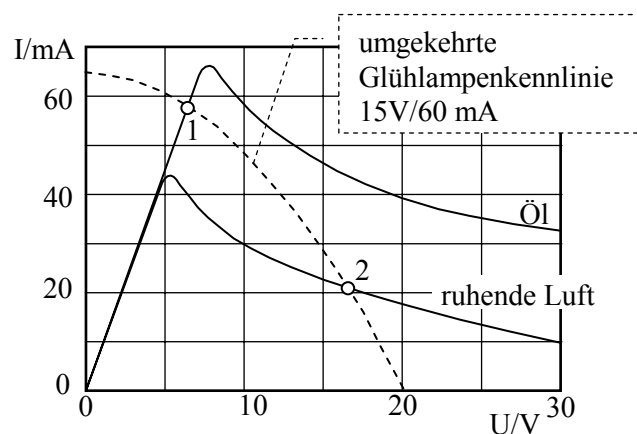
- (a) Temperaturfühler
- (b) Füllstandsfühler für Flüssigkeiten
- (c) reversibles Sicherungselement (Überlastschutz)
- (d) selbstregelnde Heizelemente
- (e) Entmagnetisierung von Ablenkspulen (Erzeugung eines abnehmenden Wechselstromes aus einer konstanten Wechselspannung)

Abbildung 19-5 Füllstandskontrolle mit keramischem Kaltleiter

(a) Schaltung



(b) Kennlinien und Arbeitspunkte



Halbleiterbauelemente ohne PN-Übergang

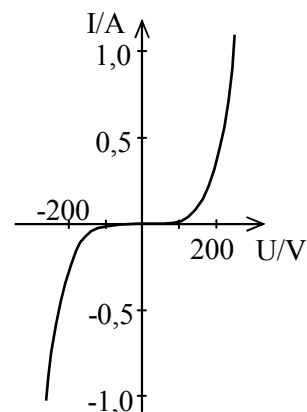
Die Abbildung 19-5 (a) zeigt die Anwendung eines keramischen Kaltleiters zur Füllstandskontrolle eines Ölbehälters.

In der Abbildung 19-5 (b) sind die I-U-Kennlinien des Kaltleiters für (quasi-)stationären Betrieb bei gleicher Umgebungstemperatur in Öl und ruhender Luft eingezeichnet. Wegen der unterschiedlichen Wärmeableitung in Öl und Luft wird der Bereich des stark steigenden Kaltleiterwiderstandes in Luft bei niedrigeren Strömen (d.h. bei niedrigeren Verlustleistungen) erreicht als in Öl. In der Abbildung ist zusätzlich die Kennlinie des Quellszweipols aus Spannungsquelle und Kontrolllampe eingezeichnet. Bei vollem Ölbehälter stellt sich der Arbeitspunkt 1 (Lampenstrom groß, Lampe leuchtet), bei niedrigerem Füllstand der Arbeitspunkt 2 (Lampenstrom niedrig, Lampe dunkel) ein.

19.3 Varistoren (VDR)

Varistoren sind aus Silizium-Karbidpulver oder Metalloxiden (z.B. Zinkoxid), Dotierungsstoffen und Bindemitteln gesinterte nichtlineare Widerstände, deren Widerstand bei Überschreiten einer bestimmten Spannung durchbruchartig abnimmt (VDR = Voltage Dependent Resistor).

Abbildung 19-6 Kennlinie eines Varistors



Die Wirkung der Varistoren beruht auf Potenzialbarrieren an den Korngrenzen benachbarter Pulverkörner. Der Stromfluss über diese Korngrenzen ist gering, bis eine materialspezifische Ansprechspannung überschritten wird.

Varistoren werden vorzugsweise zur Spannungsbegrenzung (Begrenzung von Spannungsspitzen) eingesetzt. Es sind Varistoren mit unterschiedlichen Ansprechspannungen erhältlich (im Bereich 5 bis 600 V).

Im Gegensatz zu Z-Dioden wird die beim Durchbruch entstehende Verlustleistung nicht an einer Sperrschicht von geringer räumlicher Ausdehnung sondern über das gesamte Volumen verteilt umgesetzt. Daher können Varistoren eine im Vergleich zu Z-Dioden erheblich größere Energie aufnehmen.

Die Ansprechzeiten (<25 ns) sind vergleichbar mit denen von Z-Dioden.

19.4 Fotowiderstand (LDR)

Fotowiderstände werden in Abschnitt 18.1 behandelt.

19.5 Feldplatte (MDR)

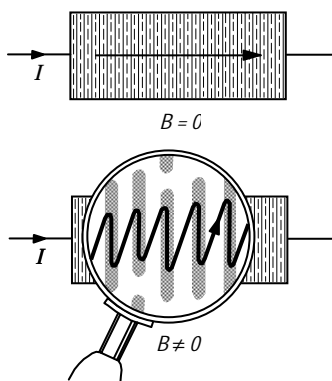
Feldplatten sind magnetisch steuerbare Widerstände (MDR = Magnetic Field Dependent Resistor). In der Feldplatte werden die Ladungsträger durch eine magnetische Feldkraft („Lorentz-Kraft“) abgelenkt, wodurch sich eine Verlängerung der Strombahn und damit eine Vergrößerung des elektrischen Widerstandes ergibt. Diese Wirkung ist besonders ausgeprägt bei Verbindungshalbleitern mit einer großen Ladungsträgerbeweglichkeit, z.B. in Indiumantimonid. Um den Effekt noch deutlich zu steigern, baut man in einen Indiumantimonidkristall quer zur geraden Stromrichtung gut leitende Nickelantimonidnadeln ein. Ohne Magnetfeld verlaufen die Strombahnen geradlinig und parallel. Bei Einwirkung eines Magnetfeldes ergeben sich erheblich längere Zick-Zack-Bahnen.

Die Steuerung des Widerstandes durch ein Magnetfeld erfolgt praktisch trägheitslos, so dass Feldplatten bis zu Frequenzen von einigen Megahertz einsetzbar sind.

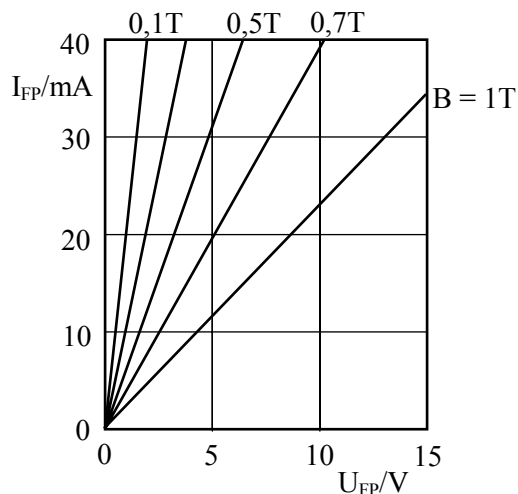
Beim Einsatz von Feldplatten ist ihre nicht zu vernachlässigende Temperaturabhängigkeit zu beachten.

Abbildung 19-7 Funktion und Kennlinien einer Feldplatte

(a) Strombahnen in der Feldplatte



(b) Kennlinien



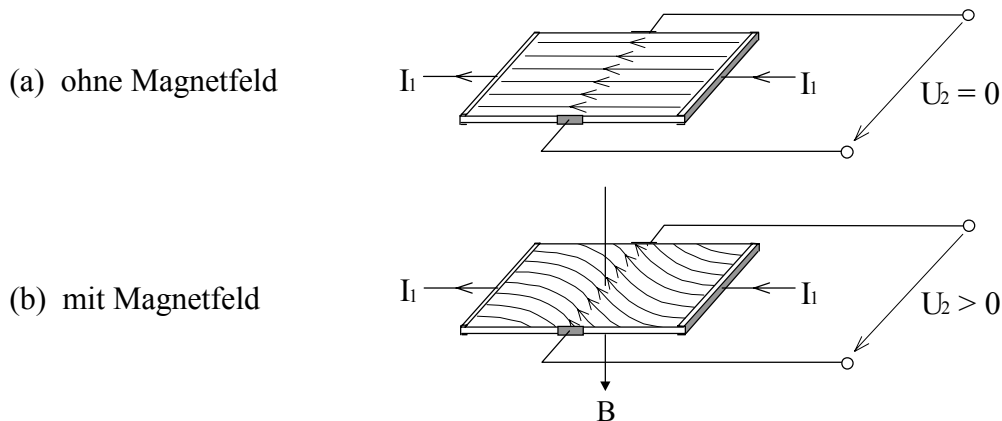
Feldplatten kommen z.B. in Verbindung mit Magneten für die Messung kleiner Wege zum Einsatz. Zur Kompensation der Temperatureinflüsse können dann zwei Feldplatten in einer Brückenschaltung verwendet werden.

19.6 Hallgenerator

Ein Hallgenerator besteht aus einem viereckigen Halbleiterplättchen mit je einem elektrischen Anschluss an den vier Seiten des Plättchens. Über zwei einander gegenüber liegende Anschlüsse lässt man einen Strom I_1 durch das Plättchen fließen. Ein Magnetfeld der Dichte B , welches das Halbleiterplättchen senkrecht zu dessen Fläche durchdringt, lenkt die bewegten Ladungsträger quer zu ihrer Bewegungsrichtung ab („Lorentzkraft“). Als Konsequenz entsteht an den beiden verbleibenden Anschlüssen eine dem fließenden Strom und der magnetischen Flussdichte proportionale Spannung („Hallspannung“; $U_2 \sim I_1 \cdot B$).

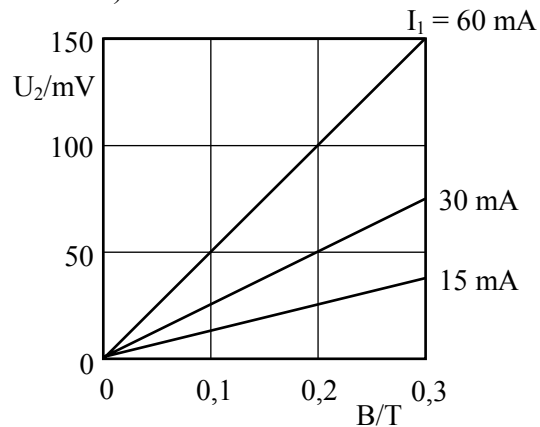
Halbleiterbauelemente ohne PN-Übergang

Abbildung 19-8 Wirkungsweise des Hallgenerators (n-Halbleiter-Plättchen)



Die ablenkende Lorentzkraft ist umso größer, je größer die Geschwindigkeit der Ladungsträger ist. Aus diesem Grunde werden n-leitende Halbleiter mit einer hohen Elektronenbeweglichkeit eingesetzt (z.B. Indiumarsenid).

Abbildung 19-9
Kennlinien eines Hallgenerators



Einsatzgebiete von Hallgeneratoren sind

- Messung von Magnetfeldern,
- Messung von großen Strömen,
- Kompensationswandler,
- Multiplikation von zwei Größen (Hallmultiplikator) z.B. zur Messung elektrischer Leistungen.

19.7 Dehnungsmessstreifen

Dehnungsmessstreifen sind Dünnschichtwiderstände, deren Widerstand von der mechanischen Dehnung abhängt. Anwendung finden Dehnungsmessstreifen z.B. im Maschinenbau zur Messung von Dehnung bzw. Torsion von mechanisch beanspruchten Teilen. In der Regel wird die Widerstandsschicht mäanderförmig (oder kreisförmig, spiralförmig, etc.) auf einer nichtleitenden Trägerfolie aufgebracht und mit dieser Trägerfolie auf das zu vermessende Maschinenteil aufgeklebt.

Die relative Widerstandsänderung des Dehnungsmessstreifens ist proportional zur relativen Längenänderung:

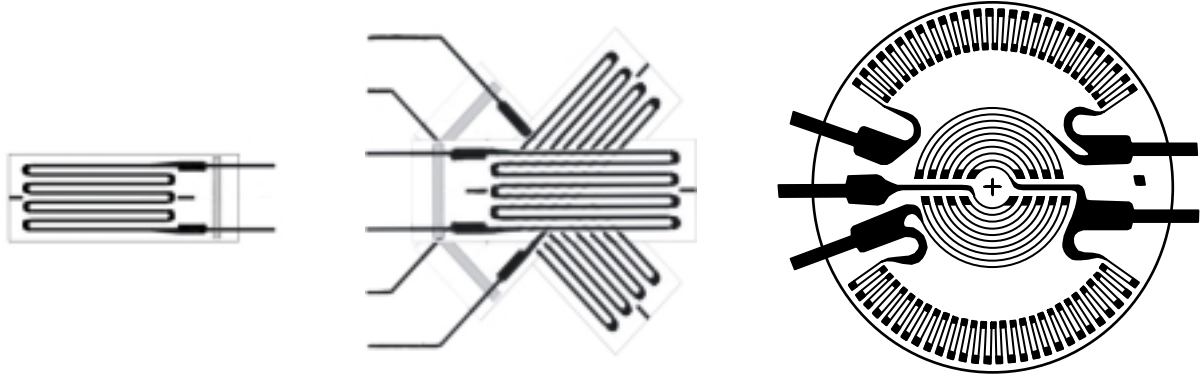
$$\frac{\Delta R}{R} = k_1 \cdot \frac{\Delta L}{L}$$

Bei Dehnungsmessstreifen aus metallischen Schichten beträgt die Proportionalitätskonstante $k_1 \approx 2$.

Halbleiterbauelemente ohne PN-Übergang

Bei Dehnungsmeßstreifen aus Halbleitern ändert sich unter dem Einfluss mechanischer Beanspruchungen das Kristallgitter und damit die Bandstruktur. Auf diese Weise ändert sich der spezifische Widerstand des Halbleitermaterials und k_1 kann Werte in der Größenordnung von 100 bis 200 annehmen.

Abbildung 19-10 Verschiedene Dehnmessstreifen



19.8 Übungsaufgaben zu homogenen Halbleitern

Aufgabe 19-1: Verlustleistung von Varistoren

Warum kann ein Varistor deutlich mehr Verlustwärme aufnehmen als eine Z-Diode mit vergleichbarer Masse?

Aufgabe 19-2: Feldplatte - Hallsonde

Bei Feldplatten und Hallsonden macht man Gebrauch davon, dass bewegte Ladungsträger in einem magnetischen Feld von ihrer Bahn abgelenkt werden.

Warum werden Feldplatten und Hallsonden aus Halbleitern und nicht aus metallischen Leitern hergestellt ?

Aufgabe 19-3: Berechnung Hallgenerator

Stelle für einen Hallgenerator mit einer Kennlinie laut Abbildung 19-9 die Gleichung für die Ausgangsspannung U_2 als Funktion von Strom I_1 und Flussdichte B auf $[U_2 = f(I_1, B)]$.

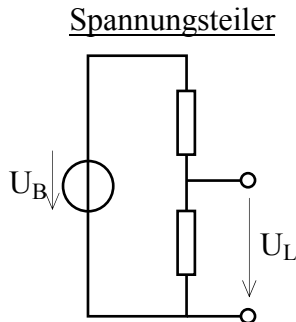
Aufgabe 19-4: Multiplikation mit Hallgenerator

Welcher Schaltungsaufbau ist erforderlich, um mit einem Hallgenerator eine Gleichstromleistung $P = U \cdot I$ zu messen.

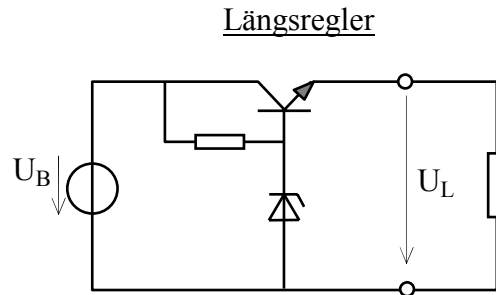
20 Gleichspannungswandler

Häufig soll eine Gleichspannung definierter Größe aus einer anderen Gleichspannung gewonnen werden. Eine kleinere Spannung lässt sich im einfachsten Fall mit einem Spannungsteiler erzeugen. Eine lastunabhängige kleinere Spannung erreicht man mit einem Längsregler.

Abbildung 20-1 Spannungsteiler und Längsregler



Vorteil: einfach, billig
Nachteil: Ausgangsspannung lastabhängig, wenig belastbar

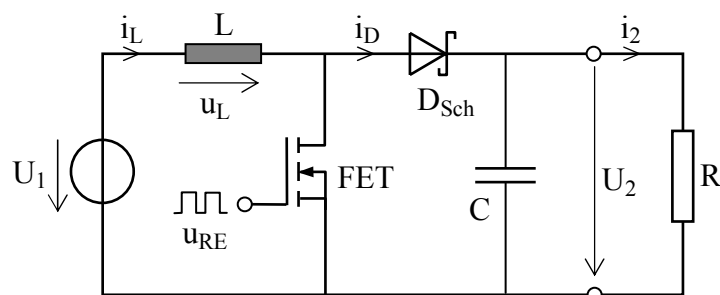


Vorteil: Ausgangsspannung stabilisiert, belastbar
Nachteil: hohe Leistungsverluste im Transistor

Der Nachteil solcher Schaltungen besteht darin, dass relativ große Leistungsverluste in Kauf genommen werden müssen. Mit Schaltnetzteilen/Schaltwandlern lassen sich diese Leistungsverluste klein halten. Sie bieten außerdem die Möglichkeit aus einer vorhandenen Gleichspannung nicht nur eine kleinere sondern auch eine größere oder eine Gleichspannung umgekehrter Polarität zu gewinnen. Bei den Schaltwandlern wird eine vorhandene Gleichspannung mit einem elektronischen Schalter mit hoher Frequenz in eine Rechteckspannung „zerhackt“ und dann mit Kondensator- oder Drosselwandlern in die gewünschte Gleichspannung umgesetzt. Verwendet man anstelle oder zusätzlich zu einer Drossel einen Transformator, so kann eine galvanische Trennung der beiden Gleichspannungen erreicht werden. Im folgenden sollen Drosselwandler zur Erzeugung größerer, kleinerer oder inverser Gleichspannungen beschrieben werden.

20.1 Drossel-Aufwärtswandler

Abbildung 20-2
Aufwärtswandler



Bei der folgenden Funktionsbeschreibung wird vereinfachend angenommen, dass der ohmsche Widerstand der Drossel, die Durchlassspannung U_F der Schottky-Diode und die Drain-Source-Spannung U_{DSon} des eingeschalteten Feldeffekttransistors vernachlässigbar seien.

Der schnelle Schalttransistor legt die Drossel periodisch für kurze Zeit (t_{ein}) an die Eingangsspannung U_1 .

Gleichspannungswandler

$$u_L(t_{\text{ein}}) = U_1 - U_{\text{DSon}} \approx U_1 = \text{konst.}$$

Dadurch fließt ein linear ansteigender Strom durch die Drossel und es wird Energie in der Drossel gespeichert. Der Stromanstieg beträgt

$$\Delta i_{L_{\text{ein}}} = \frac{u_L(t_{\text{ein}})}{L} \cdot \Delta t \approx \frac{U_1}{L} \cdot \Delta t = \frac{U_1}{L} \cdot t_{\text{ein}}$$

Die Schottky-Diode D_{sch} ist gesperrt.

Im jeweils darauffolgenden Zeitintervall (t_{aus}) sperrt der Transistor. Die Drossel erhält jedoch den Stromfluss aufrecht. Der Strom fließt dann über die Schottky-Diode zum Kondensator C und der Last R.

$$u_L(t_{\text{aus}}) = U_1 - u_2 - U_F \approx U_1 - u_2$$

Ändert sich die Spannung u_2 während des kurzen Zeitintervalls t_{aus} nur unwesentlich, so gilt

$$u_L(t_{\text{aus}}) \approx U_1 - U_2 \approx \text{konst.}$$

Während der Zeit t_{aus} ändert sich der Drosselstrom um

$$\Delta i_{L_{\text{aus}}} = \frac{u_L(t_{\text{aus}})}{L} \cdot \Delta t \approx \frac{U_1 - U_2}{L} \cdot \Delta t = \frac{U_1 - U_2}{L} \cdot t_{\text{aus}}$$

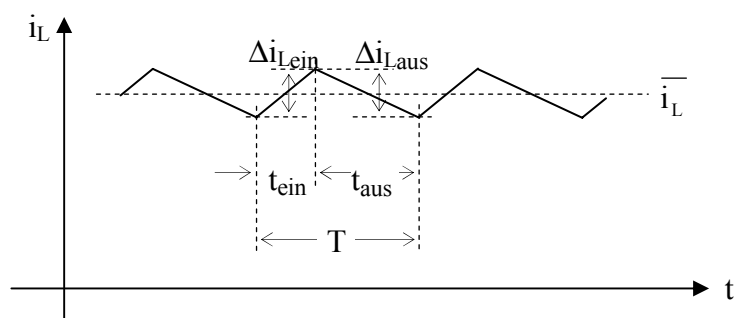
Ist die Spannung U_2 kleiner als U_1 , so liegt nach wie vor eine positive Spannung an der Drossel und der Drosselstrom steigt weiter. Ist die Spannung U_2 größer als U_1 , so erzeugt die Drossel eine Gegenspannung, die so groß ist, dass die Schottky-Diode leitend wird. Der Drosselstrom sinkt dann während des Zeitintervalls t_{aus} und die Drossel gibt Energie an den Speicherkondensator und die Last ab.

Quasistationärer Betrieb (Kontinuierlicher Betrieb)

Im eingeschwungenen Zustand stellt sich eine solche Ausgangsspannung U_2 ein, dass die Stromzunahme in der Drossel während der Einschaltdauer t_{ein} gleich groß wird wie die Stromabnahme in der Zeit t_{aus} .

$$\Delta i_{L_{\text{ein}}} = - \Delta i_{L_{\text{aus}}}$$

Abbildung 20-3
Drosselstrom im
eingeschwungenen Betrieb



Durch Gleichsetzen

$$\frac{U_1}{L} \cdot t_{\text{ein}} \approx \frac{U_2 - U_1}{L} \cdot t_{\text{aus}}$$

ergibt sich

$$U_2 \approx U_1 \cdot \frac{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}}{t_{\text{aus}}}$$

Mit der Periodendauer $T = t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}$ ergibt sich daraus

$$U_2 \approx U_1 \cdot \frac{T}{t_{\text{aus}}}$$

Gleichspannungswandler

Durch geeignete Wahl des Tastverhältnisses t_{aus}/T lässt sich also die Größe der Ausgangsspannung einstellen. Es ist erkennbar, dass die Ausgangsspannung U_2 im eingeschwungenen Zustand immer größer ist als die Eingangsspannung U_1 .

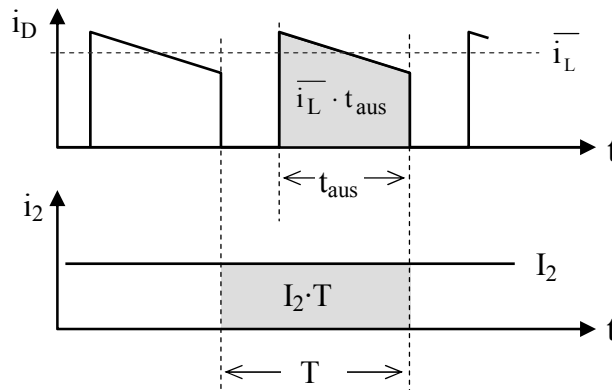
Durch die Last fließt der Strom $I_2 = \frac{U_2}{R}$

Die elektrische Ladung, die während der Periodendauer T durch die Last abfließt, muss während der Ausschaltdauer t_{aus} des Transistors von der Drossel über die Schottky-Diode geliefert werden. Daraus lässt sich der Mittelwert des Drosselstromes errechnen:

$$\bar{i}_L \cdot t_{\text{aus}} = I_2 \cdot T$$

Abbildung 20-4
Diodenstrom und Laststrom

$$\bar{i}_L = I_2 \cdot \frac{T}{t_{\text{aus}}}$$



Die erforderliche Größe der Induktivität L der Drosselspule lässt sich aus den Gleichungen

$$\Delta i_{L(\text{aus})} = \frac{U_1 - U_2}{L} \cdot t_{\text{aus}} \quad \text{und} \quad U_2 \approx U_1 \cdot \frac{T}{t_{\text{aus}}} \quad \text{berechnen.}$$

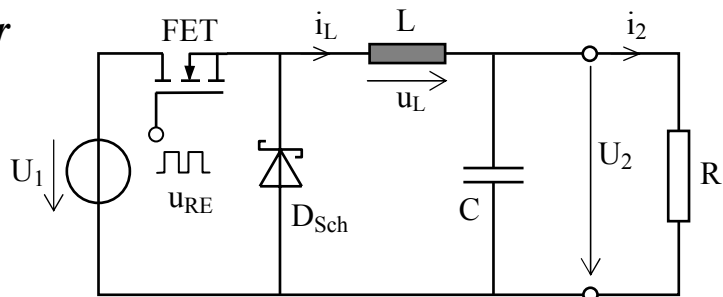
Es ergibt sich:

$$L = \frac{U_1 - U_2}{\Delta i} \cdot \frac{U_1}{U_2} \cdot T$$

Die Größe der erforderlichen Induktivität hängt demnach außer von Eingangs- und Ausgangsspannungen von dem zugelassenen Wechselanteil des Drosselstromes und der Schaltfrequenz $f = 1/T$ des Feldeffekttransistors ab.

20.2 Drossel-Abwärtswandler

Abbildung 20-5
Drossel-Abwärtswandler



Es wird vereinfachend angenommen, dass der ohmsche Widerstand der Drossel, die Durchlassspannung U_F der Schottky-Diode und die Drain-Source-Spannung U_{DSon} des eingeschalteten FET und Änderungen von u_2 während t_{ein} und t_{aus} vernachlässigbar seien.

Der schnelle Schalttransistor legt die Drossel periodisch für kurze Zeit (t_{ein}) an die Spannung

$$u_L(t_{\text{ein}}) = U_1 - U_2 - U_{\text{DSon}} \approx U_1 - U_2 \approx \text{konst.}$$

Dadurch fließt ein linear ansteigender Strom durch die Drossel. Der Stromanstieg beträgt

$$\Delta i_{L\text{ein}} = \frac{u_L(t_{\text{ein}})}{L} \cdot \Delta t \approx \frac{U_1 - U_2}{L} \cdot \Delta t = \frac{U_1 - U_2}{L} \cdot t_{\text{ein}}$$

Die Schottky-Diode D_{sch} ist gesperrt.

Gleichspannungswandler

Im jeweils darauffolgenden Zeitintervall (t_{aus}) sperrt der Transistor. Die Drossel erhält jedoch den Stromfluss aufrecht. Hierzu erzeugt die Drossel eine Gegenspannung, die so groß ist, dass der Drosselstrom über die Schottky-Diode weiterfließt.

$$u_L(t_{\text{aus}}) = -U_2 - U_F \approx -U_2 \approx \text{konst.}$$

Aufgrund der Gegenspannung sinkt der Drosselstrom. Die Stromabnahme beträgt

$$\Delta i_{L\text{aus}} = \frac{u_L(t_{\text{aus}})}{L} \cdot \Delta t \approx -\frac{U_2}{L} \cdot \Delta t = -\frac{U_2}{L} \cdot t_{\text{aus}}$$

Quasistationärer Betrieb

Im eingeschwungenen Zustand stellt sich eine solche Ausgangsspannung U_2 ein, dass die Stromzunahme in der Drossel während der Einschaltdauer t_{ein} gleich groß wird wie die Stromabnahme in der Zeit t_{aus} .

$$\Delta i_{L\text{ein}} = -\Delta i_{L\text{aus}}$$

Durch Gleichsetzen

$$\frac{U_1 - U_2}{L} \cdot t_{\text{ein}} \approx \frac{U_2}{L} \cdot t_{\text{aus}}$$

ergibt sich

$$U_2 \approx U_1 \cdot \frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}}$$

Mit der Periodendauer $T = t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}$ ergibt sich daraus

$$U_2 \approx U_1 \cdot \frac{t_{\text{ein}}}{T}$$

Durch geeignete Wahl des Tastverhältnisses t_{ein}/T lässt sich also die Größe der Ausgangsspannung einstellen. Es ist erkennbar, dass die Ausgangsspannung U_2 im eingeschwungenen Zustand immer kleiner ist als die Eingangsspannung U_1 .

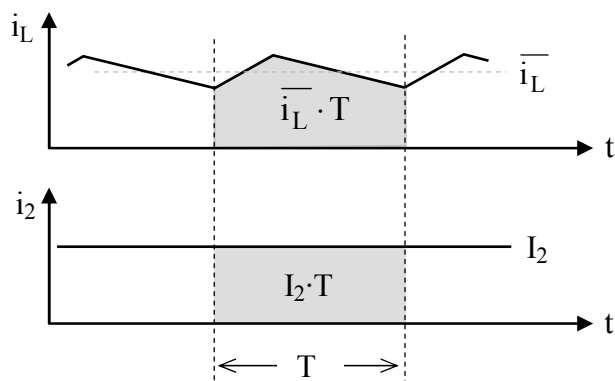
Durch die Last fließt der Strom $I_2 = \frac{U_2}{R}$

Die elektrische Ladung, die während der Periodendauer T durch die Last abfließt, muss von der Drossel geliefert werden.

Da die Drossel ständig Strom liefert, gilt:

$$\bar{i}_L = I_2$$

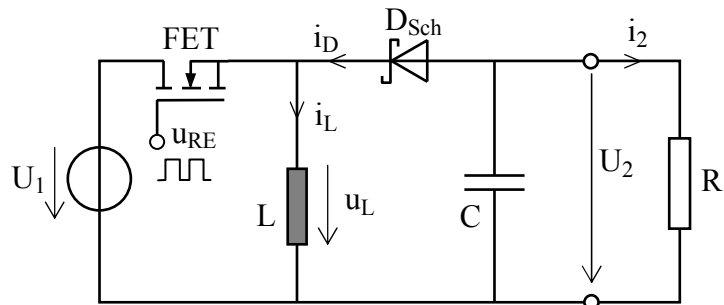
Abbildung 20-6
Drosselstrom und Laststrom



Die erforderliche Induktivität der Drosselspule beträgt: $L = \frac{U_1 - U_2}{\Delta i} \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot T$

20.3 Drossel-Inverswandler

Abbildung 20-7
Drossel-Inverswandler



Es wird vereinfachend angenommen, dass der ohmsche Widerstand der Drossel, die Durchlassspannung U_F der Schottky-Diode, die Drain-Source-Spannung U_{DSon} des eingeschalteten FET und Änderungen von u_2 während t_{ein} und t_{aus} vernachlässigbar seien.

Der schnelle Schalttransistor legt die Drossel periodisch für kurze Zeit (t_{ein}) an die Eingangsspannung

$$u_L(t_{ein}) = U_1 - U_{DSon} \approx U_1 = \text{konst.}$$

Dadurch fließt ein linear ansteigender Strom durch die Drossel. Der Stromanstieg beträgt

$$\Delta i_{L_{ein}} = \frac{u_L(t_{ein})}{L} \cdot \Delta t \approx \frac{U_1}{L} \cdot \Delta t = \frac{U_1}{L} \cdot t_{ein}$$

Die Schottky-Diode D_{sch} ist gesperrt.

Im jeweils darauffolgenden Zeitintervall (t_{aus}) sperrt der Transistor. Die Drossel erhält jedoch den Stromfluss aufrecht. Hierzu erzeugt die Drossel eine Gegenspannung, die so groß ist, dass der Drosselstrom über die Schottky-Diode weiterfließt.

$$u_L(t_{aus}) = U_2 - U_F \approx U_2 \approx \text{konst.}$$

Aufgrund der Gegenspannung sinkt der Drosselstrom. Die Stromabnahme beträgt

$$\Delta i_{L_{aus}} = \frac{u_L(t_{aus})}{L} \cdot \Delta t \approx \frac{U_2}{L} \cdot \Delta t = \frac{U_2}{L} \cdot t_{aus}$$

Quasistationärer Betrieb

Im eingeschwungenen Zustand stellt sich eine solche Ausgangsspannung U_2 ein, dass die Stromzunahme in der Drossel während der Einschaltdauer t_{ein} gleich groß wird wie die Stromabnahme in der Zeit t_{aus} .

$$\Delta i_{L_{ein}} = - \Delta i_{L_{aus}}$$

Durch Gleichsetzen
$$\frac{U_1}{L} \cdot t_{ein} \approx - \frac{U_2}{L} \cdot t_{aus}$$

ergibt sich

$$U_2 \approx - U_1 \cdot \frac{t_{ein}}{t_{aus}}$$

Mit dem Inverswandler wird aus einer positiven Eingangsspannung eine negative Ausgangsspannung gewonnen. Durch geeignete Wahl des Verhältnisses t_{ein}/t_{aus} lässt sich die Größe der Ausgangsspannung einstellen.

Durch die Last fließt der Strom
$$I_2 = \frac{U_2}{R}$$

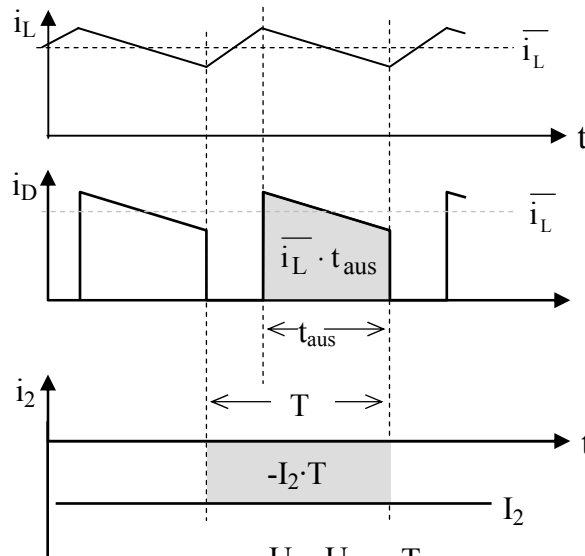
Gleichspannungswandler

Die elektrische Ladung, die während der Periodendauer T durch die Last abfließt, muss während der Ausschaltdauer t_{aus} des Transistors von der Drossel über die Schottky-Diode D_{sch} geliefert werden. Daraus lässt sich der Mittelwert des Drosselstromes errechnen:

$$\bar{i}_L \cdot t_{\text{aus}} = -I_2 \cdot T$$

$$\bar{i}_L = -I_2 \cdot \frac{T}{t_{\text{aus}}}$$

Abbildung 20-8
Drossel-, Dioden- und Laststrom

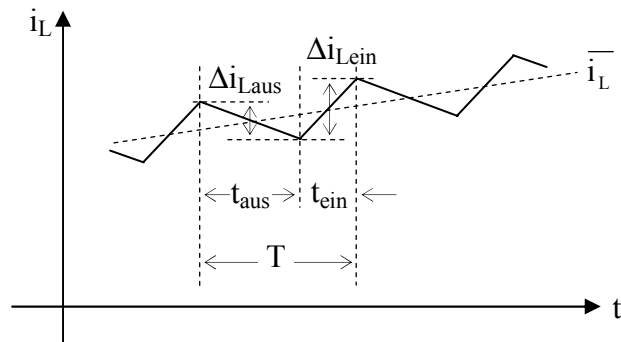


Die erforderliche Größe der Induktivität ergibt sich zu: $L = \frac{U_1 \cdot U_2}{U_2 - U_1} \cdot \frac{T}{\Delta i}$

20.4 Einschwingvorgänge

Liegt bei den Drosselwandlern nach Abschnitt 20.1 bis Abschnitt 20.3 kein quasistationärer Betriebszustand vor, z.B. beim Aufladen des Glättungskondensators nach dem Einschalten oder nach plötzlichen Laständerungen, so ist die Gleichgewichtsbedingung $\Delta i_{L\text{ein}} = -\Delta i_{L\text{aus}}$ nicht erfüllt. Als Folge ändern sich der Mittelwert des Drosselstromes \bar{i}_L und die Kondensatorspannung U_2 bis der quasistationäre Zustand erreicht ist.

Abbildung 20-9
Steigender Drosselstrom



Bei konstantem Tastverhältnis $t_{\text{ein}} : t_{\text{aus}}$ tritt hierbei ein Einschwingvorgang in Form einer gedämpften periodischen Schwingung von Drosselstrom \bar{i}_L und Kondensatorspannung U_2 auf. Um einen schnellen, aperiodischen Einschwingvorgang zu erreichen, muss das Tastverhältnis mit einer Regelschaltung in geeigneter Form variiert werden (PWM = Pulsweitenmodulation).

20.5 Anwendungsbeschränkungen

Bei allen Drosselwandlern ist darauf zu achten, dass keine Sättigung des Kernmaterials der Drossel durch zu hohen Laststrom auftritt.

Gleichspannungswandler

Diskontinuierlicher Betrieb / Lückender Betrieb

Den ausgangsseitigen Glättungskondensatoren wird periodisch Ladung zugeführt. Ein Abfluss dieser Ladung kann nur über den Lastwiderstand erfolgen.

Ist der Laststrom kleiner als die Hälfte der Stromänderung Δi_L bei kontinuierlichem Betrieb, so fällt der Drosselstrom i_L bereits vor Ablauf der Zeit t_{aus} auf Null ab (lückender Betrieb; diskontinuierlicher Betrieb). Dieser wird hier nicht behandelt. Die gezeigten Berechnungen gelten nicht mehr.

Leerlauf

Der Leerlauf stellt eine Extremform des diskontinuierlichen Betriebes dar.

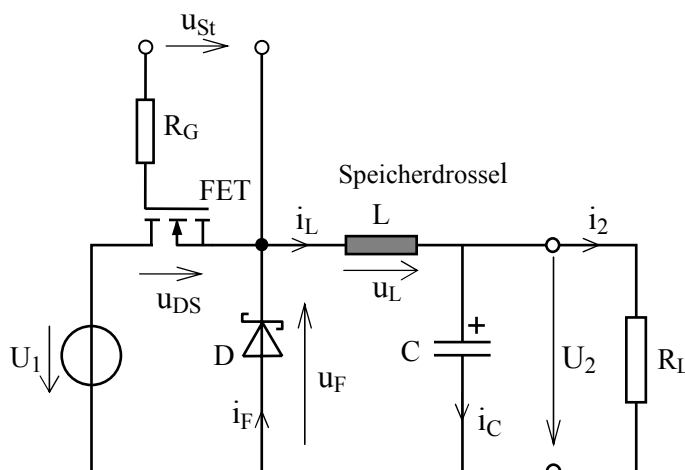
Beim Abwärtswandler stellt sich im Leerlauf die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung ein; beim Aufwärts- und Inverswandler steigt die Ausgangsspannung im Leerlauf bis zur Zerstörung von Bauelementen.

Kurzschluß

Bei kurzgeschlossenem Ausgang kann die Speicherdrossel bei ausgeschaltetem FET keine oder keine nennenswerte Gegenspannung aufbauen. Die während t_{ein} aufgenommene Energie kann während t_{aus} nicht abgegeben werden. Der Drosselstrom nimmt daher bis zur Zerstörung von Bauelementen ständig zu (es sei denn, es tritt eine Strombegrenzung durch einen hinreichend großen Wicklungswiderstand ein). Die dargestellten Drosselwandler sind daher grundsätzlich nicht kurzschlußfest.

20.6 Übungsaufgaben zu Schaltwandlern

Aufgabe 20-1: Abwärtswandler (Tiefsetzsteller)



$$U_1 = 20 \text{ V}$$

$$U_{\text{DSon}} = 0,5 \text{ V (leitender FET)}$$

$$U_F = 0,3 \text{ V (leitende Diode)}$$

$$f_{\text{St}} = 50 \text{ kHz}$$

$$R_L = 120 \text{ } \Omega$$

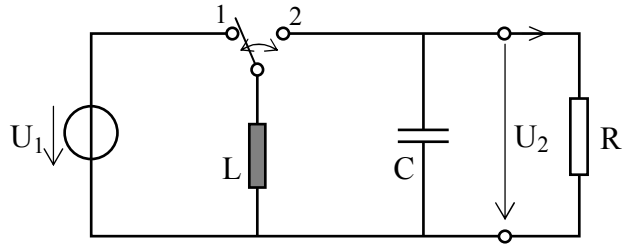
Mit dem Schaltwandler soll eine Ausgangsspannung u_2 mit einem arithmetischen Mittelwert (Index AV) von $U_{2\text{AV}} = 12 \text{ V}$ erzeugt werden.

- Berechne die Spannung an der Speicherdrossel bei leitendem ($\rightarrow U_{L(\text{ein})}$) und bei gesperrtem ($\rightarrow U_{L(\text{aus})}$) FET (unter Berücksichtigung von U_{DS} und U_F).
- Welches Tastverhältnis $p = t_{\text{ein}}/T$ ist erforderlich ?
- Berechne die minimal notwendige Größe der Speicherdrossel, so dass der Drosselstrom i_L einen maximalen Wechselanteil von 15 % aufweist.

Gleichspannungswandler

Aufgabe 20-2: Prinzipschaltbilder

- (a) Die Abbildung zeigt das Prinzipschaltbild eines Schaltwandlers. Um welchen Wandlertyp handelt es sich?



Abwärtswandler	Aufwärtswandler	Inverswandler

- (b) Der Wechselschalter im obigen Prinzipschaltbild wird technisch durch zwei Halbleiterbauelemente ersetzt. Durch welches Halbleiterbauelement wird die Funktion in Schalterstellung 1 und durch welches Bauelement die Funktion in Schalterstellung 2 realisiert?
- (c) Zeichnen Sie die Prinzipschaltbilder der beiden übrigen Schaltwandler in vergleichbarer Weise zur obigen Abbildung

Aufgabe 20-3: Schaltwandler

- (a) Nenne die wesentlichen Vorteile eines Schaltwandlers gegenüber einer Stromversorgung mit linear geregelten Transistoren.
- (b) Warum werden Schaltwandler mit relativ hoher Schaltfrequenz betrieben?
- (c) Warum werden in Schaltwandlern vorzugsweise Schottkydioden und keine pn-Dioden eingesetzt?

21 Thermische Probleme / Wärmeableitung

Wird ein elektrisches Bauelement von Strom durchflossen, so wird Energie in Form von Wärme (Verlustenergie, Verlustleistung) freigesetzt und führt zu einer Erwärmung des Bauelementes.

Die zugeführte Wärme muss abgeleitet werden, sonst wird das Bauteil thermisch zerstört.

21.1 Temperaturerhöhung von Bauelementen durch Wärmefreisetzung

21.1.1 Verlustwärme - Verlustleistung

Die in einem Zeitintervall $\Delta t = t_2 - t_1$ durch Stromfluss freigesetzte und in Wärme umgewandelte Energie ΔW_{th} (Verlustwärme) beträgt:

$$\Delta W_{th} = \int_{t_1}^{t_2} i(t) \cdot u(t) \cdot dt$$

Für die Verlustleistung P_{th} gilt:

$$P_{th} = \frac{\Delta W_{th}}{\Delta t}$$

Bei Halbleiterbauelementen mit pn-Übergängen wird die Verlustwärme im wesentlichen im Bereich der Sperrschichten frei.

21.1.2 Wärmekapazität

Die durch Energiezufuhr in einem Bauteil bewirkte Temperaturerhöhung $\Delta \vartheta = \vartheta_2 - \vartheta_1$ ist proportional zur zugeführten Wärmeenergie.

Die Proportionalitätskonstante ist die Wärmekapazität C_{th} des betroffenen Bauteils.

$$C_{th} = \frac{\Delta W_{th}}{\Delta \vartheta}$$

Sie gibt an, welche Wärmemenge ΔW_{th} zu einer Erwärmung um $\Delta \vartheta$ führt.

Man beachte die Analogie zur elektrischen Kapazität $C = \frac{Q}{U}$

Für die Wärmekapazität gilt:

$$C_{th} = c \cdot m$$

mit

C_{th} = Wärmekapazität in $\frac{Ws}{K}$

m = erwärmte Masse in kg

c = spezifische Wärmekapazität in $\frac{Ws}{K \cdot kg}$

Material	Si	Al	Cu
c in $Ws/K \cdot kg$	740	890	380

Je größer die Masse und je größer die spezifische Wärmekapazität ist, um so geringer ist der Temperaturanstieg, den eine bestimmte Wärmemenge verursacht.

21.2 Wärmeableitung

Die Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ zwischen dem Ort der Wärmefreisetzung innerhalb des Bauelementes und der Umgebung führt zu einer Wärmeabgabe an die Umgebung.

Die Wärmeabgabe (der Wärmefluss) erfolgt durch Wärmeleitung, durch Konvektion und / oder durch Wärmeabstrahlung.

Im thermodynamischen Gleichgewicht (nach dem Abklingen von Ausgleichsvorgängen bei Lastwechseln) ist die zugeführte Verlustleistung gleich der abgeführten Leistung. Die Temperaturdifferenz zwischen Bauelement und Umgebung ist dann konstant.

21.2.1 Der Wärmewiderstand

Beim Wärmefluss durch Wärmeleitung oder durch Konvektion ist die für den Wärmefluss verantwortliche Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ (Ursachengröße) proportional zu der abgeführten Wärmeleistung P_{th} (Wirkungsgröße).

Der Proportionalitätsfaktor ist der Wärmewiderstand

$$R_{th} = \frac{\Delta\vartheta}{P_{th}}$$

Man beachte die Analogie zum elektrischen Widerstand $R = \frac{U}{I}$

Wegen der Analogie zum ohmschen Gesetz der Elektrotechnik wird die obige Gleichung für R_{th} das **ohmsche Gesetz der Wärmeleitung** genannt.

Zur Ableitung großer Verlustleistungen muss der Wärmewiderstand klein sein.

21.2.2 Wärmewiderstand bei Wärmeleitung

Der Wärmefluss innerhalb eines Materials wird Wärmeleitung genannt. Hierbei handelt es sich um einen reinen Energiefluss ohne Materialtransport.

Für die Wärmeleitung von einem Ort x_1 mit der Temperatur ϑ_1 zu einem Ort x_2 mit der Temperatur ϑ_2 gilt

$$R_{th} = \frac{\Delta x}{\lambda \cdot A}$$

mit

$\Delta x = x_2 - x_1$ = Abstand der Orte x_1 und x_2

A = durchströmte Fläche

λ = Wärmeleitfähigkeit

Material	Al	Cu	Ms	Stahl	Si	Ge	Luft
λ in W/K·m	210	380	117	40 ... 60	82	63	0,024 ... 0,028

Man beachte auch hier die Analogie zum elektrischen Widerstand eines Leiters (Länge Δx)

$$R = \frac{\Delta x}{\kappa \cdot A}$$

Für einen geringen Wärmewiderstand müssen der Weg Δx der Wärmeableitung möglichst klein und die Querschnittsfläche A sowie die Wärmeleitfähigkeit λ des ableitenden Materials möglichst groß sein. Aus diesem Grunde sind Leistungs-Halbleiter in Metallgehäusen untergebracht (großes λ), wobei der Halbleiterkristall möglichst großflächig (große Fläche A) unmittelbar auf dem Gehäuse befestigt ist (kleiner Weg Δx). Das Gehäuse stellt dann gleichzeitig einen Bauelementanschluss dar.

21.2.3 Wärmewiderstand bei Konvektion

Der Wärmeübergang von einem Festkörper auf ein umgebendes flüssiges oder gasförmiges Medium wird als Konvektion bezeichnet. Die Wärmeabgabe wird hierbei durch Bewegung des umgebenden Mediums beeinflusst (z.B. Abtransport erwärmten und Zufuhr nicht erwärmten Mediums).

Es ergibt sich ein Wärmewiderstand:

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha \cdot A}$$

mit

A = Kühlfläche

α = Wärmeübergangskoeffizient

Übergang von	Metall		
nach	ruhende Luft	ruhendes Wasser	strömendes Wasser
α in W/K·m ²	10	350	$350 + 2000 \cdot \sqrt{v}$ mit v in m/s

Für einen geringen Wärmewiderstand müssen die Kühlfläche A und der Wärmeübergangskoeffizient möglichst groß sein.

21.2.4 Wärmestrahlung

Neben Wärmeleitung und Konvektion trägt die Wärmestrahlung zur Wärmeabgabe bei.

Die abgegebene Wärmeleistung ergibt sich aus:

$$P_{th} = \sigma_{KF} \cdot A \cdot (T_{KF}^4 - T_{Umg}^4)$$

mit

A = Kühlfläche

und

σ_{KF} = Strahlungskonstante der Kühlfläche

z.B. Schwarzer Körper: $\sigma_{KF} = 5,67 \cdot 10^{-8} \frac{W}{m^2 \cdot K^4}$

Da die Temperaturen der abstrahlenden Fläche und der Umgebung mit der vierten Potenz eingehen, lässt sich die Wärmeabstrahlung nicht durch einen linearen Wärmewiderstand darstellen.

21.2.5 Kühlflächenberechnung

Der Wärmewiderstand eines ebenen Kühlbleches der Fläche A und der Dicke d gegenüber der Umgebung (ruhende Luft) lässt sich nach folgender empirischen Formel ermitteln:

$$R_{th} = \frac{3,3}{\sqrt{\lambda \cdot d}} \cdot C^{0,25} + \frac{650}{A} \cdot C$$

mit [d] = mm, [A] = cm², [λ] = W/(K·cm), [R_{th}] = K/W

Der Wert der Konstante C ist folgender Tabelle zu entnehmen:

	blank	geschwärzt
A senkrecht	0,85	0,43
A waagerecht	1	0,5

Den Wärmewiderstand industriell gefertigter Kühlkörper entnimmt man dem Datenblatt.

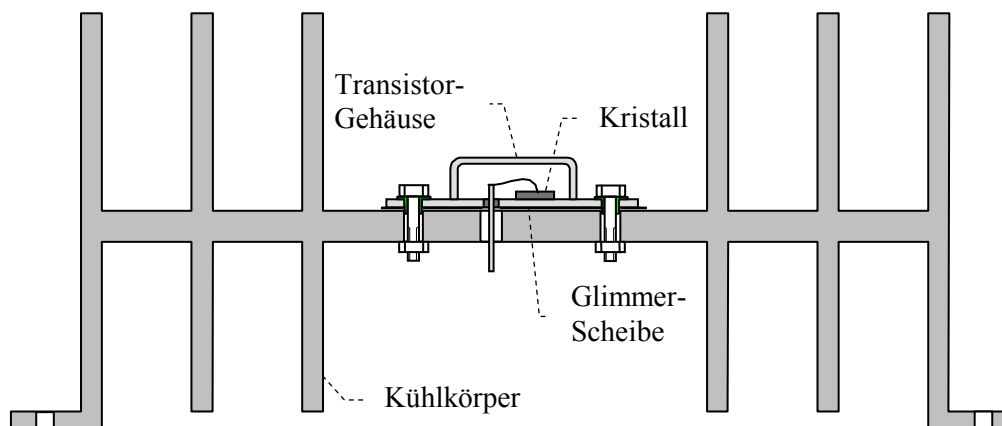
21.3 Der Wärmestromkreis

Die Wärmeerzeugung in einem elektrischen Bauteil und die Wärmeableitung in die Umgebung bilden einen Wärmestromkreis.

Der Wärmefluss vom Bauteilinneren zur Umgebung erfolgt in der Regel durch unterschiedliche Materialien (Halbleiter, Metall usw.) hindurch, über deren Berührungsflächen hinweg und mittels unterschiedlicher Mechanismen. Der Gesamt-Wärmewiderstand ergibt sich daher immer aus dem Zusammenwirken mehrerer Teilwiderstände.

Abbildung 21-1 zeigt schematisch einen zur Wärmeableitung auf einen Kühlkörper montierten Leistungstransistor (Gehäuseform TO-3). In der Abbildung ist der Transistor durch eine Glimmerscheibe elektrisch gegenüber dem Kühlkörper isoliert.

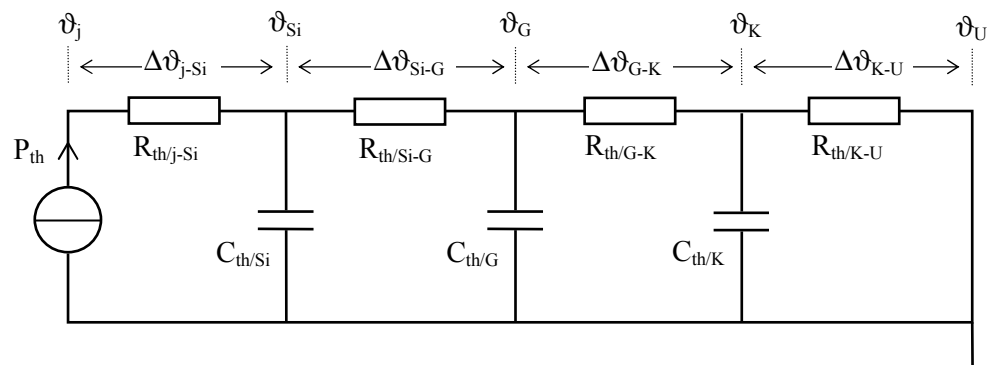
Abbildung 21-1 Leistungstransistor auf Kühlkörper (Schnittbild)



Die Abbildung 21-2 zeigt den Wärmestromkreis, den ein Halbleiterbauelement mit Kühlkörper und Umgebung bildet. Wegen der Analogie mit elektrischen Größen, wird der Wärmestromkreis mit Symbolen, die der Elektrotechnik entliehen sind, dargestellt.

Die Wärmeleistung P_{th} wird in der Sperrschicht des Bauteils (Index j) freigesetzt und von dort über den restlichen Halbleiterkristall (Index Si), das Gehäuse (Index G) und den Kühlkörper (Index K) an die Umgebung (Index U) abgeleitet.

Abbildung 21-2 Wärmestromkreis eines Halbleiterbauelementes mit Kühlkörper



Zur Vereinfachung sind die über das gesamte Volumen eines Teiles verteilten Wärmekapazitäten jeweils zu einer Gesamtkapazität zusammengefasst. Jedem Einzelteil ist außerdem eine einheitliche mittlere Temperatur zugeordnet. Auch die über das Volumen verteilten Wärmewiderstände sind zu diskreten Einzelwiderständen konzentriert.

Thermische Probleme / Wärmeableitung

Die Wärmewiderstände von der Sperrschicht eines Halbleiterbauelementes bis zum Gehäuse bilden den **inneren Wärmewiderstand** (thermischer Innenwiderstand)

$$R_{th/j-G} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_G}{P_{th}}$$

Er ist konstruktiv bestimmt und kann nur vom Hersteller, nicht jedoch vom Anwender des Bauelementes beeinflusst werden.

Im folgenden werden beispielhaft Daten für den inneren Wärmewiderstand von Transistoren genannt:

- * Kleinleistungstransistoren: $R_{th/j-G} > 15 \text{ K/W}$
z.B. Kleinsignaltransistoren: $R_{th/j-G} \approx 50 \dots 1000 \text{ K/W}$ je nach Gehäuse
- * Leistungstransistoren: $R_{th/j-G} < 15 \text{ K/W}$
z.B. TO-3-Gehäuse: $R_{th/j-G} \approx 1,5 \text{ K/W}$
TO-66-Gehäuse: $R_{th/j-G} \approx 6 \text{ K/W}$

Die Wärmewiderstände vom Gehäuse des Bauelementes bis in die Umgebung bilden den **äußeren Wärmewiderstand** (thermischer Außenwiderstand)

$$R_{th/G-U} = \frac{\vartheta_G - \vartheta_U}{P_{th}}$$

Er kann vom Anwender durch die Bauelement-Montage, durch Kühlkörper und evtl. durch forcierte Kühlung stark beeinflusst werden.

- * Kleinleistungshalbleiter:

Sie werden meist ohne zusätzliche Hilfsmittel zur Wärmeabfuhr montiert. Die Verlustwärme wird über die Gehäuseoberfläche abgeführt. Jede Gehäuseform hat dabei einen charakteristischen thermischen Oberflächenwiderstand.

z.B. (Angaben beziehen sich meist auf den thermischen Gesamt(!)widerstand $R_{th/j-U}$)

Metall-Gehäuse	Plastik-Gehäuse	$R_{th/j-U}$	Anmerkung
TO-18	TO-92	$\leq 500 \text{ K/W}$	
TO-72		$\leq 750 \text{ K/W}$	
TO-5	TO-126	$\leq 220 \text{ K/W}$	
TO-3	TO-3P	$\approx 60 \text{ K/W}$	ohne Kühlkörper

- * Leistungshalbleiter:

Wenn größere Wärmemengen abgeleitet werden müssen, dann werden spezielle Kühlkörper verwendet. Diese Kühlkörper sind so gestaltet, dass sie sowohl einen großflächigen und engen Kontakt zu dem zu kühlenden Bauelement (kleiner Wärmewiderstand für die Wärmeleitung vom Bauelement zum Kühlkörper) als auch zahlreiche Kühlrippen mit einer sehr großen Berührungsfläche zum umgebenden Medium besitzen (kleiner Wärmewiderstand für die Wärmeabfuhr durch Konvektion).

Für die Kühlung mit ruhender Luft sind die Kühlkörper so anzuordnen, dass die Kühlrippen senkrecht stehen und sich eine Kaminwirkung zwischen den Kühlrippen bilden kann (stärkere Konvektion). Eine weitere Verstärkung der Konvektion ist mit Ventilatoren möglich. Reicht auch dies nicht aus, kann eine Wasserkühlung vorgesehen werden.

Elektrische Isolation:

Zur besseren Wärmeableitung wird der Halbleiterkristall von Leistungsbauelementen möglichst großflächig mit dem metallischen Gehäuse in Kontakt gebracht (aufgelötet oder bei großen Leistungen mechanisch angepresst). Dadurch entsteht eine leitende Verbindung zwischen Kristall und Gehäuse. Das Gehäuse wird zum Bauteilanschluss.

Bei manchen Gehäuseformen lässt sich mit Hilfe einer Glimmerscheibe (oder Siliconkunststoffolie) eine elektrische Trennung von Gehäuse und Kühlkörper erreichen (siehe Abbildung 21-1). Gehäuse und Kühlkörper können dann auf unterschiedlichen elektrischen Potenzialen liegen. Die Isolierscheibe erhöht jedoch den Wärmewiderstand und kann daher nur für mittlere Verlustleistungen (z.B. bis etwa 100 W) eingesetzt werden.

z.B. $R_{th/G-K}$ einer Glimmerscheibe für TO-3-Gehäuse:

Scheibendicke	ungefettet	gefettet
50 μm	1,25 K/W	0,35 K/W
100 μm	1,5 K/W	0,6 K/W

21.4 Berechnung des Wärmestromkreises

21.4.1 Analogie thermischer und elektrischer Größen

An den Größen *Wärmekapazität*, *Wärmefluss*, *Wärmewiderstand* und *Wärmeleitfähigkeit* wurde erkennbar, dass im Hinblick auf die thermischen Effekte viele Analogien zu elektrischen Größen auftreten. In der Tabelle 21-1 sind einige sich entsprechende Größen einander gegenübergestellt.

Tabelle 21-1 Entsprechung thermischer und elektrischer Größen

thermische Größen		elektrische Größen	
Wärmemenge	$\Delta W_{th} = P_{th} \cdot \Delta t = C_{th} \cdot \Delta \vartheta$	Ladungsmenge	$Q = I \cdot t = C \cdot U$
Wärmestrom	$P_{th} = \Delta W_{th} / \Delta t$	Strom	$I = Q / t$
Temperaturintervall	$\Delta \vartheta = \vartheta_2 - \vartheta_1$	Spannung	$U = \varphi_2 - \varphi_1$
Wärmekapazität	$C_{th} = \Delta W_{th} / \Delta \vartheta$	Kapazität	$C = Q / U$
Wärmewiderstand	$R_{th} = \Delta \vartheta / P_{th}$	Widerstand	$R = U / I$
Wärmeleitfähigkeit	λ	Leitfähigkeit	$\sigma (= \kappa)$

Die Tabelle zeigt, dass der Ladungsmenge Q im elektrischen System die Wärmemenge ΔW_{th} (= Wärmeenergie) im thermischen System entspricht. Konsequenterweise entspricht einer pro Zeiteinheit transportierten Ladung (= Strom I) eine pro Zeiteinheit transportierte Wärmeenergie (= Wärmeleistung P_{th}). In Analogie zum elektrischen System sprechen wir vom Wärmestrom P_{th} . Weiterhin entsprechen sich die Ursachengrößen Spannung U und Temperaturdifferenz $\Delta \vartheta$ usw..

Wegen der vorhandenen Analogien lassen sich die Berechnungsmethoden elektrischer Stromkreise auf den Wärmestromkreis übertragen.

Neben dem Ohmschen Gesetz lassen sich daher auch die Kirchhoffschen Regeln, die Rechenvorschriften für die Reihen- und Parallelschaltung von Widerständen und Kapazitäten, die Differenzialgleichungen für Ausgleichsvorgänge an RC-Kombinationen und ihre Lösungen usw. auf Wärmestromkreise anwenden.

Beispiele:

Reihenschaltung von Wärmewiderständen:

$$R_{th_{ges}} = \sum_{i=1}^{i=n} R_{th_i}$$

Parallelschaltung von Wärmewiderständen:

$$G_{th_{ges}} = \sum_{i=1}^{i=n} G_{th_i}$$

mit $G_{th} = \frac{1}{R_{th}}$

Parallelschaltung von Wärmekapazitäten:

$$C_{th_{ges}} = \sum_{i=1}^{i=n} C_{th_i}$$

Aufladung der Wärmekapazität:

$$P_{th} = C_{th} \cdot \frac{d(\Delta\vartheta)}{dt}$$

21.4.2 Berechnung von Temperaturen im stationären Betrieb

Sind die Wärmewiderstände und die auftretende Verlustleistung bekannt, so können die im stationären Betrieb auftretenden Temperaturdifferenzen berechnet werden. Ist auch eine Temperatur bekannt (z.B. die Umgebungstemperatur), so können alle anderen Temperaturen errechnet werden:

* Berechnung der Sperrschichttemperatur aus der Umgebungstemperatur

Aus $R_{th_{ges}} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_U}{P_{th}}$

ergibt sich $\vartheta_j = \vartheta_U + P_{th} \cdot R_{th_{ges}}$

mit $R_{th_{ges}} = R_{th_{innen}} + R_{th_{außen}} = R_{th_{j-Si}} + R_{th_{Si-G}} + R_{th_{G-K}} + R_{th_{K-U}}$

* Berechnung der maximal zulässigen Gehäusetemperatur aus der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur

Aus $R_{th_{innen}} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_G}{P_{th}}$

ergibt sich $\vartheta_{G_{max}} = \vartheta_{j_{max}} - P_{th} \cdot R_{th_{innen}}$

21.4.3 Reduzierung der zulässigen Verlustleistung bei hoher Umgebungstemperatur

Aus physikalischen Gründen darf die Sperrschichttemperatur von Halbleiterbauelementen einen Maximalwert nicht überschreiten.

Halbleiter	Ge	Si	GaAs
$\vartheta_{j_{max}}$ in °C	70 ... 90	120 ... 200	≈ 300

Bei Überschreiten dieser Maximalwerte können sich Bauelementedaten unzulässig ändern.

Insbesondere die Sperrströme von pn-Übergängen steigen.

- Dies führt evtl. zu hohen Sperrverlustleistungen mit weiterem Temperaturanstieg, wobei dieser Mitkopplungseffekt bis zur thermischen Zerstörung führen kann.
- Transistoren verstärken die Sperrströme und schalten evtl. völlig durch.
- Thyristoren und Triacs verlieren ihre Blockierfähigkeit und zünden von selbst usw..

Aus diesem Grunde geben die Bauelementhersteller für jeden Bauelementtyp eine maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} an.

Diese Verlustleistung P_{tot} ist so bemessen, dass bei Betrieb bis zu einer vorgegebenen Umgebungstemperatur ϑ_{Umax} die maximal zulässige Sperrschichttemperatur ϑ_{jmax} nicht überschritten wird. In der Regel beziehen sich die Leistungsangaben der Hersteller auf Umgebungstemperaturen von $\vartheta_{\text{Uref}} = 25^\circ\text{C}$

Bei Überschreiten dieser vom Hersteller vorgegebenen Bezugstemperatur reduziert sich die maximal zulässige Verlustleistung.

Daher gilt

$$P_{\text{Vmax}} = P_{\text{thmax}} = P_{\text{tot}}$$

für $\vartheta_{\text{U}} \leq \vartheta_{\text{Uref}}$

und

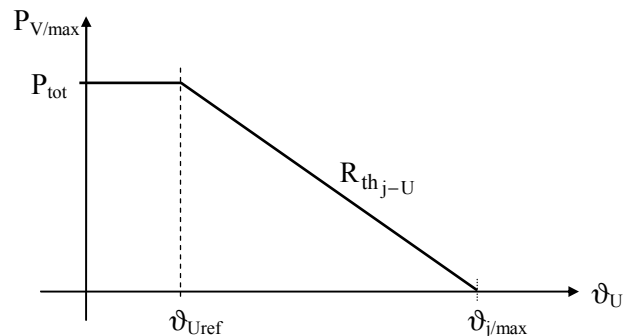
$$P_{\text{Vmax}} = \frac{\vartheta_{\text{jmax}} - \vartheta_{\text{U}}}{R_{\text{thj-U}}} = \frac{\vartheta_{\text{jmax}} - \vartheta_{\text{U}}}{\vartheta_{\text{jmax}} - \vartheta_{\text{Uref}}} \cdot P_{\text{tot}}$$

für $\vartheta_{\text{U}} \geq \vartheta_{\text{Uref}}$

Abbildung 21-3 zeigt grafisch den Verlauf der maximal zulässigen Verlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Abbildung 21-3

Maximal zulässige Verlustleistung
(Derating-Diagramm)



Bei (Leistungs-)Bauelementen, die grundsätzlich mit Kühlkörper betrieben werden, kann anstelle einer Umgebungstemperatur ϑ_{Uref} auch eine bestimmte maximale Gehäusetemperatur ϑ_{Gref} als Referenz zugrunde gelegt sein. Dies ergibt sich aus dem Datenblatt.

In den beiden o.g. Gleichungen und in Abbildung 21-3 ist dann jeweils der Index U gegen den Index G auszutauschen

21.4.4 Thermische Ausgleichsvorgänge

Wegen der Wärmekapazitäten ändern sich die Temperaturen der einzelnen Teile im Wärmestromkreis beim Ein- und Ausschalten (aber auch bei Lastwechseln) nicht sprunghaft. Das thermodynamische Gleichgewicht wird vielmehr erst nach Abklingen von Ausgleichsvorgängen erreicht.

Der zeitliche Verlauf der einzelnen Temperaturen in einem Wärmestromkreis lässt sich mit Hilfe von Differenzialgleichungen beschreiben und berechnen. Das Differenzialgleichungssystem und seine Lösungen sind jedoch bereits für einen stark vereinfachten Wärmestromkreis entsprechend Abbildung 21-2 so kompliziert, dass sie sich ohne Rechnerunterstützung und ohne geeignete Mathematik-Software kaum lösen lassen.

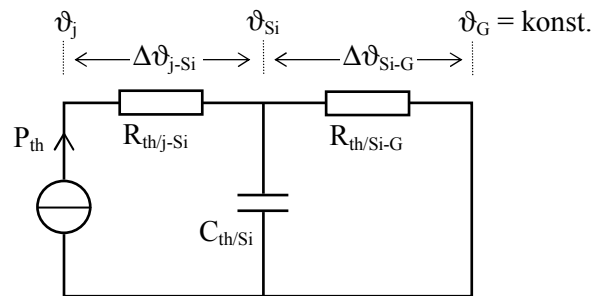
Häufig sind jedoch die einzelnen Wärmekapazitäten und damit die Zeitkonstanten für die Erwärmung der einzelnen Teile so unterschiedlich, dass die Ausgleichvorgänge näherungsweise in Einzelschritten berechnet werden können.

Erwärmung oder Abkühlung des Halbleiterkristalls bei konstanter Gehäusetemperatur:

Bei metallgekapselten Halbleiter-Bauelementen ist die Wärmekapazität des Gehäuses meist sehr viel größer als die des Halbleiterkristalls. Nach dem Einschalten wird sich daher die Temperaturdifferenz zwischen Kristall und Gehäuse voll aufbauen, ehe die Gehäusetemperatur merklich zu steigen beginnt. Beim Ausschalten wird sich der Kristall auf die Gehäusetemperatur abkühlen, ehe die Gehäusetemperatur merklich zu sinken beginnt.

Abbildung 21-4 zeigt das Ersatzschaltbild des Wärmestromkreises für das Zeitintervall, in dem die Wärmekapazität des Halbleiterkristalls auf- bzw. entladen wird, während sich die Gehäusetemperatur noch nicht ändert.

Abbildung 21-4
Erwärmung bzw. Abkühlung ⁽²⁹⁾
des Halbleiterkristalls bei
konstanter Gehäusetemperatur



Für die mittlere Kristalltemperatur ergeben sich dann folgende Zeitverläufe:

* beim Einschalten: $\vartheta_{Si}(t) \approx \vartheta_G + \{P_{th} \cdot R_{th/Si-G} \cdot [1 - \exp(-t/\tau)]\}$

* beim Ausschalten: $\vartheta_{Si}(t) \approx \vartheta_G + \{P_{th} \cdot R_{th/Si-G} \cdot \exp(-t/\tau)\}$

In beiden Gleichungen bedeutet: $\exp(x) = e^x$
und $\tau = C_{th/Si} \cdot R_{th/Si-G}$

Für den zeitlichen Verlauf der Sperrschichttemperatur gilt:

* beim Einschalten $\vartheta_j(t) \approx \vartheta_{Si}(t) + P_{th} \cdot R_{th/j-Si}$

* beim Ausschalten $\vartheta_j(t) \approx \vartheta_{Si}(t)$

Aufwärmung bzw. Abkühlung des Gehäuses bei konstanter Kühlkörpertemperatur:

Ist die Wärmekapazität des Kühlkörpers sehr viel größer als die des Gehäuses, so wird sich die Temperaturdifferenz zwischen Gehäuse und Kühlkörper nach dem Einschalten voll aufbauen, noch ehe die Kühlkörpertemperatur merklich zu steigen beginnt.

Beim Ausschalten wird sich das Gehäuse und damit das gesamte Bauelement auf die Kühlkörpertemperatur abkühlen, noch ehe die Kühlkörpertemperatur merklich zu sinken beginnt.

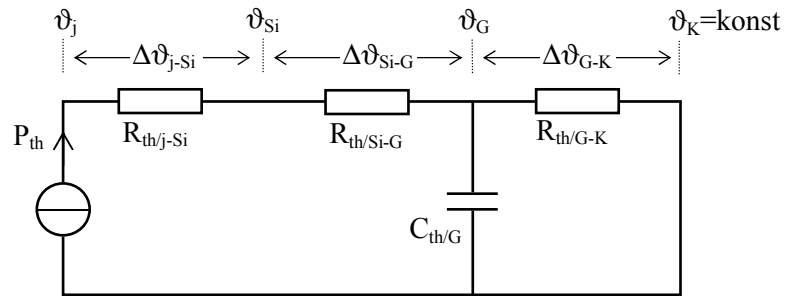
Abbildung 21-5 zeigt das Ersatzschaltbild für das Zeitintervall, in dem die Wärmekapazität des Gehäuses auf- bzw. entladen wird, während sich die Kühlkörpertemperatur noch nicht ändert.

Da die Wärmekapazität $C_{th/Si}$ voraussetzungsgemäß sehr viel kleiner als $C_{th/G}$ sein soll, beeinflusst sie den Vorgang nicht wesentlich und wurde weggelassen.

⁽²⁹⁾ Für den Fall des Ausschaltens ist die Verlustleistung P_{th} auf 0 zu setzen (= Unterbrechung der Quelle). Dies gilt auch für Abbildung 21-5 und Abbildung 21-6.

Abbildung 21-5

Erwärmung bzw. Abkühlung des Gehäuses bei konstanter Kühlkörpertemperatur



Für die mittlere Gehäusetemperatur ergeben sich dann folgende Zeitverläufe:

* beim Einschalten: $\vartheta_G(t) \approx \vartheta_K + \{P_{th} \cdot R_{th/G-K} \cdot [1 - \exp(-t/\tau)]\}$

* beim Ausschalten: $\vartheta_G(t) \approx \vartheta_K + \{P_{th} \cdot R_{th/G-K} \cdot \exp(-t/\tau)\}$

In beiden Gleichungen bedeutet: $\tau = C_{th/G} \cdot R_{th/G-K}$

Für die Zeitverläufe der Sperrschichttemperatur gilt:

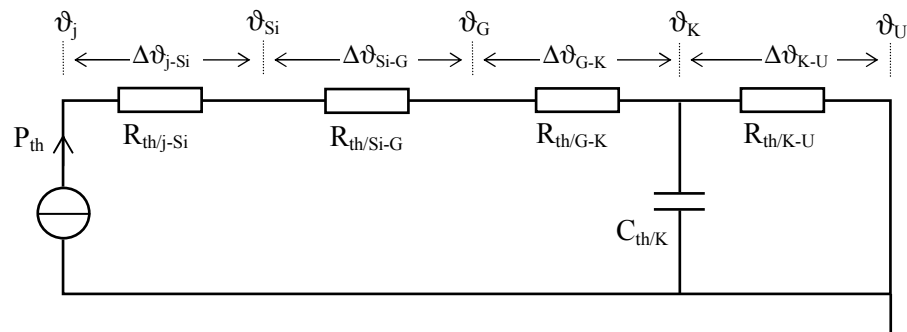
* beim Einschalten $\vartheta_j(t) \approx \vartheta_G(t) + P_{th} \cdot (R_{th/j-Si} + R_{th/Si-G})$

* beim Ausschalten $\vartheta_j(t) \approx \vartheta_G(t)$

Aufwärmung bzw. Abkühlung des Kühlkörpers:

Sind die bauelementinternen Wärmekapazitäten sehr viel kleiner als die des Kühlkörpers, so kann ihr Einfluss auf Erwärmung bzw. Abkühlung des Kühlkörpers vernachlässigt werden. Abbildung 21-6 zeigt ein entsprechendes Ersatzschaltbild.

Abbildung 21-6 Erwärmung bzw. Abkühlung des Kühlkörpers



Für die mittlere Kühlkörpertemperatur ergeben sich dann folgende Zeitverläufe:

* beim Einschalten: $\vartheta_K(t) \approx \vartheta_U + \{P_{th} \cdot R_{th/K-U} \cdot [1 - \exp(-t/\tau)]\}$

* beim Ausschalten: $\vartheta_K(t) \approx \vartheta_U + \{P_{th} \cdot R_{th/K-U} \cdot \exp(-t/\tau)\}$

In beiden Gleichungen bedeutet: $\tau = C_{th/K} \cdot R_{th/K-U}$

Für die Sperrschichttemperatur gilt:

* beim Einschalten: $\vartheta_j(t) \approx \vartheta_K(t) + P_{th} \cdot (R_{th/j-Si} + R_{th/Si-G} + R_{th/G-K})$

* beim Ausschalten: $\vartheta_j(t) \approx \vartheta_K(t)$

Ähnliche Überlegungen und Vereinfachungen sind auch zulässig bei Betrieb der Bauelemente mit Wechselstrom. Kühlkörper- und Gehäusetemperatur und meistens auch die mittlere Kristalltemperatur sind bereits bei Frequenzen von z.B. $f \geq 50 \text{ Hz}$ konstant und können der Wechselbeanspruchung nicht mehr folgen

21.5 Übungsaufgaben zu thermischen Problemen

Aufgabe 21-1: Wärmeableitung an einer Diode

Eine Diode mit $U_{F0} = 0,6 \text{ V}$ und $r_f = 60 \text{ m}\Omega$ wird von einem konstanten Strom $I_F = 2,5 \text{ A}$ durchflossen.

Wie groß ist die maximal zulässige Umgebungstemperatur $\vartheta_{U\max}$ und die maximal zulässige Gehäusetemperatur $\vartheta_{G\max}$, wenn eine Sperrschichttemperatur $\vartheta_{j\max} = 175^\circ\text{C}$ nicht überschritten werden darf?

Es sei: $R_{\text{th}(\text{innen})} = 20 \text{ K/W}$, $R_{\text{th}(\text{außen})} = 50 \text{ K/W}$

Aufgabe 21-2: Thermische Probleme am Transistor

Für den Transistor 2N3055 gilt: $\vartheta_{j\max} = 200^\circ\text{C}$;

$P_{\text{tot}} = 117 \text{ W}$ für $\vartheta_G \leq 25^\circ\text{C}$

Bei Betrieb ohne Kühlkörper gilt: $P_{\text{tot}} = 3 \text{ W}$ für $\vartheta_U \leq 25^\circ\text{C}$

- (a) Wie groß ist der Wärmewiderstand $R_{\text{th}/j-U}$ ohne Kühlkörper?
- (b) Wie groß ist die Sperrschichttemperatur wenn der Transistor ohne Kühlkörper mit $P_V = 2,5 \text{ W}$ bei $\vartheta_U = 80^\circ\text{C}$ betrieben wird?
- (c) Welchen Wärmewiderstand muss ein Kühlkörper besitzen, wenn die maximal zulässige Sperrschichttemperatur bei einer Verlustleistung von 50 W und einer Umgebungstemperatur von 55°C nicht überschritten werden soll?

Aufgabe 21-3: Kühlung mit forcierter Konvektion

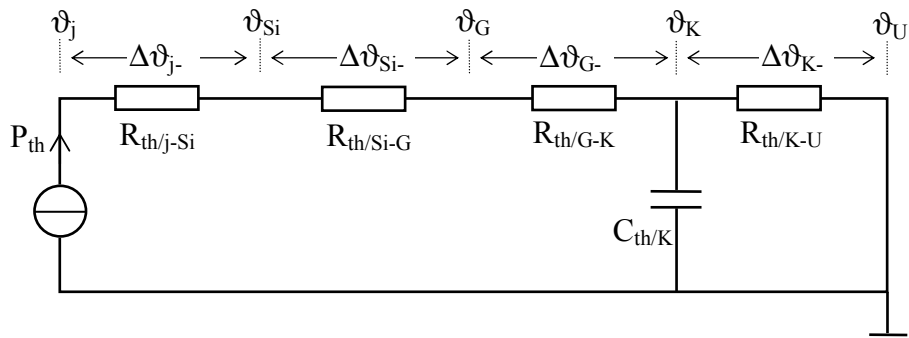
Der Mikroprozessor-Chip in einem Notebook-Computer hat eine mittlere Leistungsaufnahme von $P_V = 5 \text{ W}$

Zur Wärmeableitung ist ein Mini-Lüfter (Ventilator) eingebaut, durch den sich ein äußerer Wärmewiderstand $R_{\text{th}_a} = 10 \text{ K/W}$, eine Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 45^\circ\text{C}$ und eine Sperrschichttemperatur $\vartheta_j = 175^\circ\text{C}$ ergibt.

Beim Ausfall des Lüfters steigt der äußere Wärmewiderstand auf $R_{\text{th}_a} = 20 \text{ K/W}$ und die Lufttemperatur in der Umgebung des Prozessor-Chips auf $\vartheta_U = 90^\circ\text{C}$

- (a) Wie groß ist der innere Wärmewiderstand des Prozessorchips?
- (b) Welche Sperrschichttemperatur ergibt sich bei Lüfterausfall?

Aufgabe 21-4: Leistungssprung am Transistor



Ein Transistor 2N3055 wird mit Kühlkörper TK30 und 100- μ m-Glimmer-Isolierscheibe betrieben.

Es gelten folgende Daten:

Umgebungstemperatur: $\vartheta_U = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Transistor: $R_{th/j-G} = 1,5\text{ K/W}$

Isolierscheibe: $R_{th/G-K} = 0,6\text{ K/W}$

Kühlkörper: $R_{th/K-U} = 0,68\text{ K/W}$

$m = 800\text{ g}$ (Masse)

$c = \frac{890\text{ Ws}}{\text{K} \cdot \text{kg}}$ (Spezifische Wärmekapazität)

Zum Zeitpunkt $t = 0$ ändert sich die Verlustleistung des Transistors sprunghaft von $P_{V1} = 25\text{ W}$ auf $P_{V2} = 60\text{ W}$.

- Welche statischen Temperaturen ϑ_K , ϑ_G , ϑ_j liegen vor dem Leistungssprung (Index 1) und längere Zeit nach dem Leistungssprung (Index 2) vor ?
- Mit welcher Zeitkonstante τ ändert sich die Kühlkörpertemperatur ?
- Welche Kühlkörpertemperatur liegt zum Zeitpunkt $t = 2\tau$ vor ?

Anhang A - Schaltungsanalyse

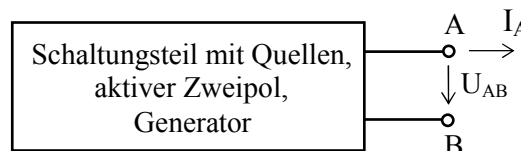
A.1 Grundlagen der Zweipoltheorie

In elektronischen Schaltungen (auch in komplexen) interessiert häufig nur das Verhalten von Strom und Spannung an zwei Punkten (Klemmen) A und B. Die an den Punkten A und B angeschlossenen Schaltungen lassen sich dann als Zweipole betrachten.

Ein **Zweipol**⁽¹⁾ ist ein Netzwerk, dessen elektrisches Verhalten an zwei Klemmen (Polen) nach außen in Erscheinung tritt. Ohne Rücksicht auf den inneren Aufbau kann das Verhalten des Zweipols durch den Zusammenhang $I = f(U)$ beschrieben werden, wobei U die Spannung zwischen den beiden Polen ist und der Strom I aus einer Klemme heraus und in die andere Klemme hinein fließt (DIN 1323).

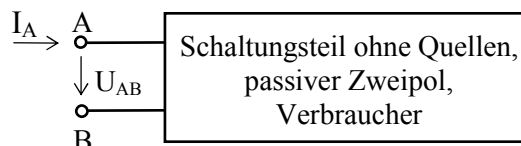
Beinhaltet ein Zweipol Strom- oder Spannungsquellen, so liegt ein **aktiver Zweipol** vor. Der aktive Zweipol erzeugt Spannung und/oder Strom an seinen Klemmen. Er kann elektrische Leistung abgeben (Generator).

Abbildung A-1
Aktiver Zweipol



Beinhaltet ein Zweipol keine Quellen, so liegt ein **passiver Zweipol** vor. Der passive Zweipol erzeugt selbst keine Spannung und keinen Strom an seinen Klemmen. Ein passiver Zweipol kann keine Leistung abgeben, er kann nur Leistung aufnehmen (Verbraucher).

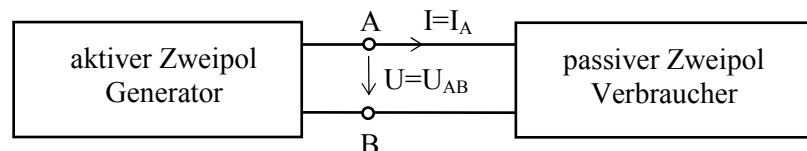
Abbildung A-2
Passiver Zweipol



Zweipole lassen sich weiterhin danach unterscheiden, ob sie nur lineare Elemente beinhalten (**linearer Zweipol**) oder ob auch nichtlineare Elemente beinhalten sind (**nichtlinearer Zweipol**).

In der Regel besteht ein komplettes elektronisches System mindestens aus der Zusammenschaltung eines aktiven Zweipols (Generator) und eines passiven Zweipols (Verbraucher).

Abbildung A-3
System aus aktivem
und passivem Zweipol



Grundsätzlich können bei der Analyse von Zweipolen rechnerische oder graphische Methoden angewandt werden. Bei linearen Zweipolen werden rechnerische Methoden bevorzugt, bei nichtlinearen Zweipolen sind graphische Verfahren vorteilhaft.

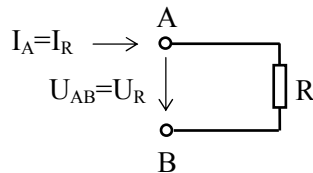
⁽¹⁾ Der Zweipol wird nach DIN 1323 auch *Eintor* genannt.

A.2 Einfache Zweipole

A.2.1 Passive Zweipole

In der Elektronik kommen lineare und nicht lineare passive Zweipole vor:

Abbildung A-4 Ohmscher Widerstand (linearer Zweipol)



Rechnerisch:

$$U_{AB} = U_R = I_R \cdot R$$

$$I_A = I_R = U_R / R$$

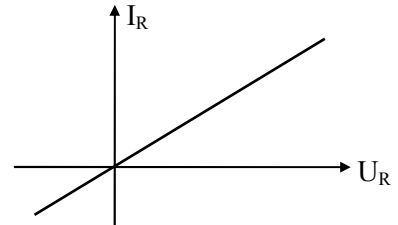
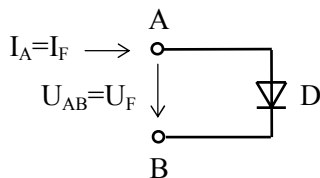


Abbildung A-5 Diode (nichtlinearer Zweipol)



Rechnerisch:

$$I_F = I_S \cdot \left(e^{\frac{U_F}{m \cdot U_T}} - 1 \right)$$

mit $m = 1 \dots 2$
 $U_T \approx 26 \text{ mV}$

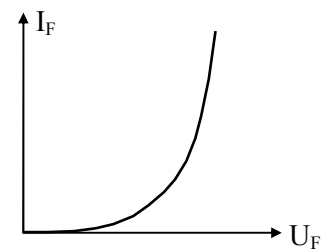
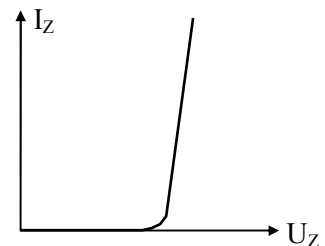
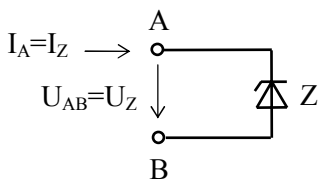


Abbildung A-6 Z-Diode (nichtlinearer Zweipol)



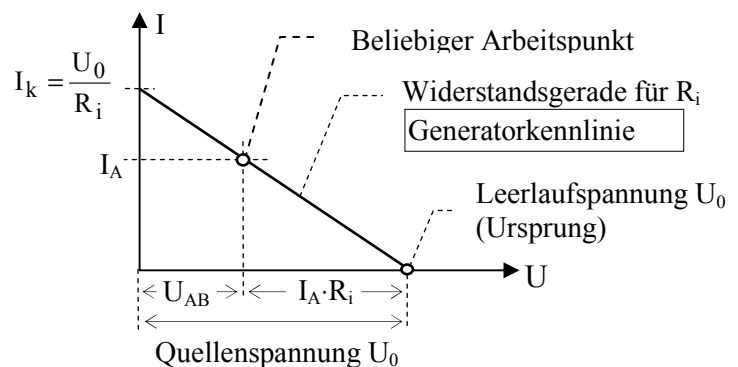
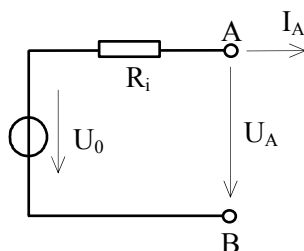
A.2.2 Aktive Zweipole

Im Zusammenhang mit den Grundlagen der Elektronik ist es ausreichend lineare aktive Zweipole zu betrachten.

A.2.2.1 Einfache Spannungsquelle

Das Grundmuster einer Spannungsquelle besteht aus einer idealen Urspannungsquelle (Quellenspannung U_0) mit dem Widerstand Null und einem in Reihe geschalteten Innenwiderstand R_i .

Abbildung A-7 Einfacher Spannungsquellen-Zweipol



Anhang A – Schaltungsanalyse

Die Klemmenspannung der Spannungsquelle ergibt sich aus der linearen Gleichung:

(Widerstandsgerade R_i)

$$U = U_0 - I \cdot R_i$$

Die Leerlaufspannung ist

$$U_L = U_0$$

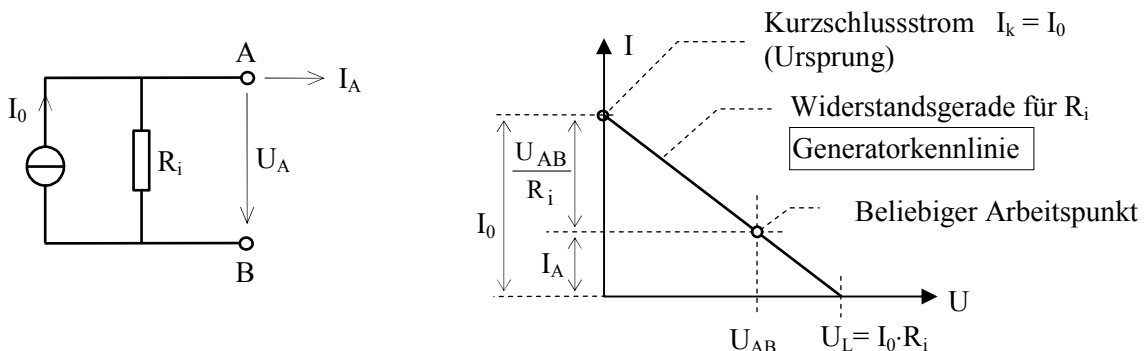
Der Kurzschlussstrom beträgt

$$I_k = \frac{U_0}{R_i}$$

A.2.2.2 Einfache Stromquelle

Das Grundmuster einer Stromquelle besteht aus einer idealen Urstromquelle (Quellenstrom I_0) und einem parallel geschalteten Innenwiderstand R_i .

Abbildung A-8 Einfacher Stromquellen-Zweipol



Der Klemmenstrom der Stromquelle ergibt sich aus der linearen Gleichung:

(Widerstandsgerade R_i)

$$I = I_0 - U/R_i$$

Die Leerlaufspannung ist

$$U_L = I_0 \cdot R_i$$

Der Kurzschlussstrom beträgt

$$I_k = I_0$$

A.2.2.3 Äquivalenzprinzip

Jede lineare Spannungsquelle kann durch eine lineare Stromquelle ersetzt werden. Umgekehrt kann jede lineare Stromquelle durch eine lineare Spannungsquelle ersetzt werden.

Eine lineare Strom- und eine lineare Spannungsquelle sind äquivalent, wenn sie sich im Hinblick auf ihr Klemmenverhalten gleich verhalten. Dies ist dann der Fall, wenn die Leerlaufspannungen, die Kurzschlussströme und die Innenwiderstände gleich sind.

Dann gilt:

$$U_L = I_k \cdot R_i$$

Spannungsquelle	Stromquelle	Äquivalenz für
$U_L = U_0$	$U_L = I_0 \cdot R$	$U_0 = I_0 \cdot R$
$I_k = U_0 / R$	$I_k = I_0$	$I_0 = U_0 / R$

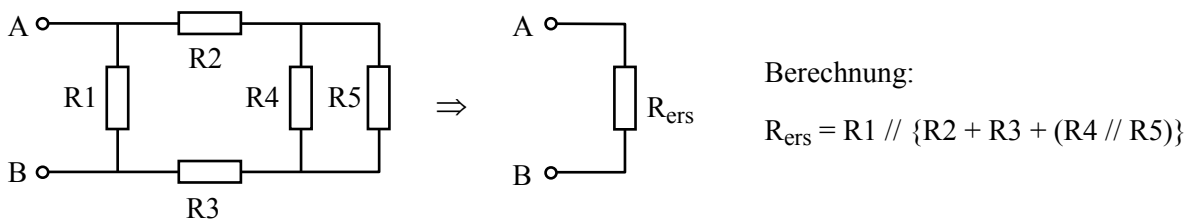
A.3 Ersatzwiderstand passiver Bauelemente

Zur Schaltungsanalyse fasst man passive Zweipole zu Ersatzwiderständen zusammen.

A.3.1 Berechnung eines Ersatzwiderstandes bei linearen Elementen

Enthält ein passiver Zweipol mehrere, aber ausschließlich lineare Elemente, so kann ein Ersatzwiderstand mit den aus den Kirchhoffschen Regeln abgeleiteten Verfahren der Elektrotechnik berechnet werden (z.B. Reihen- und Parallelschaltung von Widerständen; Stern-Dreieck-Umformungen etc.).

Abbildung A-9 Beispiel für Berechnung des Ersatzwiderstandes beim linearen Zweipol



A.3.2 Graphisches Verfahren bei nichtlinearen Elementen

Enthält ein passiver Zweipol nichtlineare Elemente, so gelten nach wie vor die Kirchhoffschen Regeln.

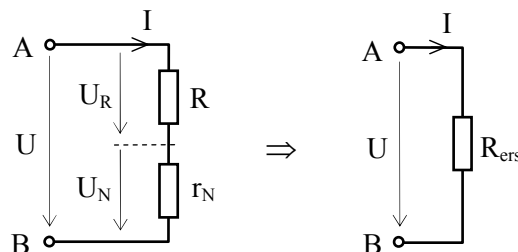
Die Berechnung der Ströme und Spannungen gestaltet sich jedoch schwierig, selbst wenn die Strom-Spannungs-Gleichungen für die nichtlinearen Elemente existieren.

Häufig liegen anstelle von Strom-Spannungs-Gleichungen für die nichtlinearen Elemente Kennlinien vor. In solchen Fällen ist es einfacher, mit graphischen Methoden eine Kennlinie für den wirksamen Zweipol-Ersatz-Widerstand zu ermitteln.

A.3.2.1 Reihenschaltung

Abbildung A-10
 Reihenschaltung eines linearen
 und eines nichtlinearen Elementes

(r_N = nichtlineares Element)



Für die Reihenschaltung eines linearen und eines nichtlinearen Widerstandes gilt

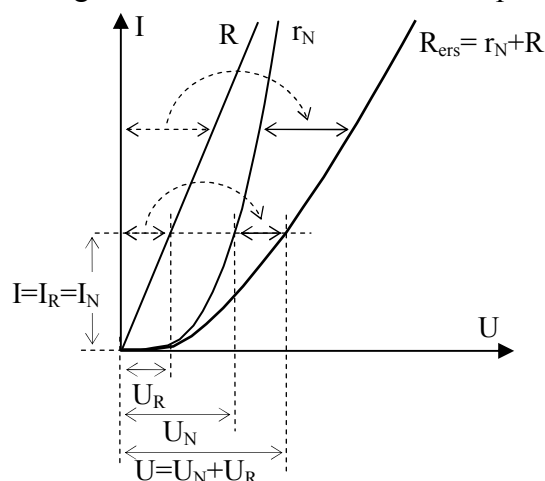
$$U = U_R + U_N$$

für jeden Strom

$$I = I_R = I_N$$

Gemäß dieser Rechenvorschrift erhält man die Kennlinie des Ersatzwiderstandes R_{ers} , indem man die Kennlinien der in Reihe geschalteten Einzelelemente in Spannungsrichtung addiert.

Abbildung A-11
 Graphische Ermittlung
 der Gesamtkennlinie
 bei Reihenschaltung

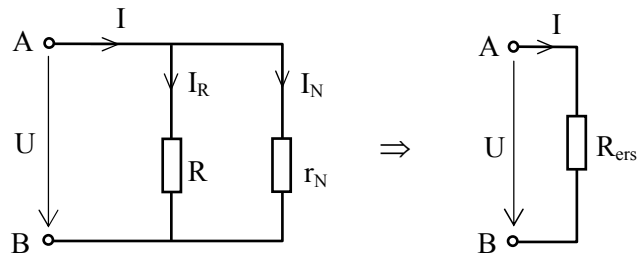


A.3.2.2 Parallelschaltung

Abbildung A-12

Parallelschaltung eines linearen und eines nichtlinearen Elementes

(r_N = nichtlineares Element)



Für die Parallelschaltung eines linearen und eines nichtlinearen Widerstandes gilt

$$I = I_R + I_N$$

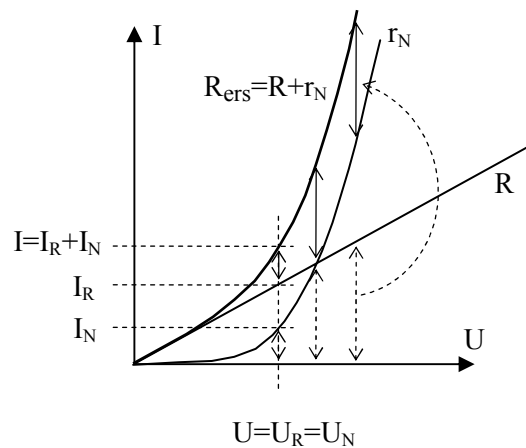
für jede Spannung

$$U = U_R = U_N$$

Gemäß dieser Rechenvorschrift erhält man die Kennlinie des Ersatzwiderstandes R_{ers} , indem man die Kennlinien der parallel geschalteten Einzelelemente in Stromrichtung addiert.

Abbildung A-13

Graphische Ermittlung der Gesamtkennlinie bei Parallelschaltung



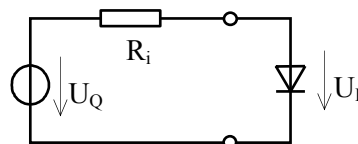
A.3.3 Linearisierung von Kennlinien

In vielen Fällen haben die Nichtlinearitäten von Strom und Spannung an einem nichtlinearen Bauelement nur untergeordnete Bedeutung in einer Gesamtschaltung. Beispiele sind:

- Reihenschaltung von Diode (in Flussrichtung) und Widerstand an einer Spannungsquelle mit z.B. $U_Q > 5 \cdot U_F$

Abbildung A-14

Einfacher Stromkreis mit Diode



- Betrieb einer Z-Diode (ausschließlich) innerhalb der linearen Durchbruchkennlinie

In solchen Fällen können anstelle der nichtlinearen Kennlinien lineare Näherungen verwendet werden. Hierbei wird das nichtlineare Bauelement durch eine lineare Ersatzschaltung ersetzt.

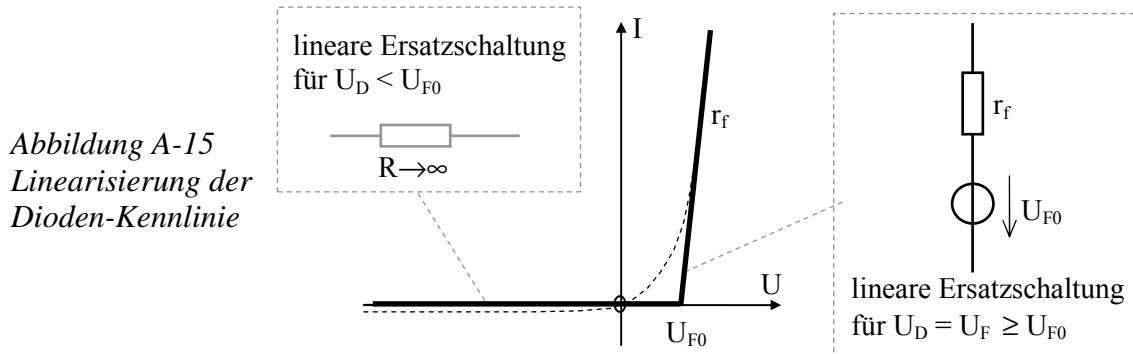
Häufig lassen sich dann graphische Analysen erheblich vereinfachen oder durch einfache Berechnungen ersetzen.

Grundsätzlich ist eine lineare Ersatzschaltung eines nichtlinearen Bauelementes nur innerhalb eines definierten Arbeitsbereiches (Kennlinienbereiches) gültig.

* Linearisierung der Kennlinie einer Universaldiode

Zur Linearisierung der Diodenkennlinie legt man im Bereich größerer Ströme eine Tangente an die Durchlasskennlinie. Anstelle der Tangente kann auch eine Sekante verwendet werden.

Die Tangente (Sekante) schneidet die Spannungsachse im Punkt U_{F0} .



Als linearisierte Kennlinie verwendet man

- links von U_{F0} die Spannungsachse $I = 0$
- rechts von U_{F0} die Tangente/Sekante

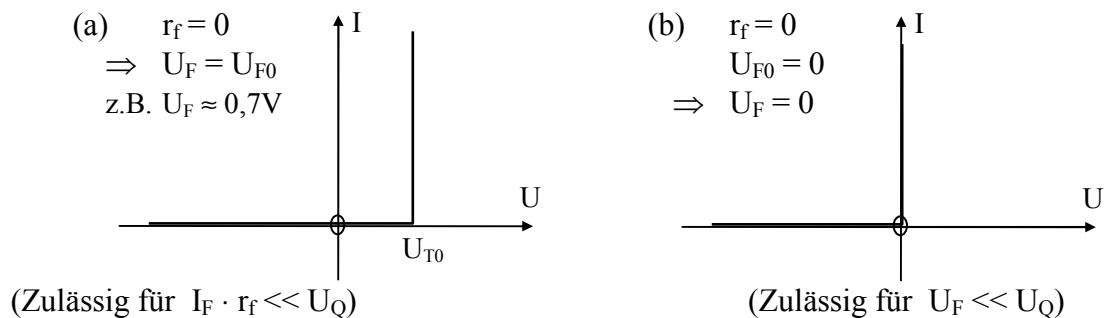
$$U = U_{F0} + I \cdot r_f$$

Hierbei ist der differentielle Widerstand $r_f = \Delta U / \Delta I$ ein Maß für die Steigung der Tangente (Sekante).

* Grobe Näherungen der Diodenkennlinie

In der Praxis sind oftmals noch gröbere Näherungen der Diodenkennlinie zulässig.

Abbildung A-16 Grobe Näherungen der Diodenkennlinie



* Linearisierung der Z-Dioden-Kennlinie

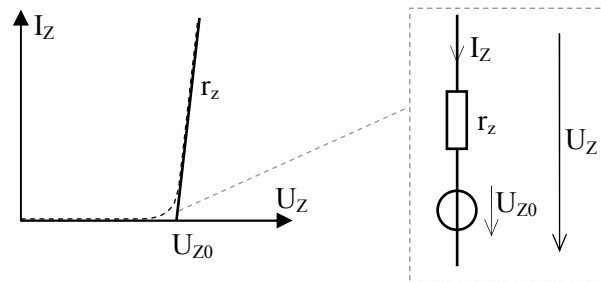
Im Durchbruchbereich verläuft die Kennlinie in der Regel sehr steil, annähernd gerade und lässt sich in guter Näherung durch eine lineare Gleichung beschreiben:

$$U_Z = U_{Z0} + I_Z \cdot r_z$$

Hierbei ist U_{Z0} die Spannung, bei der eine Ersatzgerade für den Durchbruchbereich die Spannungsachse schneidet, der differentielle Widerstand $r_z = \Delta U_Z / \Delta I_Z$ ist ein Maß für die Steigung dieser Ersatzgeraden.

Abbildung A-17
Lineare Ersatzschaltung für
die Z-Diode im Durchbruchbereich

(Gültig für $U_Z \geq U_{Z0}$)



Für Spannungen $U_Z < U_{Z0}$ gilt $I_Z = 0$ bzw. $R_Z \rightarrow \infty$

In den gezeigten Beispielfällen ist zu beachten, dass die in den Ersatzschaltungen enthaltenen Spannungsquellen (U_{F0} und U_{Z0}) keine Leistung abgeben können. Es handelt sich vielmehr um reine Stromsenken, für die das Verbraucher-Zählpfeilsystem (gleiche Richtung für Strom- und Spannungspfeile) gilt. Eine Umkehr der Stromrichtung ist nicht zulässig, da die Ersatzschaltung sonst ihre Gültigkeit verliert.

A.4 Ersatzschaltungen aktiver Zweipole

Um die Zweipolbetrachtung durchführen zu können, müssen aktive Zweipole, die eine größere Anzahl von Elementen beinhalten, in Ersatzquellen in Form der Grundschaltungen nach Abbildung A-7 oder Abbildung A-8 („Grundmuster“) überführt werden.

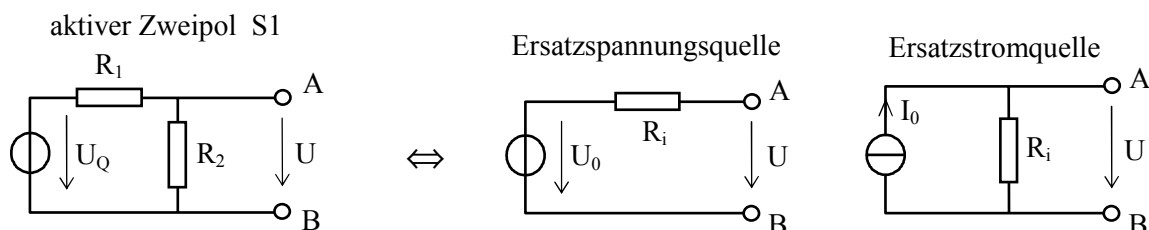
Durch Gleichsetzen der Leerlaufspannungen, der Kurzschlussströme sowie der Innenwiderstände von realem aktivem Zweipol und einfachem Spannungs- oder Strom-Zweipol wird der reale aktive Zweipol in eine äquivalente Ersatzquelle überführt.

Nachdem die Elemente der Ersatzquelle berechnet sind, kann mit dem Ersatzquellen-Zweipol anstelle des realen Zweipols weitergerechnet werden.

A.4.1 Aktive Zweipole mit einer Quelle

* Schaltungsbeispiel S1

Abbildung A-18 Ersatzquellen für einen aktiven Zweipol mit Spannungsteiler



Leerlaufspannungen:

$$U_{LS1} = U_Q \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{Lers} = U_0$$

$$(U_{Lers} = I_0 \cdot R_i)$$

Kurzschlussströme:

$$I_{kS1} = \frac{U_Q}{R_1}$$

$$(I_{kers} = \frac{U_0}{R_i})$$

$$I_{kers} = I_0$$

Innenwiderstände:

$$R_{iS1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{iers} = R_i$$

$$R_{iers} = R_i$$

Anhang A – Schaltungsanalyse

Durch Gleichsetzen ergeben sich die Elemente der Ersatzquellen zu:

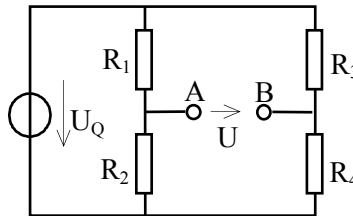
$$U_0 = U_Q \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_0 = \frac{U_Q}{R_1}$$

$$R_i = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

* Schaltungsbeispiel S2

Abbildung A-19
Wheatstone'sche Brücke
als aktiver Zweipol



Leerlaufspannung:

$$U_{LS2} = U_0 = U_Q \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

Innenwiderstand:

$$R_{iS2} = R_i = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

Kurzschlussstrom: $I_{kS2} = I_0 = \frac{U_0}{R_i}$

A.4.2 Aktiver Zweipol mit mehreren Quellen

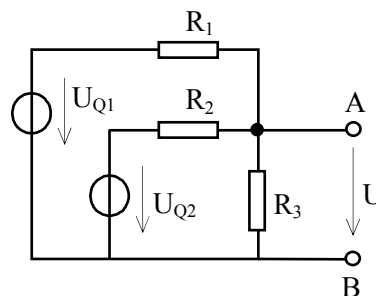
Superpositionsgesetz (Überlagerungsgesetz)

Enthält ein aktiver Zweipol mehrere Quellen und nur lineare Elemente, so ist der in einem Element von einer Quelle verursachte Teilstrom (die zwischen zwei Knoten verursachte Teilspannung) ohne Vorhandensein der anderen Quellen berechenbar. Den Gesamtstrom (die Gesamtspannung) erhält man durch die Addition der Teilströme (Teilspannungen).

Die bei der Ermittlung der Teilströme bzw. Teilspannungen jeweils nicht zu berücksichtigenden Spannungsquellen werden durch Kurzschlüsse ($U = 0$), die jeweils nicht zu berücksichtigenden Stromquellen durch Unterbrechungen ($I = 0$) ersetzt.

* Schaltungsbeispiel S3

Abbildung A-20
Aktiver Zweipol
mit zwei Quellen



Leerlaufspannung: (Berechnung von U_{LS3} mit Überlagerungssatz)

$$U_{LS3} = U_0 = U_{Q1} \cdot \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} + U_{Q2} \cdot \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3}$$

Innenwiderstand:

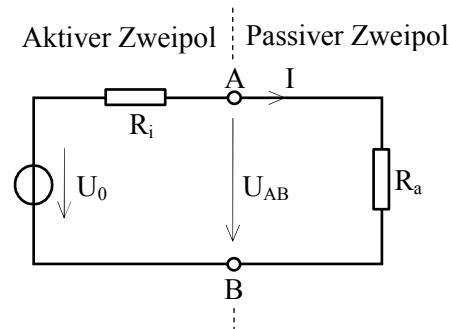
$$R_{iS3} = R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$$

A.5 Zusammenschaltung aktiver und passiver Zweipole

A.5.1 Der lineare Grundstromkreis

Bei der Zusammenschaltung eines linearen Quellen-Zweipols mit einem linearen passiven Zweipol können Ströme und Spannungen einfach auf rechnerischem Wege ermittelt werden.

Abbildung A-21
Der lineare Grundstromkreis



Aktiver und passiver Zweipol sind an den Klemmen A und B miteinander verbunden. Die Klemmenspannungen der beiden Zweipole müssen daher gleich sein, ebenso die Ströme an den Klemmen.

Aktiver Zweipol: $U_{AB} = U_0 - I \cdot R_i$

Passiver Zweipol: $U_{AB} = U_R = I_R \cdot R_a = I \cdot R_a$

Durch Gleichsetzen der Klemmenspannungen bzw. der Klemmenströme erhält man:

$$I_R = \frac{U_0}{R_a + R_i} \qquad U_R = U_0 \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i}$$

Anmerkung: Der (angesichts der einfachen Schaltung) scheinbar umständliche Lösungsweg soll die prinzipielle Vorgehensweise bei der Berechnung linearer Stromkreise aufzeigen.

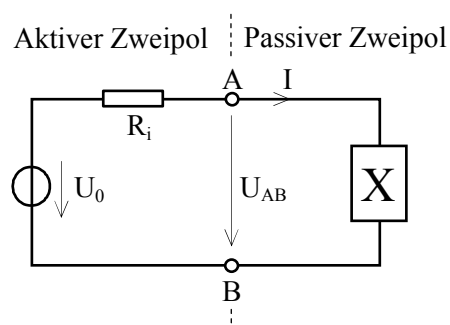
A.5.2 Der nichtlineare Grundstromkreis - Graphisches Schnittpunktverfahren

Bei der Zusammenschaltung eines linearen Quellen-Zweipols mit einem nichtlinearen passiven Zweipol können Ströme und Spannungen in der Regel nur dann einfach auf rechnerischem Wege ermittelt werden, wenn die nichtlinearen Elemente durch lineare Ersatzschaltungen ersetzt werden (Berechnung erfolgt dann entsprechend Abschnitt A.5.1).

Sind lineare Ersatzschaltungen für die nichtlinearen Elemente nicht verfügbar (oder zu ungenau), so arbeitet man meist mit Kennlinien und wendet das graphische Schnittpunktverfahren an.

A.5.2.1 Nichtlinearer Gleichstromkreis

Abbildung A-22
Der nichtlineare Gleichstromkreis
(X = nichtlineares Element)



Anhang A – Schaltungsanalyse

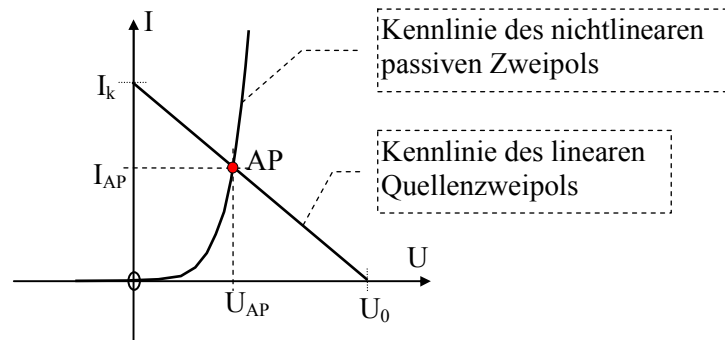
Auch für Stromkreise aus linearen aktiven und nichtlinearen passiven Zweipolen gilt, dass Ströme und Spannungen an den gemeinsamen Klemmen gleich sein müssen.

Diese Tatsache nützt man für die graphische Ermittlung dieser Größen.

Die Kennlinien von Quellen-Zweipol und Verbraucher-Zweipol werden in ein gemeinsames Koordinatensystem eingezeichnet.

Ströme und Spannungen sind dort für beide Zweipole gleich, wo sich die beiden Kennlinien schneiden.

Abbildung A-23
Ermittlung des Arbeitspunktes
im Gleichstromkreis
mittels Schnittpunktverfahren

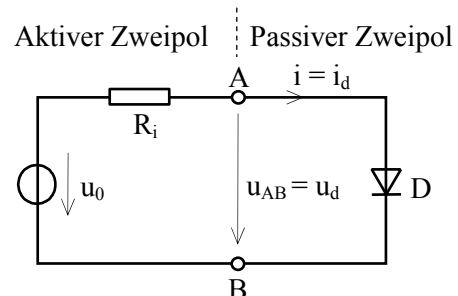


Bei der Zusammenschaltung des Quellenzweipols mit dem passiven Zweipol stellen sich automatisch - dem Schnittpunkt AP entsprechend - Strom I_{AP} und Spannung U_{AP} ein.

Der Schnittpunkt der Kennlinien von Quellenzweipol und angeschlossenem passivem Zweipol beim Gleichstromkreis wird Arbeitspunkt genannt.

A.5.2.2 Stromkreis mit zeitveränderlicher Quellenspannung

Abbildung A-24
Der nichtlineare Stromkreis mit
zeitveränderlicher Quellenspannung
(z.B. mit Diode)



Der zeitabhängige Verlauf von Strom und Spannung an den Klemmen A und B wird durch Anwendung des Schnittpunktverfahrens für mehrere Werte der Quellenspannung ermittelt.

Beschreibung der Vorgehensweise (siehe Abbildung A-25)

Die graphische Darstellung der Kennlinie des nichtlinearen passiven Zweipols (z.B. der Diode) wird ergänzt durch ein Zeitdiagramm der zeitveränderlichen Quelle. Dieses Zeitdiagramm wird außerhalb des eigentlichen Kennlinienfeldes angeordnet.

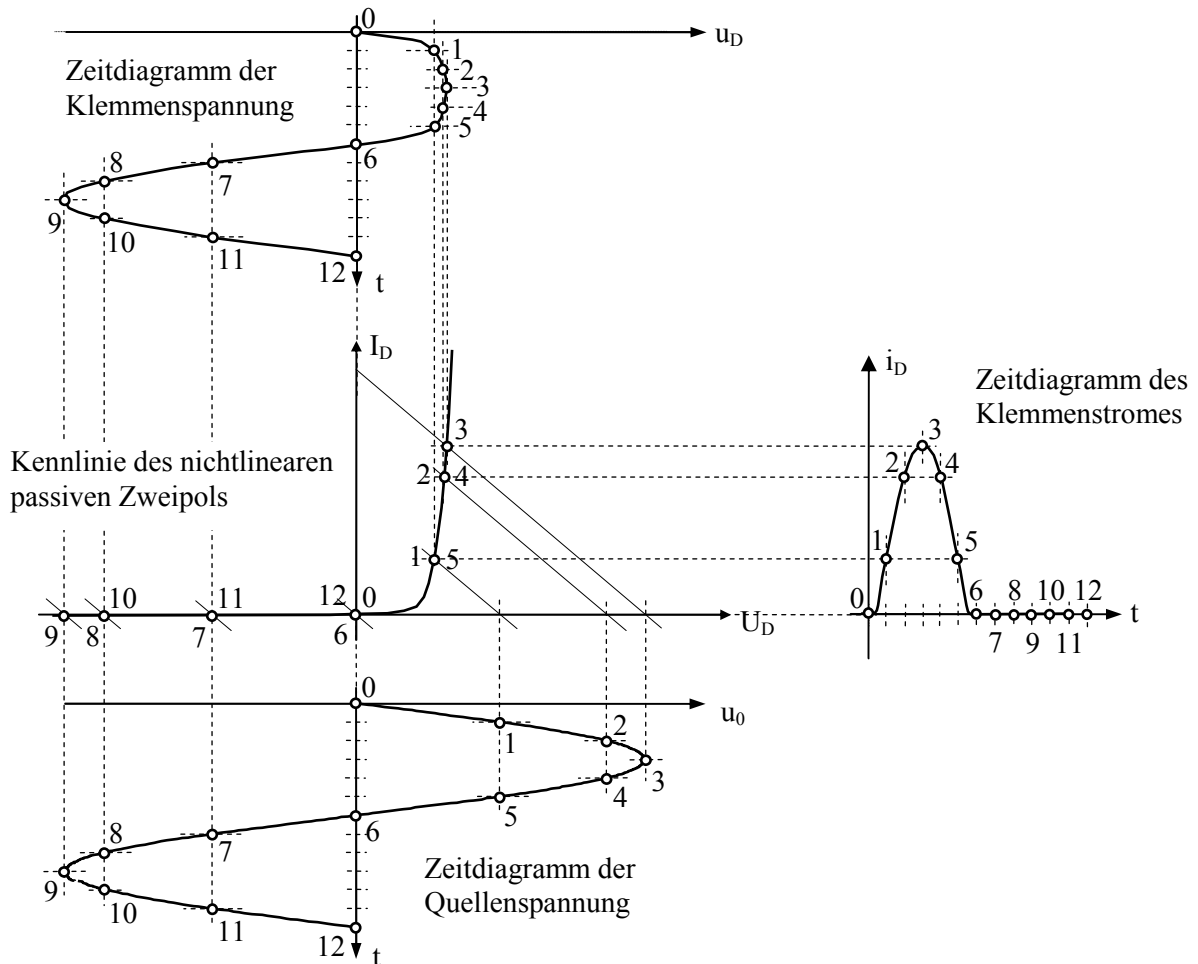
Bei einem Spannungsquellenzweipol wird das Zeitdiagramm der Quellenspannung so angeordnet, dass die Spannungsachse parallel zur Spannungsachse des Kennlinienfeldes des passiven Zweipols verläuft. Bei einem Stromquellenzweipol wird das Zeitdiagramm dem Kennlinienfeld so zugeordnet, dass die beiden Stromachsen parallel verlaufen.

Im Zeitdiagramm wird nun z.B. in äquidistanten Zeitschritten die Höhe der Quellenspannung (bzw. des Quellenstromes) markiert. Für jeden so ermittelten Wert des Quellensignales wird mittels Schnittpunktverfahren die Größe der Klemmenspannung und des Klemmenstromes ermittelt.

Anhang A – Schaltungsanalyse

Der Verlauf von Klemmenspannung und Klemmenstrom kann in eigenen Zeitdiagrammen dargestellt werden.

Abbildung A-25 Schnittpunktverfahren bei veränderlicher Quellenspannung



A.5.2.3 Überlagerung von Gleich- und Wechselspannung (graphische Superposition)

Während in einem linearen Stromkreis eine bestimmte Änderung ΔU_0 unabhängig vom Absolutwert der Spannung U_0 immer die gleiche Stromänderung ΔI hervorruft, gilt dies im nichtlinearen Stromkreis nicht.

Aus diesem Grunde ist es nicht möglich, die Einflüsse mehrerer Quellen auf Ströme und Spannungen innerhalb der Schaltung unabhängig voneinander zu ermitteln und zu Gesamtströmen und Gesamtspannungen zu addieren. In nichtlinearen Stromkreisen gilt demnach das Superpositionsgesetz nicht.

Sind in einem nichtlinearen Stromkreis mehrer Quellen vorhanden, so müssen diese bei der Schaltungsanalyse gemeinsam betrachtet werden.

Evtl. müssen die in der Schaltung enthaltenen Quellen zunächst in die Grundform einer oder mehrerer einfacher Ersatzspannungsquellen überführt werden.

Einer der wichtigsten derartigen Fälle ist der Betrieb eines nichtlinearen passiven Zweipols mit einer konstanten Gleichspannung und einer überlagerten Wechselspannung.

Anhang A – Schaltungsanalyse

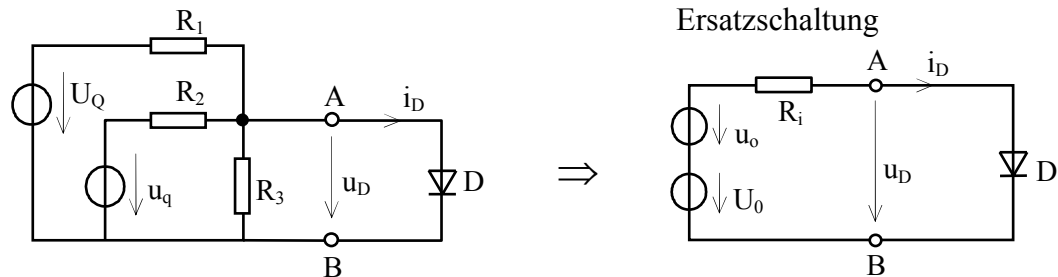
Bei der graphischen Analyse wird dann zuerst der von der Gleichspannung verursachte statische Zustand (Ruhepunkt, Arbeitspunkt) ermittelt (siehe Abschnitt A.5.2.1).

In dem Ruhepunkt wird anschließend die Wechselspannung überlagert.

Hierbei muss unterschieden werden, ob die Quellen gleichstrommäßig voneinander entkoppelt sind oder nicht.

Gleichstrommäßig nicht entkoppelte Wechselstromquelle

Abbildung A-26 Überlagerung von Gleich- und Wechselspannung (Schaltungsbeispiel)



Mit $U_0 = U_Q \cdot \frac{R_2 // R_3}{R_1 + (R_2 // R_3)}$, $u_o = u_q \cdot \frac{R_1 // R_3}{R_2 + (R_1 // R_3)}$ und $R_i = R_1 // R_2 // R_3$

* Aussteuerung mit kleiner Wechselspannung

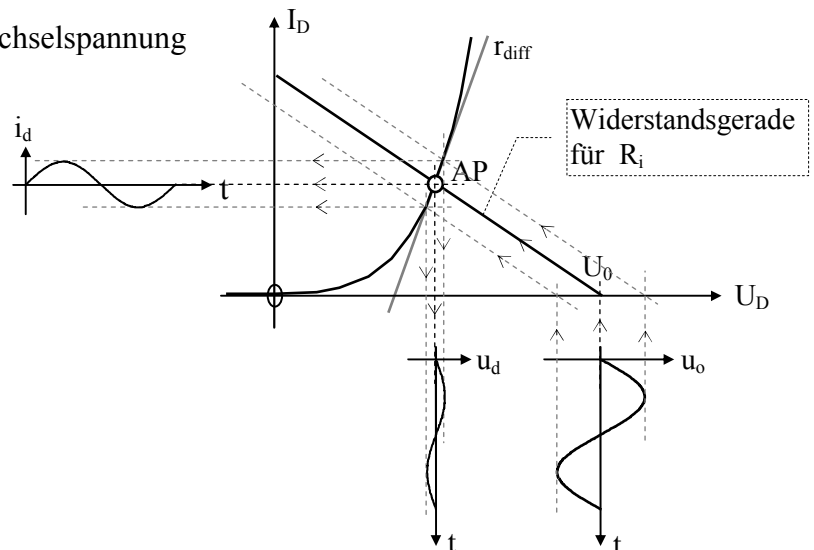


Abbildung A-27
Aussteuerung mit
kleiner Wechselspannung

Da sich die Wechselspannung $u_o(t)$ im Ersatzschaltbild einfach zur Gleichspannung U_0 addiert und für beide Spannungen derselbe Ersatz-Innenwiderstand wirksam ist, wird $u_o(t)$ bei der graphischen Analyse im Punkte U_0 überlagert. Arbeitspunkt und Aussteuerung können mit ein und derselben Widerstandsgerade ermittelt werden (siehe Abbildung A-27).

Bei kleiner Aussteuerung ist die Steigung r_{diff} der Kennlinie des nichtlinearen passiven Zweipols (z.B. der Diode) im gesamten Aussteuerungsbereich etwa gleich groß. Die Kennlinie kann durch ihre Tangente im Arbeitspunkt ersetzt werden.

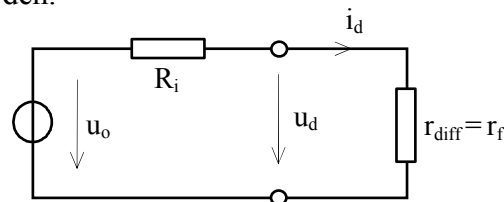
Wechselstrom und Wechselspannung an den Klemmen des passiven Zweipols (Ausgangssignale) sind bei kleiner Aussteuerung proportional zum Signal der Wechselstromquelle (Eingangssignal). Es treten keine Verzerrungen auf.

Die arithmetischen Mittelwerte von Klemmenstrom und Klemmenspannung sind identisch mit den Ruhewerten von Strom und Spannung (Arbeitspunkt).

Anhang A – Schaltungsanalyse

Ist die Kennliniensteigung r_{diff} im Arbeitspunkt bekannt, so lässt sich der passive Zweipol durch eine lineare Ersatzschaltung ersetzen und die Wechselstromausgangsgrößen können auch rechnerisch ermittelt werden.

Abbildung A-28
Wechselstrom-Ersatzschaltbild
für kleiner Aussteuerung



* Aussteuerung mit großer Wechselspannung

Bei Aussteuerung mit großer Wechselspannung wirken sich die Nichtlinearitäten der Schaltung auf die Ausgangsgrößen aus.

Die Proportionalität zwischen Quellenwechselspannung und Ausgangswechselgrößen geht verloren; es treten Verzerrungen auf.

Die arithmetischen Mittelwerte der Ausgangs-Gesamtgrößen sind nicht mehr identisch mit den Ruhewerten ohne Wechselaussteuerung (Arbeitspunkt).

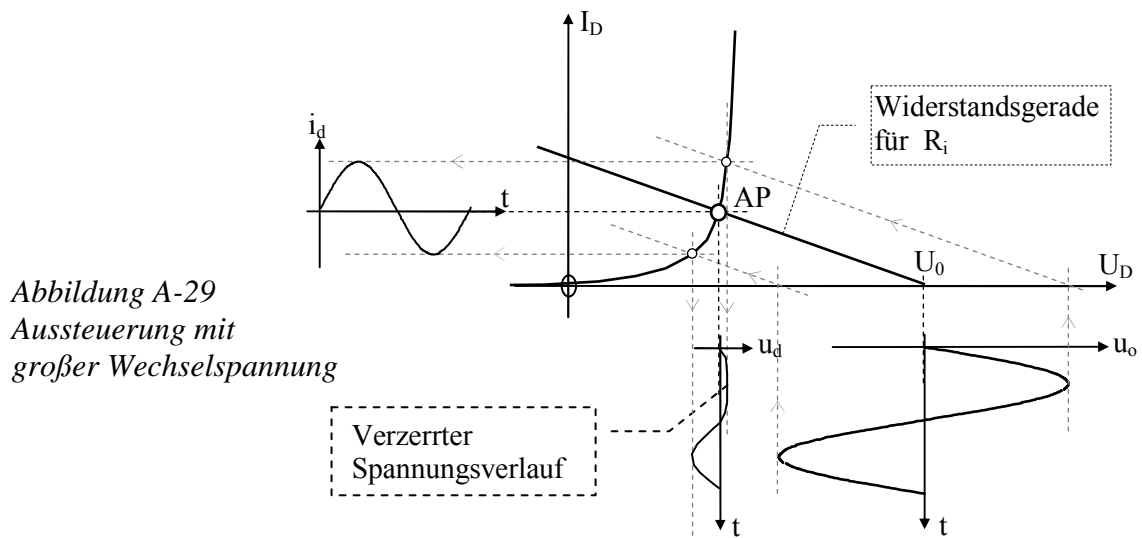


Abbildung A-29
Aussteuerung mit
großer Wechselspannung

Gleichstrommäßig entkoppelte Wechselstromquelle

Sind die Gleich- und Wechselspannungsquellen in einer Schaltung (durch Kondensatoren) gleichstrommäßig entkoppelt, so sind für Gleich- und Wechselspannung meist unterschiedliche Innenwiderstände wirksam.

In solchen Fällen können Gleich- und Wechselspannung nicht einfach wie in der Abbildung A-26 zu einem einzelnen Ersatz-Quellenzweipol addiert und wie in Abbildung A-27 mit einer einzigen Widerstandsgerade berücksichtigt werden.

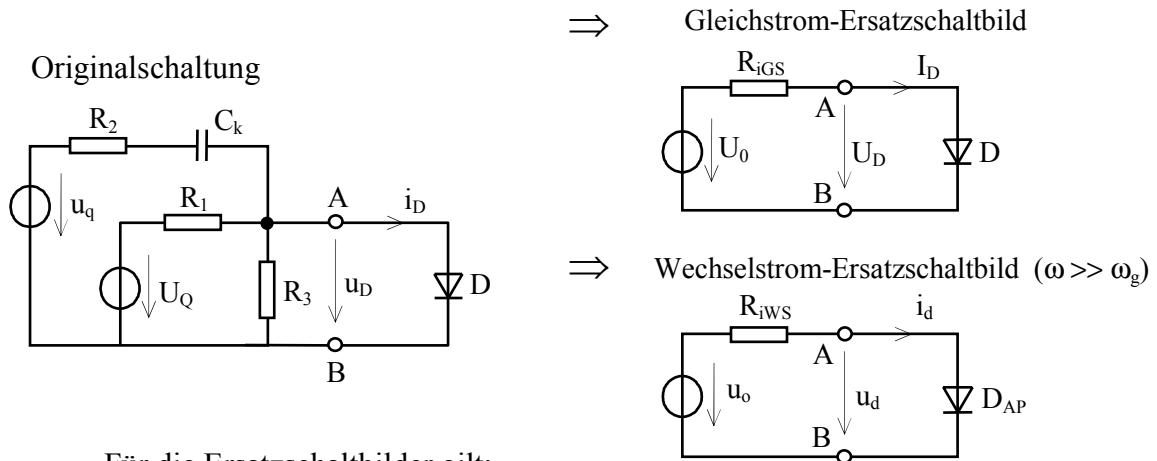
Es müssen vielmehr getrennte Gleich- und Wechselstrom-Ersatzschaltbilder erstellt werden.

Beim Gleichstrom-Ersatzschaltbild sind alle Schaltungsteile zu berücksichtigen, die gleichstrommäßig wirksam sind. In dem Schaltungsbeispiel der Abbildung A-30 sind dies der aktive Zweipol aus U_Q , R_1 und R_3 sowie die angeschlossene Diode D (nichtlinearer passiver Zweipol).

Anhang A – Schaltungsanalyse

Beim Wechselstrom-Ersatzschaltbild sind alle Schaltungsteile zu berücksichtigen, die wechselstrommäßig wirksam sind. In dem Schaltungsbeispiel der Abbildung A-30 sind dies der aktive Zweipol aus u_q , R_1 , R_2 und R_3 sowie die angeschlossene Diode D .

Abbildung A-30 Gleichstrommäßig entkoppelte Wechselspannung (Schaltungsbeispiel)



Für die Ersatzschaltbilder gilt:

$$U_0 = U_Q \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

$$R_{iGS} = R_1 // R_3$$

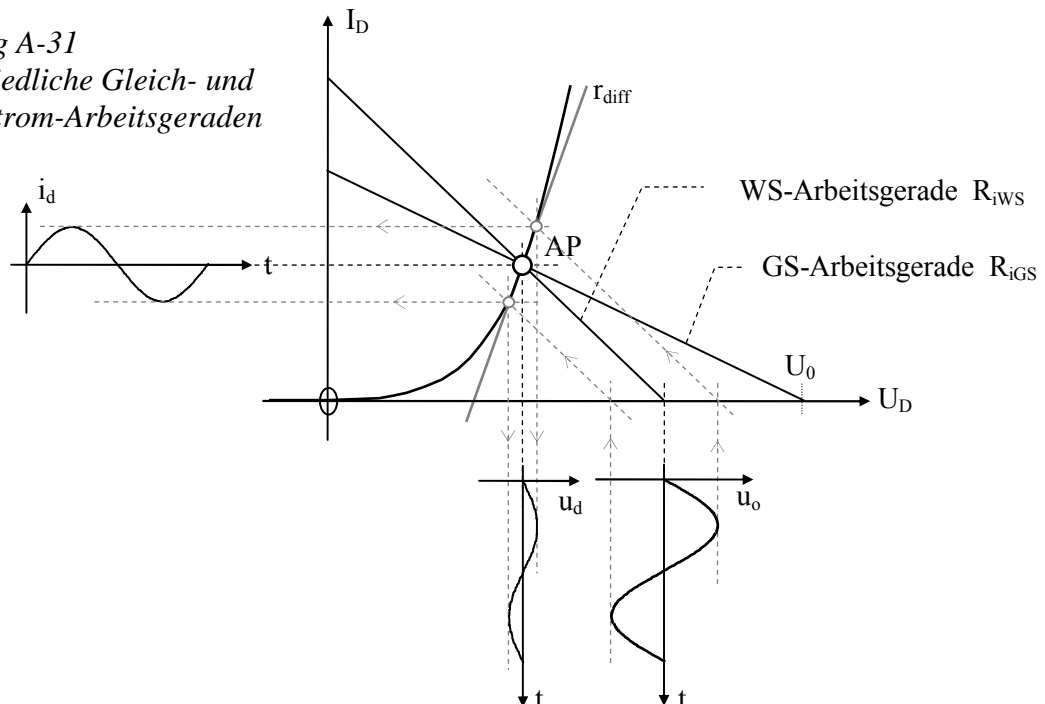
$$u_o = u_q \cdot \frac{R_1 // R_3}{R_2 + (R_1 // R_3)}$$

$$R_{iWS} = R_1 // R_2 // R_3$$

Bei der graphischen Analyse wird zunächst anhand der Komponenten des Gleichstrom-Ersatzschaltbildes (Gleichstrom-Widerstandsgerade R_{iGS}) der Arbeitspunkt ermittelt.

Anschließend wird anhand des Wechselstrom-Ersatzschaltbildes die Wechselspannung graphisch überlagert. Hierzu wird die Wechselstrom-Widerstandsgerade R_{iWS} für $u_o(t) = 0$ so angeordnet, dass sie durch den Arbeitspunkt verläuft. Hiervon ausgehend kann dann die Wechselstrom-Aussteuerung analysiert werden.

Abbildung A-31
Unterschiedliche Gleich- und Wechselstrom-Arbeitsgeraden



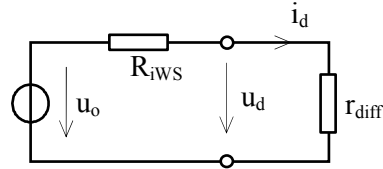
Anhang A – Schaltungsanalyse

Bei geringer Aussteuerung kann die Kennlinie des nichtlinearen passiven Zweipols durch ihre Tangente im Arbeitspunkt ersetzt werden.

Ist die Kennliniensteigung r_{diff} im Arbeitspunkt bekannt, so lässt sich der passive Zweipol durch eine lineare Ersatzschaltung ersetzen und die Wechselstromausgangsgrößen können auch rechnerisch ermittelt werden.

Abbildung A-32

Lineares Wechselstrom-Ersatzschaltbild
bei kleiner Aussteuerung



A.5.3 Stromkreise mit bipolarem Transistor

A.5.3.1 Vier-Quadranten-Kennlinienfeld

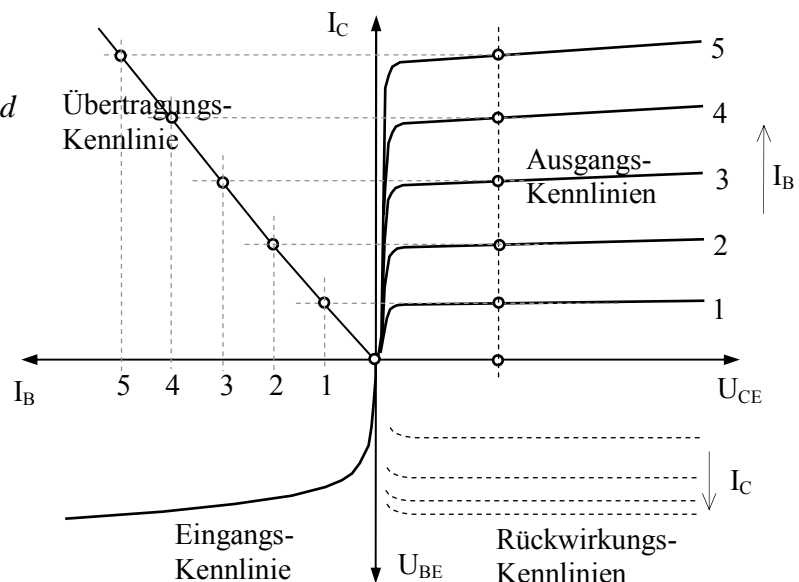
Für graphische Analysen von Schaltungen mit bipolarem Transistor (insbesondere in Emitterschaltung) eignet sich eine Darstellungsart, bei der die Kennlinien des Transistors in die vier Quadranten eines Koordinatensystems eingezeichnet werden.

Hierbei wird jeder der vier Halbachsen des Koordinatensystems eine der vier Ein- und Ausgangsgrößen des Transistors zugeordnet. Diese Zuordnung erfolgt so, dass die Eingangskennlinie im dritten, die Übertragungskennlinie im zweiten und die Ausgangskennlinie im ersten Quadranten liegt.

In den vierten Quadranten kann die Rückwirkungskennlinie eingezeichnet werden (Eingangsspannung = $f(\text{Ausgangsspannung})$). Da die Rückwirkung der Ausgangsspannung auf die Eingangsspannung beim Transistor sehr gering ist, wird auf diese Kennlinie meist verzichtet.

Abbildung A-33

4-Quadranten-Kennlinienfeld
für den Transistor
in Emitterschaltung



Die Vier-Quadranten-Kennlinien sind in Datenblättern grundsätzlich nicht dargestellt; sie müssen vielmehr selbst aus Ein- und Ausgangskennlinien zusammengefügt werden.

Wegen der exponentiellen Form der Eingangskennlinie ist diese in Datenblättern häufig mit einem logarithmischen Maßstab dargestellt. Sie muss dann erst in einen linearen Maßstab überführt werden.

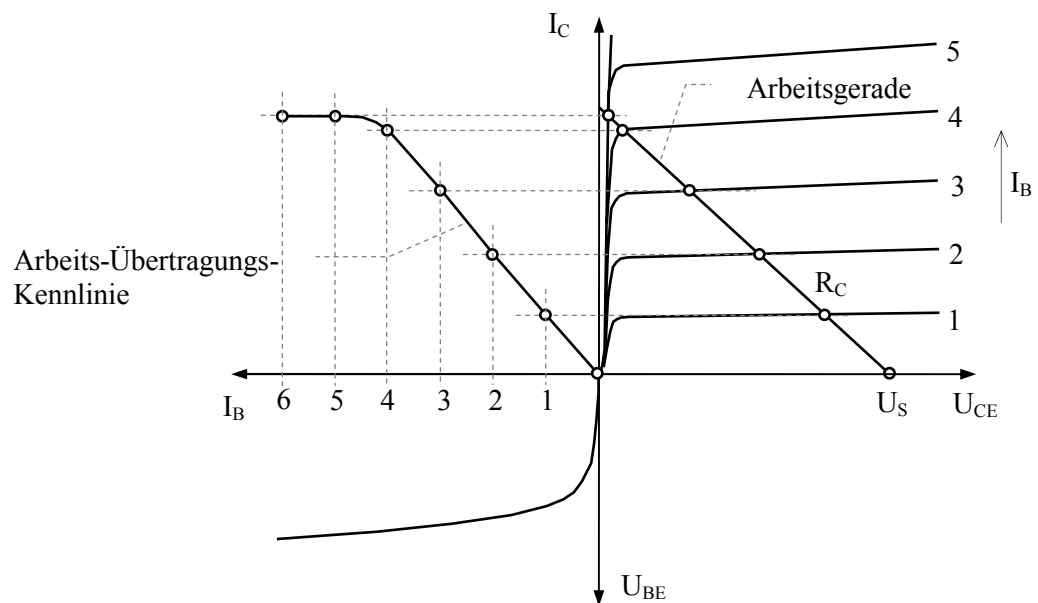
Da der Ausgangsstrom nicht ausschließlich von den Eingangsgrößen, sondern in geringem Umfang auch von der Ausgangsspannung abhängt, kann keine allgemeingültige Übertragungskennlinie gezeichnet werden. Anwendungsneutral lässt sich lediglich die sog. Kurzschluss-Übertragungskennlinie (meist nur Übertragungskennlinie genannt) darstellen. Sie gilt für konstante Ausgangsspannung, z.B. für $u_{CE} = U_{CE} = 6V = \text{konst.}$ (Wechselanteile kurzgeschlossen).

Zur Ermittlung der Übertragungskennlinie zeichnet man die senkrechte Gerade für z.B. $U_{CE} = 6V$ ins Ausgangskennlinienfeld ein und überträgt die Koordinaten der Schnittpunkte dieser Geraden mit den Ausgangskennlinien in den zweiten Quadranten.

A.5.3.2 Arbeits-Übertragungskennlinie

Für die meisten Anwendungsfälle ist die Kurzschluss-Übertragungskennlinie zu ungenau (z.B. für die Ansteuerung mit Wechselgrößen großer Amplitude). In solchen Fällen muss die Arbeits-Übertragungskennlinie verwendet werden. Sie zeigt das Übertragungsverhalten des Transistors bei ohmscher Last. Diese Übertragungskennlinie lässt sich aus den Schnittpunkten der Ausgangskennlinien des Transistors mit der jeweils zutreffenden Arbeitsgerade (Generatorkennlinie) ableiten.

Abbildung A-34 4-Quadranten-Kennlinienfeld mit Arbeits-Übertragungskennlinie



A.5.3.3 Grafische Ermittlung des Arbeitspunktes

Die Ermittlung des Arbeitspunktes des Transistors erfolgt analog Abschnitt A.5.2.1. Zunächst zeichnet man die Generatorkennlinie des Eingangskreises in das Eingangskennlinienfeld, die Generatorkennlinie des Ausgangskreises in das Ausgangskennlinienfeld des Transistors ein.

Der Schnittpunkt von Generatorkennlinie und Transistorkennlinie im Eingangskennlinienfeld ergibt den Arbeitspunkt im Eingangskreis.

Mit Hilfe der Arbeits-Übertragungskennlinie kann dieser Arbeitspunkt auf die Generatorkennlinie im Ausgangskennlinienfeld übertragen und damit der Arbeitspunkt im Ausgangskreis ermittelt werden.

A.5.3.4 Grafische Analyse des Wechselstromverhaltens

Die Analyse des Wechselstromverhaltens der Transistorschaltung erfolgt analog Abschnitt A.5.2.3. Hierbei wird die Eingangswechselspannung im Arbeitspunkt des Eingangskreises (3. Quadrant) überlagert. Die sich ergebenden zeitabhängigen Eingangsgrößen werden mit Hilfe der Arbeitsübertragungskennlinie (2. Quadrant) ins Ausgangskennlinienfeld (1. Quadrant) übertragen und daraus die Ausgangswechselspannung ermittelt.

Anhang B - Vierpoltheorie⁽²⁾

Ein elektrischer Vierpol hat zwei Eingangsklemmen (Eingangstor) und zwei Ausgangsklemmen (Ausgangstor) (vier Klemmen \Rightarrow Vierpol).

Abbildung B-1

Der allgemeine Vierpol



An den Eingangsklemmen treten der Eingangsstrom I_1 und die Eingangsspannung U_1 , an den Ausgangsklemmen der Ausgangsstrom I_2 und die Ausgangsspannung U_2 auf.

Besteht zwischen den vier Ein- und Ausgangsgrößen ein linearer Zusammenhang, so liegt ein linearer Vierpol vor.

Innerhalb eines linearen Vierpols gelten die Kirchhoffschen Gesetze sowie das Überlagerungsgesetz.

B.1 Vierpolgleichungen - Vierpolparameter

Jeder lineare Vierpol lässt sich durch zwei lineare Gleichungen beschreiben.

Neben den Ein- und Ausgangsgrößen beinhalten diese Gleichungen jeweils vier Vierpolparameter.

Im allgemeinen sind alle Ein- und Ausgangsgrößen, sowie die Vierpolparameter komplex.

Beispiele von Vierpol-Gleichungspaaren sind:

(Sofern nichts anderes angegeben ist, gelten die Richtungspfeile für Ströme und Spannungen gemäß Abbildung B-1)

- | | |
|--|---|
| * Vierpolgleichungen mit A-Parametern
(I_2 -Pfeil zeigt vom Ausgang weg) | $\underline{U}_1 = \underline{A}_{11} \cdot \underline{U}_2 + \underline{A}_{12} \cdot \underline{I}_2$ $\underline{I}_1 = \underline{A}_{21} \cdot \underline{U}_2 + \underline{A}_{22} \cdot \underline{I}_2$ |
| * Vierpolgleichungen mit B-Parametern
(I_1 -Pfeil zeigt vom Eingang weg) | $\underline{U}_2 = \underline{B}_{11} \cdot \underline{U}_1 + \underline{B}_{12} \cdot \underline{I}_1$ $\underline{I}_2 = \underline{B}_{21} \cdot \underline{U}_1 + \underline{B}_{22} \cdot \underline{I}_1$ |
| * Vierpolgleichungen mit H-Parametern
(Hybrid-Parameter) | $\underline{U}_1 = \underline{H}_{11} \cdot \underline{I}_1 + \underline{H}_{12} \cdot \underline{U}_2$ $\underline{I}_2 = \underline{H}_{21} \cdot \underline{I}_1 + \underline{H}_{22} \cdot \underline{U}_2$ |
| * Vierpolgleichungen mit K-Parametern
(inverse Hybrid-Parameter) | $\underline{I}_1 = \underline{K}_{11} \cdot \underline{I}_2 + \underline{K}_{12} \cdot \underline{U}_1$ $\underline{U}_2 = \underline{K}_{21} \cdot \underline{I}_2 + \underline{K}_{22} \cdot \underline{U}_1$ |
| * Vierpolgleichungen mit Y-Parametern | $\underline{I}_1 = \underline{Y}_{11} \cdot \underline{U}_1 + \underline{Y}_{12} \cdot \underline{U}_2$ $\underline{I}_2 = \underline{Y}_{21} \cdot \underline{U}_1 + \underline{Y}_{22} \cdot \underline{U}_2$ |
| * Vierpolgleichungen mit Z-Parametern | $\underline{U}_1 = \underline{Z}_{11} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \cdot \underline{I}_2$ $\underline{U}_2 = \underline{Z}_{21} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \cdot \underline{I}_2$ |

Zur Vereinfachung werden statt der kompletten Vierpolgleichungen häufig nur die Vierpol-Koeffizienten in Matrixform geschrieben, z.B.

$$(\underline{A}) = \begin{pmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{pmatrix} \quad (\underline{Y}) = \begin{pmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} \end{pmatrix} \quad (\underline{Z}) = \begin{pmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} \end{pmatrix}$$

⁽²⁾ Der Vierpol wird nach DIN 40124 *Zweitort* genannt

Anhang B – Vierpoltheorie

Diese Form ist ausreichend für die Matrizenrechnung, mit der sich Kombinationen von Vierpolen z.B. mehrstufige Verstärker einfach berechnen lassen.

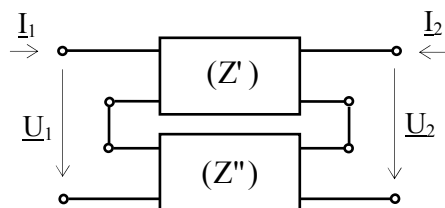
Typische Anwendungsbereiche der Vierpolparameter sind:

- | | | |
|----------------------|------------------------------------|-----------------------------|
| - A- und B-Parameter | Kettenschaltung von Vierpolen | (z.B. Übertragungstechnik) |
| - H-Parameter | Reihen-Parallel-Schaltung | |
| - H-Parameter | Ersatzschaltungen von Transistoren | (insbes. in der NF-Technik) |
| - K-Parameter | Parallel-Reihen-Schaltung | |
| - Y-Parameter | Parallelschaltung von Vierpolen | (z.B. HF-Res.-Verstärker) |
| - Z-Parameter | Reihenschaltung von Vierpolen | (z.B. Gegenkopplungen) |

Abbildung B-2 Verknüpfungen zweier Vierpole zu einem neuen Vierpol

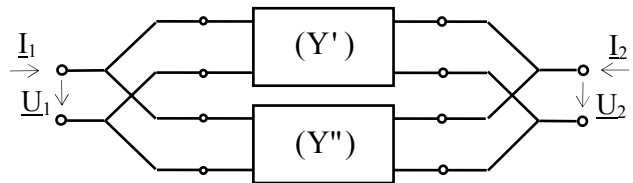
Reihenschaltung

$$(\underline{Z}) = \begin{pmatrix} \underline{Z}'_{11} + \underline{Z}''_{11} & \underline{Z}'_{12} + \underline{Z}''_{12} \\ \underline{Z}'_{21} + \underline{Z}''_{21} & \underline{Z}'_{22} + \underline{Z}''_{22} \end{pmatrix}$$



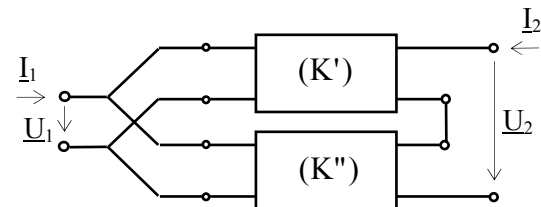
Parallelschaltung

$$(\underline{Y}) = \begin{pmatrix} \underline{Y}'_{11} + \underline{Y}''_{11} & \underline{Y}'_{12} + \underline{Y}''_{12} \\ \underline{Y}'_{21} + \underline{Y}''_{21} & \underline{Y}'_{22} + \underline{Y}''_{22} \end{pmatrix}$$



Parallel-Reihen-Schaltung

$$(\underline{K}) = \begin{pmatrix} \underline{K}'_{11} + \underline{K}''_{11} & \underline{K}'_{12} + \underline{K}''_{12} \\ \underline{K}'_{21} + \underline{K}''_{21} & \underline{K}'_{22} + \underline{K}''_{22} \end{pmatrix}$$



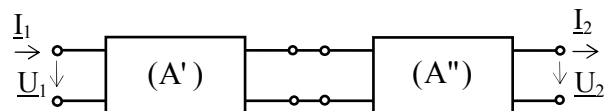
Für die Reihen-Parallelschaltung verwendet man die H-Parameter

Für alle bisher genannten Verknüpfungen zweier Vierpole gilt die allgemeine

Rechenvorschrift $(\underline{M}) = (\underline{M}') + (\underline{M}'')$ mit $M_{ij} = M'_{ij} + M''_{ij}$

Kettenschaltung vorwärts

$$(\underline{A}) = \begin{pmatrix} \underline{A}'_{11} \cdot \underline{A}''_{11} + \underline{A}'_{12} \cdot \underline{A}''_{21} & \underline{A}'_{11} \cdot \underline{A}''_{12} + \underline{A}'_{12} \cdot \underline{A}''_{22} \\ \underline{A}'_{21} \cdot \underline{A}''_{11} + \underline{A}'_{22} \cdot \underline{A}''_{21} & \underline{A}'_{21} \cdot \underline{A}''_{12} + \underline{A}'_{22} \cdot \underline{A}''_{22} \end{pmatrix}$$



Für die Kettenschaltung rückwärts verwendet man die B-Parameter.

Für die Kettenschaltungen zweier Vierpole gilt die allgemeine Rechenvorschrift

$$(\underline{M}) = (\underline{M}') \cdot (\underline{M}'') \quad \text{mit} \quad M_{ij} = \sum_{k=1}^2 (M'_{ik} \cdot M''_{kj})$$

Im Folgenden werden die Z-, Y- und H-Parameter in eigenen Abschnitten genauer behandelt.

B.1.1 Die \underline{Z} -Parameter

Den Vierpolgleichungen mit \underline{Z} -Parametern

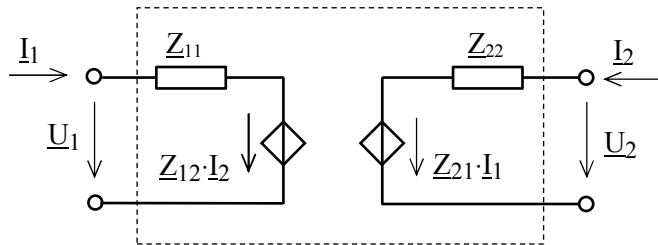
$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{11} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \cdot \underline{I}_2$$

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}_{21} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \cdot \underline{I}_2$$

entspricht folgendes Ersatzschaltbild:

Abbildung B-3

Vierpol mit \underline{Z} -Parametern



Interpretation:

- * Die Eingangsspannung \underline{U}_1 setzt sich zusammen aus dem Spannungsabfall, den der Eingangsstrom \underline{I}_1 an dem Eingangswiderstand \underline{Z}_{11} hervorruft, und aus einer Spannung, die proportional (Proportionalitätsfaktor \underline{Z}_{12}) zum Ausgangsstrom \underline{I}_2 ist (Rückwirkung von \underline{I}_2 auf \underline{U}_1).
- * Die Ausgangsspannung \underline{U}_2 setzt sich zusammen aus einer Spannung, die proportional zum Eingangsstrom \underline{I}_1 ist (Proportionalitätsfaktor \underline{Z}_{21}), und aus dem Spannungsabfall, den der Ausgangsstrom \underline{I}_2 an dem Ausgangswiderstand \underline{Z}_{22} hervorruft.

Alle \underline{Z} -Parameter haben die Dimension von Widerständen.

Diese Widerstände sind folgendermaßen definiert:

Leerlauf-Eingangswiderstand

$$\underline{Z}_{11} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{I}_2 = 0}$$

Leerlauf-Rückwirkungswiderstand

$$\underline{Z}_{12} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_1 = 0}$$

Leerlauf-Übertragungswiderstand

$$\underline{Z}_{21} = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{I}_2 = 0}$$

Leerlauf-Ausgangswiderstand

$$\underline{Z}_{22} = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_1 = 0}$$

\underline{Z} -Parameter sind für Transistoranwendungen ungünstig, da Leerläufe (insbesondere $\underline{I}_1 = 0$) messtechnisch schwer realisierbar sind.

B.1.2 Die \underline{Y} -Parameter

Den Vierpolgleichungen mit \underline{Y} -Parametern

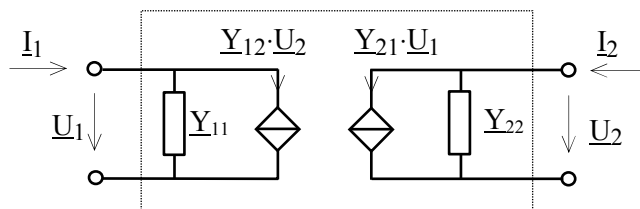
$$\underline{I}_1 = \underline{Y}_{11} \cdot \underline{U}_1 + \underline{Y}_{12} \cdot \underline{U}_2$$

$$\underline{I}_2 = \underline{Y}_{21} \cdot \underline{U}_1 + \underline{Y}_{22} \cdot \underline{U}_2$$

entspricht folgendes Ersatzschaltbild:

Abbildung B-4

Vierpol mit \underline{Y} -Parametern



Y-Parameter haben die Dimension von Leitwerten.

Sie sind folgendermaßen definiert:

Kurzschluss-Eingangsleitwert

$$\underline{Y}_{11} = \left. \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1} \right|_{\underline{U}_2 = 0}$$

Kurzschluss-Übertragungsleitwert
(Vorwärts-Steilheit)

$$\underline{Y}_{21} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_1} \right|_{\underline{U}_2 = 0}$$

Kurzschluss-Rückwirkungsleitwert
(Rückwärts-Steilheit)

$$\underline{Y}_{12} = \left. \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{U}_1 = 0}$$

Kurzschluss-Ausgangsleitwert

$$\underline{Y}_{22} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{U}_1 = 0}$$

Y-Parameter werden überwiegend für HF-Anwendungen von Transistoren benutzt.

B.1.3 Die H-Parameter (= Hybrid-Parameter)

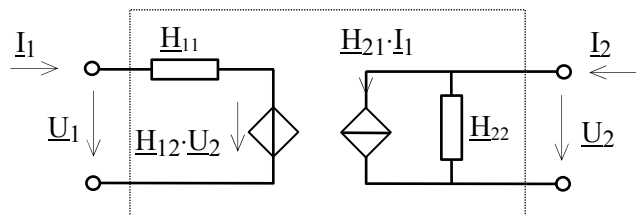
Den Vierpolgleichungen mit H-Parametern

$$\underline{U}_1 = \underline{H}_{11} \cdot \underline{I}_1 + \underline{H}_{12} \cdot \underline{U}_2$$

$$\underline{I}_2 = \underline{H}_{21} \cdot \underline{I}_1 + \underline{H}_{22} \cdot \underline{U}_2$$

entspricht folgendes Ersatzschaltbild:

Abbildung B-5
Vierpol mit H-Parametern



Die H-Parameter sind folgendermaßen definiert:

Kurzschluss-Eingangswiderstand

$$\underline{H}_{11} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{U}_2 = 0}$$

Leerlauf-Spannungsrückwirkung

$$\underline{H}_{12} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{I}_1 = 0}$$

Kurzschluss-Stromverstärkung

$$\underline{H}_{21} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \right|_{\underline{U}_2 = 0}$$

Leerlauf-Ausgangsleitwert

$$\underline{H}_{22} = \left. \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_2} \right|_{\underline{I}_1 = 0}$$

H-Parameter werden überwiegend für NF-Anwendungen von Transistoren benutzt.

In diesem Frequenzbereich sind die H-Parameter grundsätzlich reell (\underline{H}_{11} ; \underline{H}_{12} usw.).

Zwischen den Ein- und Ausgangsgrößen wird damit keine Phasendrehung verursacht. Deshalb können auch diese als reell eingesetzt werden (\underline{I}_1 ; \underline{U}_1 usw.).

B.2 Transistor als linearer Vierpol

Der bipolare Transistor ist ein nicht-lineares Bauelement, d.h. die verschiedenen Ströme und Spannungen am Transistor zeigen keine linearen Zusammenhänge (\Rightarrow nicht-lineare Kennlinien).

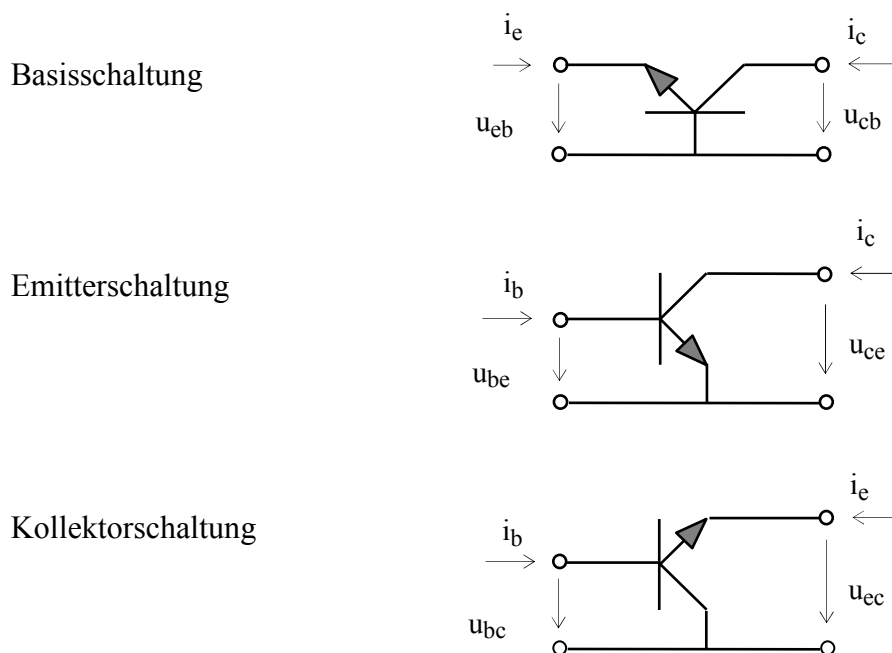
Die grafische und insbesondere rechnerische Analyse von Transistorschaltungen kann sich wegen dieses nicht-linearen Verhaltens schwierig gestalten.

Wird einem Transistorverstärker im Arbeitspunkt jedoch ein Wechsignal kleiner Amplitude überlagert, so können die dabei überstrichenen Kennlinienstücke in guter Näherung als linear angesehen werden. Für kleine Aussteuerungen darf der Transistor daher als lineares Bauelement betrachtet werden.

B.2.1 Die h-Parameter des Transistors (Beachte die Fußnote ⁽³⁾)

Da ein Transistor nur drei Anschlüsse besitzt, muss bei der Vierpol-Betrachtung jeweils ein Anschluss sowohl dem Eingang als auch dem Ausgang zugerechnet werden. Hierfür gibt es drei Möglichkeiten \Rightarrow drei Transistor-Grundsaltungen:

Abbildung B-6 Der Transistor als Vierpol in drei Grundsaltungen



Die Vierpol-Parameter eines Transistors sind von der Transistorgrundsaltung abhängig.

Durch einen zusätzlichen Index wird angezeigt, für welche Grundsaltung der Parameter gilt, z.B. h_{11e} , h_{12e} , h_{21e} , h_{22e} für Emitterschaltung.

⁽³⁾ Für die Ein- und Ausgangsgrößen des Transistors wird die nach DIN 41785 vorgesehene Groß- und Kleinschreibung von Größenzeichen und Index angewandt. Größenzeichen und Index der für Wechselstrom gültigen transistorinternen Vierpolparameter werden nach DIN 41785 kleingeschrieben.

h-Parameter für Emitterschaltung:

$$h_{11e} = \left. \frac{u_{be}}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} = \left. \frac{du_{BE}}{di_B} \right|_{u_{CE}=\text{konst}} = r_{be}$$

Der Parameter h_{11e} gibt den differentiellen Basis-Emitter-Widerstand r_{be} des Transistors im Arbeitspunkt an.

Er kann aus der Steigung der Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})$ im Arbeitspunkt (für $u_{CE} = U_{CE} = \text{konst.}$) abgeleitet werden.

$$h_{12e} = \left. \frac{u_{be}}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{du_{BE}}{du_{CE}} \right|_{i_B=\text{konst}} = v_r$$

Der Parameter h_{12e} gibt die Spannungsrückwirkung v_r an. Er kann aus der Steigung der Rückwirkungskennlinie $U_{BE} = f(U_{CE})$ im Arbeitspunkt (für $i_B = I_B = \text{konst.}$) abgeleitet werden. Der Wert des Parameters ist in der Regel sehr klein und wird meist vernachlässigt.

$$h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{ce}=0} = \left. \frac{di_C}{di_B} \right|_{u_{CE}=\text{konst}} = \beta$$

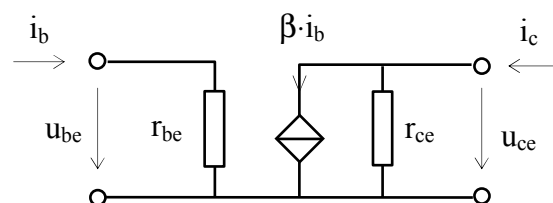
Der Parameter h_{21e} stellt die Stromverstärkung β des Transistors im Arbeitspunkt dar. Er kann aus der Steigung der Übertragungskennlinie $I_C = f(I_B)$ (Stromsteuerkennlinie) im Arbeitspunkt (für $u_{CE} = U_{CE} = \text{konst.}$) abgeleitet werden.

$$h_{22e} = \left. \frac{i_c}{u_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{di_C}{du_{CE}} \right|_{i_B=\text{konst}} = \frac{1}{r_{ce}}$$

Der Parameter h_{22e} stellt den differentiellen Ausgangsleitwert des Transistors dar. Er kann aus der Steigung der Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$ im Arbeitspunkt (für $i_B = I_B = \text{konst.}$) ermittelt werden.

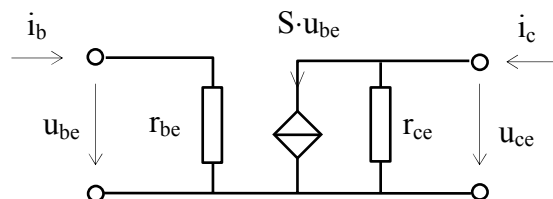
Unter Vernachlässigung des sehr kleinen Parameters $h_{12e} = v_r$ ergibt sich folgendes Wechselstrom-Ersatzschaltbild des Transistors in Emitterschaltung:

Abbildung B-7
Wechselstrom-Ersatzschaltbild 1
des bipolaren Transistors in
Emitterschaltung
(Steuerung durch i_b)



Ersetzt man in dem Ersatzschaltbild nach Abbildung B-7 i_b in der gesteuerten Stromquelle durch $i_b = u_{be}/r_{be}$, so erhält man $\beta \cdot i_b = \beta \cdot u_{be}/r_{be} = S \cdot u_{be}$ mit der Steilheit $S = \beta/r_{be}$.

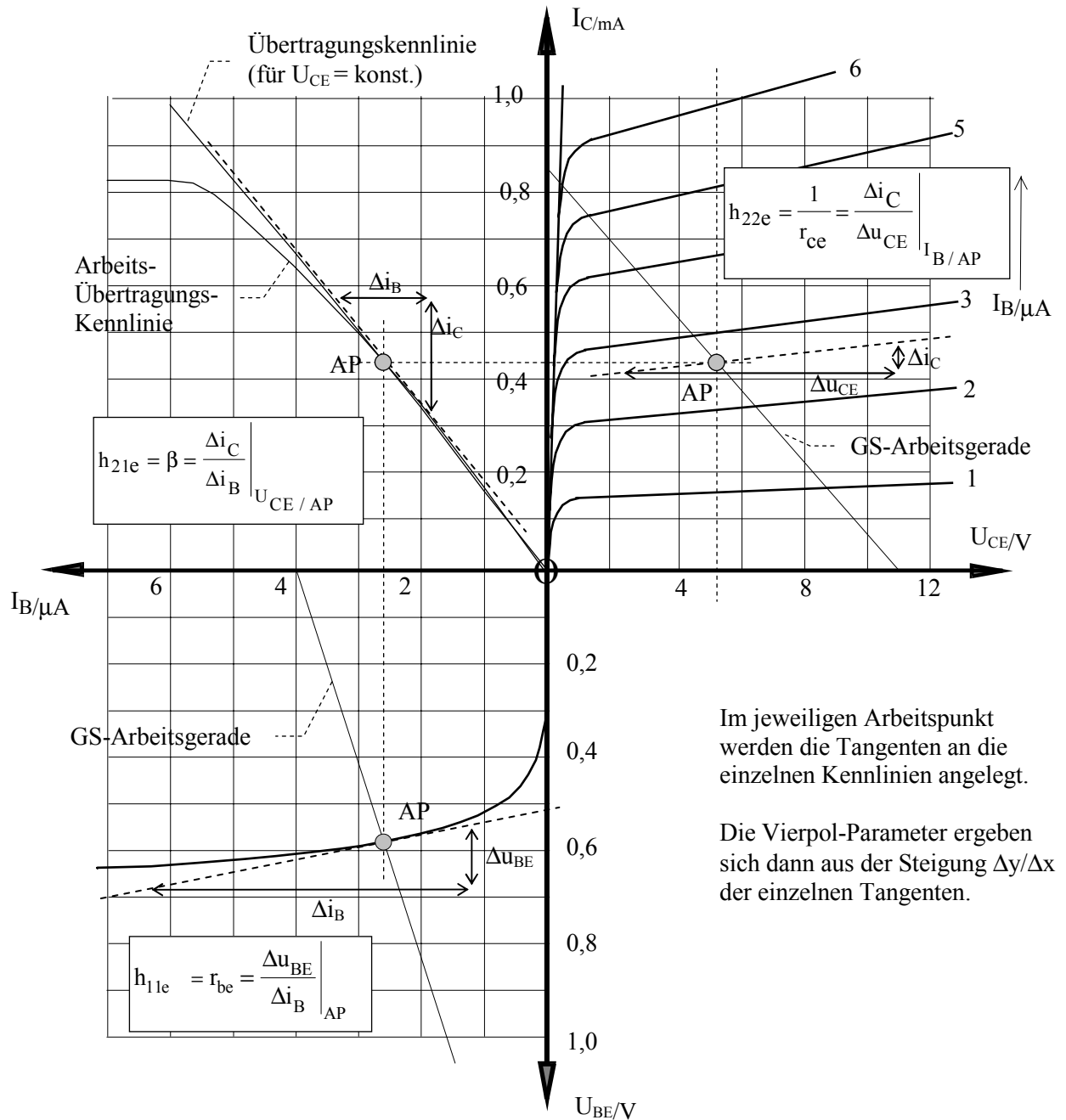
Abbildung B-8
Wechselstrom-Ersatzschaltbild 2
des bipolaren Transistors in
Emitterschaltung
(Steuerung durch u_{be})



Die Steilheit S entspricht der Steigung der Übertragungskennlinie $I_C = f(U_{BE})$ (in Datenblättern meist nicht dargestellt) im Arbeitspunkt.

B.2.2 Ermittlung der h-Parameter aus den Kennlinien des Transistors

Abbildung B-9 Ermittlung der h-Parameter aus den Kennlinien des Transistors



B.2.3 h-Parameter in Datenblättern von NF-Transistoren

Bei Transistoren für Wechselspannungsverstärker werden die h-Parameter mitunter in Datenblättern angegeben.

Abbildung B-10 h-Parameter in Datenblättern

Häufig werden in Datenblättern für einen ausgewählten Arbeitspunkt (z.B. $U_{CE} = 5V$, $I_C = 2mA$) bei niedriger Frequenz gültige Werte der h-Parameter angegeben

Characteristics at $T_{amb} = 25^\circ C$

h-parameters at $U_{CE} = 5V$, $I_C = 2mA$, $f = 1kHz$	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Small Signal Current Gain	h_{fe}	-	330	-	-
Input Impedance	h_{ie}	3,2	4,5	8,5	$k\Omega$
Output Admittance	h_{oe}	-	30	60	μS
Reverse Voltage Transfer Ratio	h_{re}	-	$2 \cdot 10^{-4}$	-	-

Beachte die englischsprachigen Bezeichnungen:

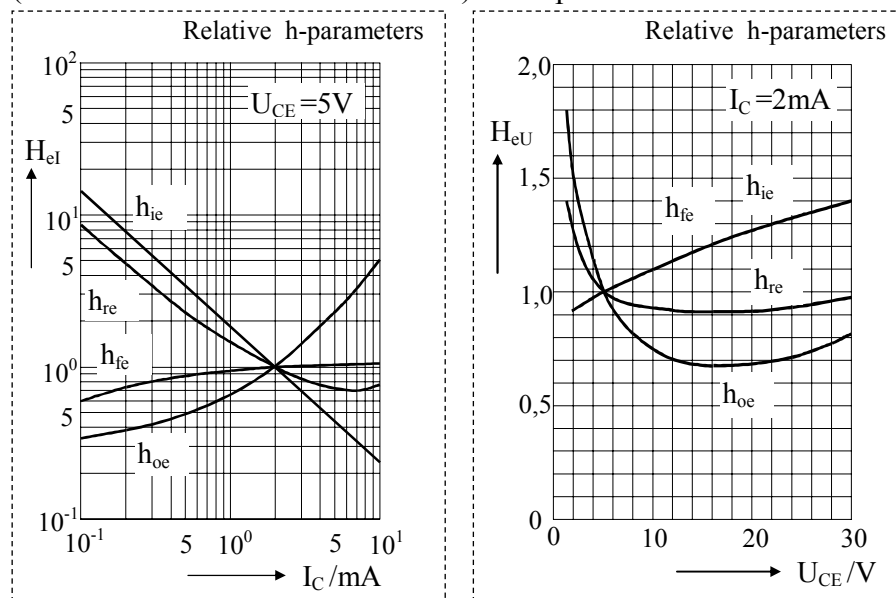
$$h_{ie} = h_{11e}$$

$$h_{re} = h_{12e}$$

$$h_{fe} = h_{21e}$$

$$h_{oe} = h_{22e}$$

Für andere Arbeitspunkte müssen diese Werte mit Korrekturfaktoren H_U und H_I (z.B. aus Kennlinien zu entnehmen) multipliziert werden.



Berechnung der h-Parameter für einen bestimmten Arbeitspunkt:

Es gilt

$$h_{xye}/AP = H_{eI} \cdot H_{eU} \cdot h_{xye}/(2mA/5V)$$

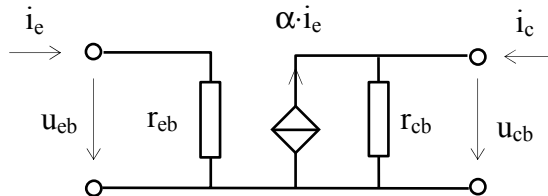
$$\text{z.B. } I_C = 0,4 \text{ mA}, \quad U_{CE} = 10 \text{ V}$$

$$\Rightarrow h_{11e} = 4 \cdot 1,1 \cdot 4,5 \text{ k}\Omega = 19,8 \text{ k}\Omega$$

B.2.4 Umrechnung der h-Parameter der Emitterschaltung auf die Basisschaltung

Während man die Vierpolparameter des Transistors in Emitterschaltung häufig aus Datenblättern entnehmen kann, trifft dies auf die Vierpolparameter in Basisschaltung meist nicht zu. Die Vierpolparameter der Basisschaltung lassen sich jedoch aus denen der Emitterschaltung ableiten.

Abbildung B-11
WS-Ersatzschaltung
des bipolaren
Transistors in
Basisschaltung



Stromverstärkung

Für die Stromverstärkung α gilt:

$$\alpha = \frac{i_c}{-i_e} = \frac{\beta \cdot i_b}{(\beta + 1) \cdot i_b}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

bzw.

$$h_{21b} = \frac{h_{21e}}{h_{21e} + 1}$$

Eingangswiderstand

Für den Eingangswiderstand gilt: $r_{eb} = \frac{u_{eb}}{i_e}$

Mit $u_{eb} = -u_{be}$; $i_e = -(\beta + 1) \cdot i_b$ und $\frac{u_{be}}{i_b} = r_{be}$

wird daraus:

$$r_{eb} = \frac{r_{be}}{\beta + 1}$$

bzw.:

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{h_{21e} + 1}$$

Ausgangswiderstand

Die Berechnung des Ausgangswiderstandes ist etwas aufwendiger und geht von den Ausgangskennlinien in Emitterschaltung aus (siehe Abbildung B-12).

Der Kollektorstrom ist bei konstantem Basisstrom wegen des Earlyeffekts von der Kollektor-Basis-Spannung (und damit auch von der Kollektor-Emitterspannung) abhängig.

Die Kennlinie $I_C = f(U_{CE})$ für $I_B = I_{B1} = \text{konst.}$, auf der der Arbeitspunkt I_{C1}/U_{CE1} liegt, folgt der Gleichung:

$$I_C = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{U_A + U_{CE1}} \cdot (U_{CE} - U_{CE1}) = I_{C1} \cdot \left(1 + \frac{U_{CE} - U_{CE1}}{U_A + U_{CE1}}\right) = I_{B1} \cdot B_1 \cdot \frac{U_A + U_{CE}}{U_A + U_{CE1}}$$

Löst man diese Gleichung nach I_{B1} auf und setzt ein in die Knotengleichung $I_E + I_C + I_{B1} = 0$ so lässt sich folgender Zusammenhang zwischen I_C und I_E herleiten:

$$I_C = -I_E \cdot \frac{B_1 \cdot (U_A + U_{CE})}{(B_1 + 1) \cdot U_A + B_1 \cdot U_{CE} + U_{CE1}} \quad (\text{für } I_B = I_{B1})$$

Anhang B – Vierpoltheorie

Durch Differentiation dieser Gleichung lässt sich (für jeden Punkt auf der Ausgangskennlinie mit $I_B = I_{B1}$) die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Kollektor-Emitter-Spannung bei konstantem Emittorstrom ableiten.

Es ergibt sich:
$$\frac{dI_C}{dU_{CE}} = -I_E \cdot \frac{B_1 \cdot (U_A + U_{CE1})}{[(B_1 + 1) \cdot U_A + B_1 \cdot U_{CE} + U_{CE1}]^2}$$

Im Arbeitspunkt gelten folgende Beziehungen:

$$U_{CE} = U_{CE1} \quad ; \quad I_E = I_{E1} \quad ; \quad I_{E1} = I_{C1} \cdot \frac{B_1 + 1}{B_1} \quad \text{und} \quad dU_{CE} = dU_{CB}$$

Für den Arbeitspunkt ergibt sich daher
$$\left. \frac{dI_C}{dU_{CB}} \right|_{AP} = \frac{I_{C1}}{(B_1 + 1) \cdot (U_A + U_{CE1})}$$

Mit
$$\frac{dI_C}{dU_{CB}} = \frac{1}{r_{cb}} = h_{22b} \quad ; \quad \frac{I_{C1}}{U_A + U_{CE1}} = \frac{1}{r_{ce}} = h_{22e} \quad \text{und} \quad B_1 \approx \beta = h_{21e}$$

wird daraus schließlich:

$$\boxed{r_{cb} = (\beta + 1) \cdot r_{ce}} \quad \text{bzw.} \quad \boxed{h_{22b} = \frac{h_{22e}}{h_{21e} + 1}}$$

Umrechnung der Vierpolparameter von Basis- in Emitterschaltung

Die Vierpolparameter der Basisschaltung lassen sich in die Vierpolparameter der Emitterschaltung umrechnen:

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 - h_{21b}} \quad \Rightarrow \quad r_{be} = \frac{r_{eb}}{1 - \alpha}$$

$$h_{21e} = \frac{h_{21b}}{1 - h_{21b}} \quad \Rightarrow \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 - h_{21b}} \quad \Rightarrow \quad 1/r_{ce} = \frac{1/r_{cb}}{(1 - \alpha)}$$

Die Differenz $(1 - \alpha)$ ist sehr klein (z.B. 0,001 bis 0,05). Deshalb bewirken bereits kleine Ungenauigkeiten der Stromverstärkung α (z.B. Rundungsfehler) große Fehler bei der Umrechnung der Vierpolparameter.

B.2.5 Theoretisch ermittelte Näherungswerte der Vierpolparameter des Transistors

Eingangswiderstand

Die Basis-Emitterstrecke des bipolaren Transistors gehorcht der allgemeinen Kennliniengleichung des pn-Übergangs

$$I_B = I_S \cdot (e^{\frac{U_{BE}}{m \cdot U_T}} - 1) \quad \text{mit} \quad m = 1 \dots 2$$

Mit $U_{BE} \gg U_T$ wird daraus
$$I_B \approx I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{m \cdot U_T}}$$

Anhang B – Vierpoltheorie

Differenziert man I_B nach U_{BE} so erhält man den differentiellen Leitwert im Arbeitspunkt:

$$\frac{dI_B}{dU_{BE}} \approx I_S \cdot \frac{1}{m \cdot U_T} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{m \cdot U_T}} \approx \frac{I_B}{m \cdot U_T}$$

Der Kehrwert hiervon ist der differentielle Eingangswiderstand des Transistors im Arbeitspunkt:

$$r_{be} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \approx \frac{m \cdot U_T}{I_B}$$

Ist kein Wert für m bekannt, so wählt man $m = 1$ und erhält

näherungsweise $h_{11e} = r_{be} \approx \frac{U_T}{I_B}$ mit $U_T \approx 26 \text{ mV}$ (für $T = 300 \text{ K}$)

Steilheit

Der Kollektorstrom des Transistors lässt sich darstellen mit der Gleichung

$$I_C \approx -I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

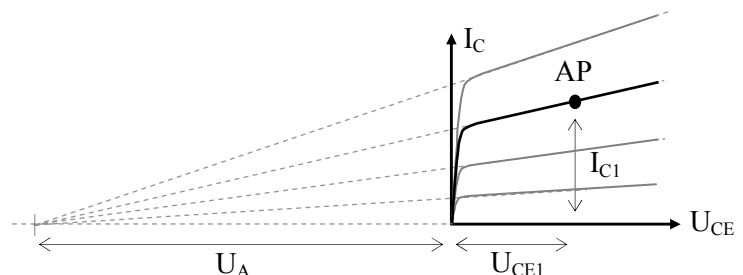
Durch Differenzieren dieser Gleichung lässt sich die Steilheit S ermitteln zu

$$S = \frac{dI_C}{dU_{BE}} \approx -I_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \cdot \frac{1}{U_T} = \frac{I_C}{U_T}$$
 $S \approx \frac{I_C}{U_T}$

Ausgangswiderstand

Die Verlängerungen des linearen Teils aller Ausgangskennlinien des bipolaren Transistors in Emitterschaltung schneiden die Spannungsachse bei der Early-Spannung $-U_A$.

Abbildung B-12
Ermittlung des
Ausgangswiderstandes
mittels Earlyspannung



Die Steigung einer Kennlinie ist daher:

$$h_{22e} = \frac{1}{r_{ce}} = \left. \frac{dI_C}{dU_{CE}} \right|_{AP} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \Big|_{AP} = \frac{I_{C1}}{U_{CE1} + U_A}$$

Ist der Ausgangswiderstand r_{ce} für einen Arbeitspunkt bekannt, so lassen sich die Earlyspannung und die Ausgangswiderstände für andere Arbeitspunkte näherungsweise bestimmen.

$$U_A = r_{ce1} \cdot I_{C1} - U_{CE1}$$

$\frac{1}{r_{ce2}} \approx \frac{I_{C2}}{r_{ce1} \cdot I_{C1} + (U_{CE2} - U_{CE1})}$

Anhang C - Lösungen der Übungsaufgaben

C.1 Halbleiterphysik (zu Abschnitt 1)

Aufgaben 1-1 Ladungsträger

- (a) An der Stromleitung in Halbleitern können Elektronen und Löcher beteiligt sein.
- (b) Ein Loch ist ein durch Ionisierung eines Halbleiteratoms (Abtrennung eines Valenzelektrons) entstandener positiv geladener Bereich innerhalb eines Halbleiterkristalls. Durch Zuwandern eines Elektrons von einem Nachbaratom wandert das Loch dorthin usw..

Aufgaben 1-2 Leitungsmechanismen im Halbleiter

- (a) Bei der Paarbildung wird ein Valenzelektron durch Energiezufuhr aus einer Paarbindung herausgelöst (Ionisierung eines Gitteratoms). Dabei entsteht ein freies Elektron und ein Loch.
- (b) Bei der Rekombination wird ein freies Elektron von einem Loch „eingefangen“. Das Loch verschwindet; das Elektron ist nicht mehr frei.
- (c) Unter Dotieren versteht man das gezielte Einfügen von Fremdelementen in einen Halbleiterkristall.
- (d) Im n-leitenden Halbleiter beruht die Leitfähigkeit vorzugsweise auf freien Elektronen, die durch Dotieren des Kristalls mit 5-wertigen Fremdatomen erzeugt wurden.
- (e) Im p-leitenden Halbleiter beruht die Leitfähigkeit vorzugsweise auf Löchern, die durch Dotieren des Kristalls mit 3-wertigen Fremdatomen erzeugt wurden.
- (f) Durch Dotierung eines Halbleiterkristalls kann die Konzentration einer Ladungsträgerart (freie Elektronen oder Löcher) gegenüber der Intrinsic-Konzentration erhöht werden. Die Konzentration der jeweils anderen Ladungsträgerart sinkt dabei gegenüber der Intrinsic-Konzentration. Die in der Mehrzahl vorhandenen Ladungsträger werden Majoritätsträger, die in der Minderzahl vorhandenen Ladungsträger Minoritätsträger genannt.
- (g) Die zur Ionisierung der Fremdatome erforderliche Energie ist bereits bei sehr niedrigen Temperaturen ($< 100 \dots 150 \text{ K}$) erreicht, so dass bei höheren Temperaturen alle Fremdatome ionisiert sind (Störstellenerschöpfung). Die Konzentration der Majoritätsträger hat daher für übliche Betriebstemperaturen von Halbleitern einen temperaturunabhängigen, der Dotierungskonzentration entsprechenden Wert.

Aufgaben 1-3 Massenwirkungsgesetz

- (a) Das Massenwirkungsgesetz lautet $n_0 \cdot p_0 = n_i^2$.
(Das Produkt aus Elektronen- und Löcher-Konzentration ist im thermodynamischen Gleichgewicht gleich dem Quadrat der Intrinsic-Konzentration)
- (b) Die Minoritätsträger sind Löcher, mit einer Konzentration (bei $T = 300 \text{ K}$) von
 $p_0 = n_i^2 / (N_D - N_A) = (1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3})^2 / 10^{16} \text{ cm}^{-3} = 2,25 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3}$ bei Silizium und
 $p_0 = (2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3})^2 / 10^{16} \text{ cm}^{-3} = 6,25 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ bei Germanium

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

- (c) Bei $T = 400 \text{ K}$ beträgt die Minoritätsträgerkonzentration
 $p_0 = (4 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3})^2 / 10^{16} \text{ cm}^{-3} = 1,6 \cdot 10^9 \text{ cm}^{-3}$ bei Silizium und
 $p_0 = (10^{15} \text{ cm}^{-3})^2 / 10^{16} \text{ cm}^{-3} = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ bei Germanium
- (d) $n_0 = p_0 = n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

Aufgaben 1-4 **Energie-Bänder-Schema**

- (a) Das Valenzband ist innerhalb eines Energiebänderschemas jener Energiebereich, der von Valenzelektronen eingenommen werden kann. Das Leitungsband ist der Energiebereich, den freie Elektronen innerhalb eines Kristalls einnehmen können. Energieniveaus innerhalb des verbotenen Bandes können von Elektronen der Halbleiteratome nicht eingenommen werden.
- (b) $1 \text{ eV} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Js}$
(Energie, die ein Elektron bei Beschleunigung durch $U = 1 \text{ V}$ aufnimmt)
- (c) Bandabstand ist die Differenz der Energieniveaus von Leitbandunterkante und Valenzbandoberkante.
- (d) Mindestenergie zur Anhebung eines Valenzelektrons ins Leitungsband
bei Silizium: $W_G = 1,1 \text{ eV}$
bei Germanium: $W_G = 0,7 \text{ eV}$
- (e) Störterme sind Energieniveaus innerhalb des verbotenen Bandes.
Beim n-dotierten Halbleiter liegen die Energieniveaus der zum Kristallaufbau nicht benötigten 5-ten Valenzelektronen der Fremdatome $20 \dots 50 \text{ meV}$ unterhalb der Leitbandkante im verbotenen Band;
beim p-dotierten Halbleiter liegen die Energieniveaus der zur Ionisierung der 3-wertigen Fremdatome zugewanderten Elektronen $20 \dots 50 \text{ meV}$ oberhalb der Valenzbandkante im verbotenen Band.
- (f) Das Fermi-niveau ist jenes Energieniveau bei dem die Besetzungswahrscheinlichkeit für Elektronen 50 % beträgt. Oberhalb des Fermi-niveaus sinkt die Besetzungswahrscheinlichkeit, unterhalb des Fermi-niveaus steigt sie.
- (g) Beim reinen Halbleiter liegt das Fermi-Niveau in der Mitte des verbotenen Bandes.
- (h) Das Fermi-Niveau verschiebt sich beim n-dotierten Halbleiter in Richtung auf das Leitungsband, beim p-dotierten Halbleiter in Richtung auf das Valenzband.
- (i) Innerhalb des Leitungsbandes tritt die höchste Elektronendichte oberhalb der Leitbandunterkante, aber in deren Nähe auf.
- (j) Innerhalb des Valenzbandes tritt die höchste Löcherdichte unterhalb der Valenzbandoberkante, aber in deren Nähe auf ?

C.2 Physik des pn-Übergangs (zu Abschnitt 2)

Aufgaben 2-1 **pn-Übergang**

- (a) Der pn-Übergang ist die Grenzfläche zwischen einer p- und einer n-dotierten Zone innerhalb eines Halbleiterkristalls.
- (b) Beim Übergang von einer Seite des abrupten pn-Übergangs zur anderen Seite ändert sich die Konzentration der Fremdatome sprunghaft von einem konstanten Wert auf Null. Dies gilt in beiden Richtungen.

Aufgaben 2-2 pn-Übergang im thermodynamischen Gleichgewicht

- (a) Auf Grund des Konzentrationsgefälles diffundieren Majoritätsträger über den pn-Übergang.
- (b) Da Majoritätsträger durch Diffusion über den pn-Übergang abwandern, während die ortsfesten Raumladungen erhalten bleiben, laden sich die beiden Seiten des pn-Übergangs elektrisch gegeneinander auf. Durch diese gegenseitige Aufladung wird die Diffusion von Majoritätsträgern über den pn-Übergang beendet (siehe auch Antwort (c)). Außerdem werden die Majoritätsträger von der gleichartig aufgeladenen gegenüberliegenden Seite des pn-Übergangs abgestoßen. Unmittelbar am pn-Übergang entsteht daher eine Zone ohne bewegliche Ladungsträger. Da sich dort aber die ortsfesten Ladungen der Fremdatome befinden, nennt man diese Zone die Raumladungszone.
- (c) Durch Diffusion der beweglichen Ladungsträger über den pn-Übergang laden sich die beiden Seiten elektrisch gegeneinander auf. Die dabei entstehende Spannung ist die Diffusionsspannung. Sie wirkt dem Diffusionsbestreben entgegen und hält diesem das Gleichgewicht.

(d)

$n_A = n_D \text{ in cm}^{-3}$	10^{14}	10^{15}	10^{16}	10^{17}	10^{18}	10^{19}
U_D/mV	456	575	694	813	932	1050
$W_{s0}/\mu\text{m}$	3,44	1,22	0,424	0,145	0,049	0,016
$c_{s0} \text{ in nF/cm}^2$	3	8,5	24,4	71,4	211	647

- (e) $n = p = n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
- (f) Das Fermi-niveau liegt beim pn-Übergang ohne äußere Spannung überall auf gleicher Höhe.

Aufgaben 2-3 pn-Übergang mit äußerer elektrischer Spannung

- (a) Flusspolung: Plus-Pol auf der p-Seite; Minus-Pol auf der n-Seite;
Sperrpolung: Plus-Pol auf der n-Seite; Minus-Pol auf der p-Seite.
- (b) $U_{pn} = U_R + U_D$
- (c) $E \approx 0$
- (d) Durch die angelegte Sperrspannung werden die Majoritätsträger vom pn-Übergang weggezogen. Die Ausdehnung der Raumladungszone nimmt zu. Durch die damit anwachsende Raumladung wächst die Spannung über der Raumladungszone bis sie der äußeren Spannung das Gleichgewicht hält.
- (e) Durch Eigenleitung (Paarbildung) entstehen in der Raumladungszone freie Elektronen und Löcher. Diese werden durch das elektrische Feld in der Raumladungszone getrennt und führen zu einem kleinen (Minoritätsträger)-Sperrstrom
- (f) Das Massenwirkungsgesetz gilt bei angelegter äußerer Sperrspannung außerhalb der Raumladungszone, nicht jedoch innerhalb der Raumladungszone.
- (g) Eine Spannung in Flusspolung schwächt die interne, der Diffusion entgegenwirkende (Anti-)Diffusionsspannung. Die Majoritätsträger diffundieren daher ihrem Konzentrationsgefälle folgend über den pn-Übergang.
- (h) Es muss nur die Diffusionsspannung geschwächt werden. Diese beträgt weniger als 1V.

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

- (i) Bei Flusspolung diffundieren Majoritätsträger über die Raumladungszone. Sie dringen in die gegenüberliegende Zone ein, ehe sie mit den dortigen Majoritätsträgern rekombinieren. Die eindiffundierten Ladungsträger erhöhen in der Umgebung der Raumladungszone die Minoritätsträgerdichte. Dies wirkt wie eine Kapazität.

Aufgaben 2-4 Durchbruch des pn-Überganges

- (a) Beim Lawineneffekt werden die Elektronen im Feld der Raumladungszone beschleunigt bis sie ausreichend Energie aufgenommen haben, um beim Zusammenstoß mit Gitteratomen Elektronen aus ihren Bindungen herauszuschlagen. Bei hinreichender Ausdehnung der Raumladungszone wiederholt sich der Vorgang, so dass ein lawinenartiger Stromanstieg auftritt. Der Lawineneffekt tritt bei gering bis mittel hoch dotierten pn-Übergängen auf.
Beim Zenereffekt werden Elektronen durch die elektrostatischen Kräfte des elektrischen Feldes in der Raumladungszone aus ihren Bindungen herausgerissen. Der Zenereffekt ist ein Tunneleffekt; er tritt bei sehr hoch dotierten pn-Übergängen auf.
- (b) Unter dem 2. Durchbruch versteht man die Zerstörung des pn-Übergangs auf Grund von thermischer Überlastung.

Aufgaben 2-5 Temperaturabhängigkeit des pn-Überganges

- (a) Bei steigender Temperatur sinkt die Durchlaßspannung, die für einen bestimmten Flusstrom erforderlich ist.
- (b) Der Temperaturdurchgriff D_θ gibt an, wie stark sich die Flussspannung des pn-Übergangs mit der Temperatur ändert. Er beträgt etwa $D_\theta = -2 \text{ mV/K}$
- (c) Der Sperrstrom eines pn-Übergangs steigt mit steigender Temperatur. Es gilt näherungsweise eine Verdoppelung für eine Temperaturerhöhung um 10 K.
- (d) Beim Lawineneffekt steigt die Durchbruchspannung mit der Temperatur, weil die freien Weglängen der Elektronen mit steigender Temperatur abnehmen.
Beim Zenereffekt sinkt die Durchbruchspannung mit steigender Temperatur, weil bereits geringere Feldstärken ausreichen, Elektronen aus ihren Bindungen herauszureißen.
In beiden Fällen beträgt der Betrag des Temperaturkoeffizienten etwa $10^{-4}/\text{K}$.

Aufgaben 2-6 Dynamisches Verhalten des pn-Überganges

- (a) Kapazitives Verhalten tritt beim Einschalten kleiner Ströme auf. Induktives Verhalten tritt auf beim Einschalten großer Ströme (insbes. bei Hochinjektion).
- (b) Wird abrupt und niederohmig von Flusspolung in Sperrpolung umgeschaltet, so ist der von Ladungsträgern überschwemmte pn-Übergang zunächst nicht sperrfähig. Es fließt Strom in umgekehrter Richtung. Erst wenn der pn-Übergang frei von beweglichen Ladungsträgern ist, reißt der („rückwärts“ gerichtete) Strom ab und der pn-Übergang kann Sperrspannung aufnehmen.
- (c) Unter der Sperrerholzeit versteht man die Zeit vom Umschalten in Sperrichtung bis der pn-Übergang 90 % der Sperrspannung aufgenommen hat.

C.3 Metall-Halbleiter-Übergängen (zu Abschnitt 3)

Aufgaben 3-1 Austrittsarbeit, Elektronenaffinität

- (a) Die Vacuumenergie ist jene Energie, bei der Elektronen einen Festkörper nach außen (ins Vacuum) verlassen können.

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

- (b) Die Austrittsarbeit ist die Energiedifferenz zwischen Fermi-niveau und Vacuumenergie.
- (c) Die Elektronenaffinität bei Halbleitern ist die Energiedifferenz zwischen Leitbandunterkante und Vacuumenergie.

Aufgaben 3-2 Schottkykontakt

- (a) Übergang von n-Halbleiter zu Metall mit höherer Austrittsarbeit ($W_M > W_H$)
- (b) Übergang von p-Halbleiter zu Metall mit geringerer Austrittsarbeit ($W_M < W_H$)
- (c) Die Schottkybarriere ist eine Energiebarriere zwischen Metall und Halbleiter mit der Größe $W_{Bn0} = W_M - W_\chi$ (Austrittsarbeit des Metalls minus Elektronenaffinität im Halbleiter)
- (d) Bei Sperrpolung wird ein Elektronenstrom vom Metall zum Halbleiter durch die Schottkybarriere verhindert; ein Majoritätsträgerstrom vom Halbleiter zum Metall kommt nicht zustande, da sich die angelegte Sperrspannung zur Kontaktspannung addiert und damit zu einer Vergrößerung der Potentialbarriere im Halbleiter führt.
- (e) Bei Flusspolung wird die durch die Kontaktspannung bewirkte Potentialbarriere zwischen Halbleiter und Metall reduziert. Es fließt daher ein Majoritätsträgerstrom (immer) vom Halbleiter zum Metall.
- (f) Der Sperrstrom am Schottkyübergang ist ein Majoritätsträgerstrom.

Aufgaben 3-3 Ohmscher Kontakt

- (a) Übergang von n-Halbleiter zu Metall geringerer Austrittsarbeit ($W_M < W_H$)
- (b) Übergang von p-Halbleiter zu Metall mit höherer Austrittsarbeit ($W_M > W_H$)
- (c) Es liegt keine oder nur eine sehr kleine Schottkybarriere vor. Es ist daher nicht nur ein Strom vom Halbleiter zum Metall möglich wie beim Schottkykontakt, sondern auch vom Metall zum Halbleiter.
- (d) Beim entarteten Halbleiter liegt das Fermi-Niveau nicht innerhalb des verbotenen Bandes, sondern im Leitungsband (n-Halbleiter) oder innerhalb des Valenzbandes (p-Halbleiter). Dies tritt auf bei extrem hoher Dotierung ($> 10^{19} \text{ cm}^{-3}$). Beim Kontakt eines Metalles mit einem entarteten n-Halbleiter hat die Schottkybarriere eine so geringe Ausdehnung, dass sie in beiden Richtungen durchtunnelt werden kann. Es liegt dann ein ohmscher Kontakt vor.

C.4 Dioden (zu Abschnitt 4)

Aufgabe 4-1 Allgemeine Fragen zu Dioden

- (a) Der Spannungsabfall an den ohmschen Bahnwiderständen nimmt proportional zum Strom zu; dies macht sich mit steigendem Strom in der Kennlinie bemerkbar.
- (b) $r_f = dU_F/dI_F \approx \Delta U_F/\Delta I_F$ entspricht der Steigung der Diodenkennlinie im Arbeitspunkt.
- (c) Entsprechend der Ausdehnung/Dicke der Intrinsic-Zone besitzt die Diode eine sehr hohe Durchbruchspannung.
- (d) Durch sehr hohe Dotierung von p- und n-Zonen erreicht man eine niedrige Durchlassspannung.
- (e) Z-Diode mit hoher Durchbruchspannung

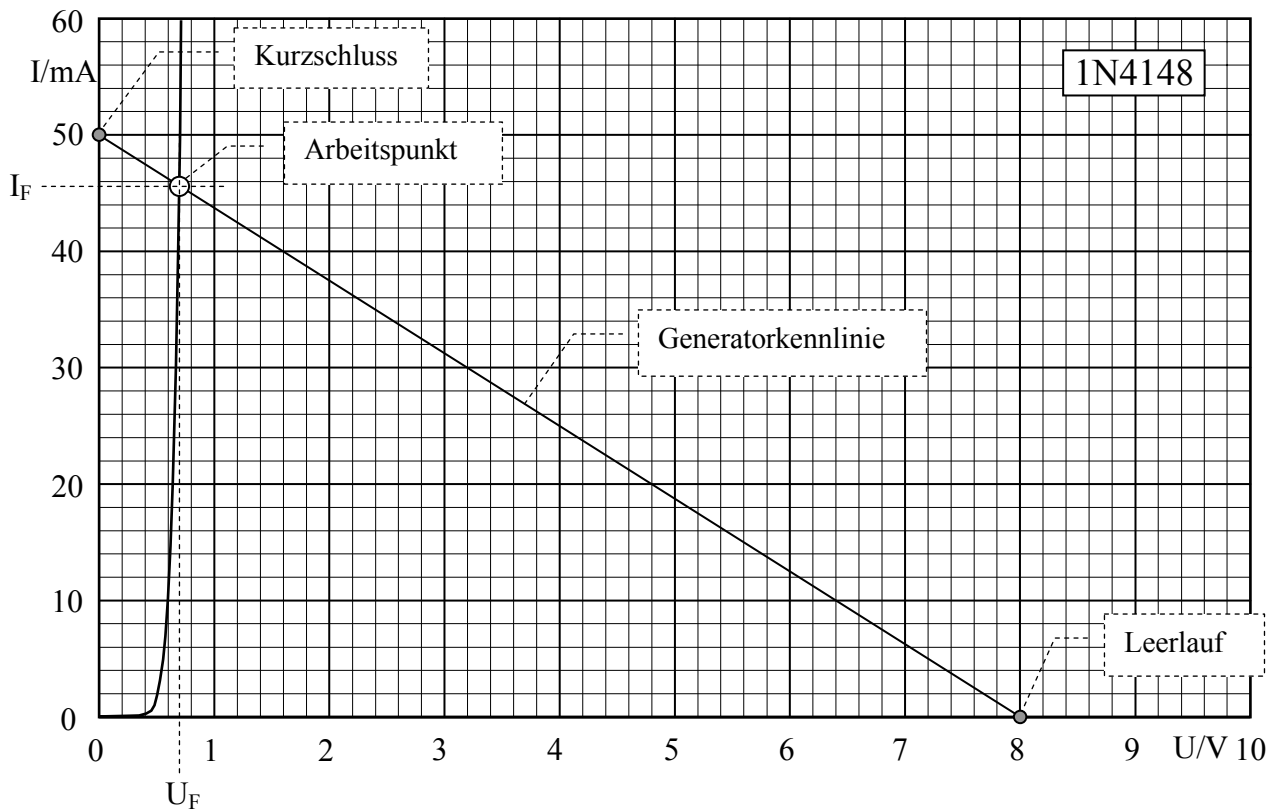
Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

- (f) Beim hyperabrupten pn-Übergang ist die Dotierungskonzentration unmittelbar am pn-Übergang stark überhöht. Dadurch erreicht man eine besonders starke Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Sperrspannung.
- (g) Die Backward-Diode kann zur Gleichrichtung von Spannungen im unteren mV-Bereich (z.B. < 300 ... 400 mV) eingesetzt werden.
- (h) Eigenschaften der Schottky-Diode:
 - (a) geringe Durchlassspannung
 - (b) sehr schnell (keine Minoritätsträgereffekte)
 - (c) relativ große Sperrströme (sind Majoritätsträgerströme)
 - (d) relativ geringe Durchbruchspannungen

Aufgabe 4-2 Grafische Ermittlung des Arbeitspunktes

Ermittlung des Arbeitspunktes als Schnittpunkt der Diodenkennlinie mit der Kennlinie des aktiven Zweipols (Generatorkennlinie).

[Generatorkennlinie durch die Punkte 8V/0 mA (Leerlauf) und 0V/50 mA (Kurzschluss)]



Ermittelter Arbeitspunkt: $I_F = 45,6 \text{ mA}$; $U_F = 0,7 \text{ V}$ (abgelesen)

Aufgabe 4-3 Einfache Widerstands-Diodenschaltungen

$U_1 = 0,7\text{V}$	$I_1 = 14,3\text{mA}$	$I_8 = 0$	$I_{15} = 12,2\text{mA}$
$U_2 = 8,2\text{V}$	$I_2 = 6,8\text{mA}$	$I_9 = 0$	$I_{16} = 13,6\text{mA}$
$U_3 = 6,1\text{V}$	$I_3 = 4,45 \text{ mA}$	$I_{10} = 14,3\text{mA}$	
$U_4 = 6,8\text{V}$	$I_4 = 1,65\text{mA}$	$I_{11} = 13,6\text{mA}$	
$U_5 = 0,7\text{V}$	$I_5 = 6,1\text{mA}$	$I_{12} = 0,7\text{mA}$	
$U_6 = 6,8\text{V}$	$I_6 = 6,8\text{mA}$	$I_{13} = 6,8\text{mA}$	
$U_7 = 13,6\text{V}$	$I_7 = 6,8\text{mA}$	$I_{14} = 1,4\text{mA}$	

Aufgabe 4-4 Dioden-Logischaltung

Tabelle A

E1	E2	A
0V	0V	0,7V
0V	5V	0,7V
5V	0V	0,7V
5V	5V	5V

Tabelle B

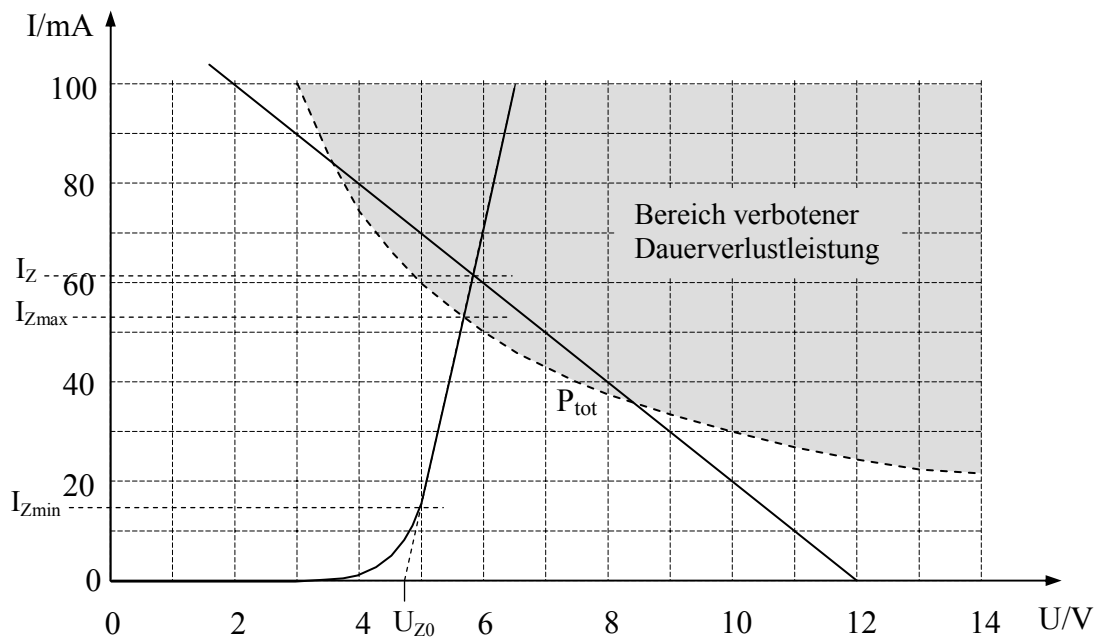
E1	E2	A
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Es liegt eine **UND-Verknüpfung** der Eingangssignale vor.

C.5 Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode (zu Abschnitt 5)

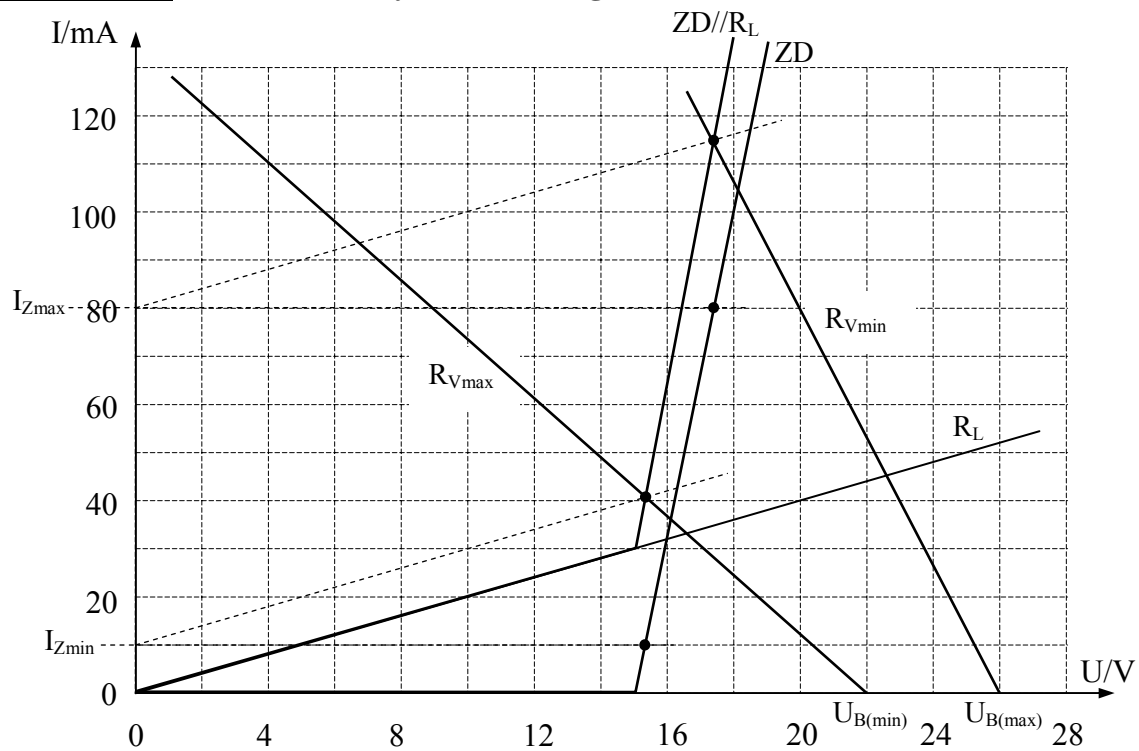
Aufgabe 5-1

Grafische Analyse der Stabilisierungsschaltung



- $U_{Z0} \approx 4,75 \text{ V}$ $r_Z = \Delta U_Z / \Delta I_Z \approx 1,5 \text{ V} / 83 \text{ mA} \approx 18 \Omega$
- $I_{Zmin} = 15 \text{ mA}$. Für kleinere Ströme wird die Z-Dioden-Kennlinie flacher
- $I_{Zmax} = 53 \text{ mA}$
- $I_Z \approx 62 \text{ mA} > I_{Zmax}$ (d.h. Arbeitspunkt im Bereich verbotener Leistung).
Bei $U_B = 12 \text{ V}$ und $R_V = 100 \Omega$ darf die Schaltung nicht im Leerlauf ($R_L \rightarrow \infty$) betrieben werden.

Aufgabe 5-2 Grafische Analyse des zulässigen Vorwiderstandes



$$R_{Vmin} = 6V/80mA = 75 \, \Omega$$

$$R_{Vmax} = 18V/110mA = 164 \, \Omega$$

Aufgabe 5-3 Überlagerung von Gleich- und Wechselspannung

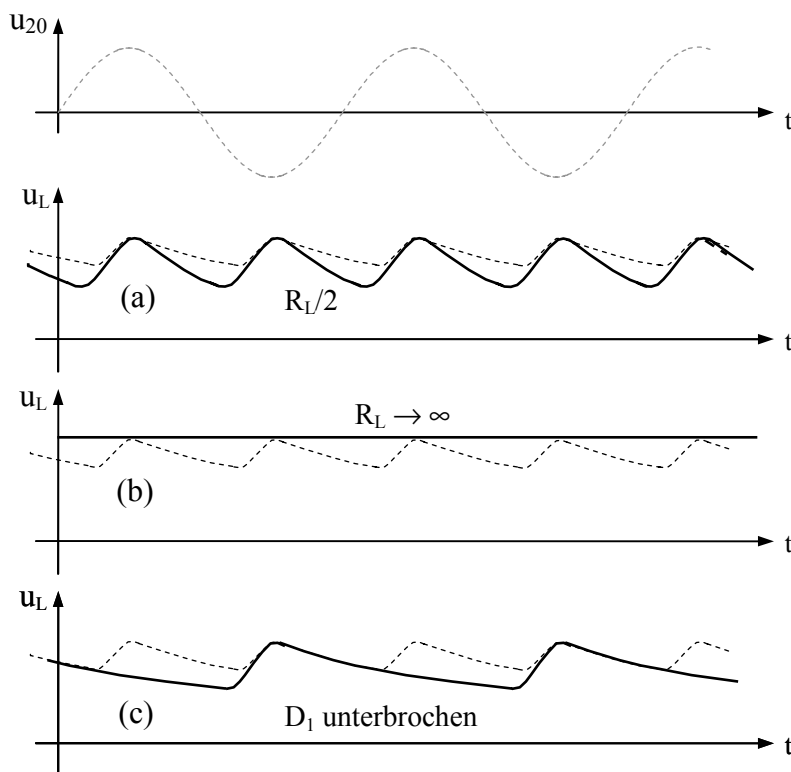
$$r_{zdyn} = r_{zu} - \alpha \cdot U_Z^2 \cdot R_{th} = 25\Omega - 0,001K^{-1} \cdot (12V)^2 \cdot 140K / W = 4,84\Omega$$

$$\hat{u}_z \approx \hat{u}_b \cdot \frac{r_{zdyn}}{R_V} = 2V \cdot \frac{4,84\Omega}{200\Omega} = 0,048V$$

Die Welligkeit ist geringer als der zugelassene Wert von $\hat{u}_{zmax} = 0,1V$

C.6 Netzgleichrichter (zu Abschnitt 6)

Aufgabe 6-1 Welligkeit der Ausgangsspannung



Aufgabe 6-2 Ausgangsspannung und Welligkeit verschiedener Gleichrichter

	\hat{U}_{C1}	ΔU_{C1}	$f(\Delta U_{C1})$	\hat{U}_{C2}	ΔU_{C2}	$f(\Delta U_{C2})$	\hat{U}_L	ΔU_L	$f(\Delta U_L)$
A							37,6V	0,8V	100Hz
B	-38,3V	1,8V	50Hz	-38,3V	1,8V	50Hz	-75,7V	1,6V	100Hz
C	-38,3V	1,8V	50Hz	-38,3V	1,8V	50 Hz	-76,6V	3,6V	50Hz
D	-38,3V	0,8V	100Hz	-38,3V	0,8V	100Hz	-76,6V	1,6V	100Hz

Aufgabe 6-3 Dimensionierung einer Gleichrichterschaltung

$$(a) \quad U_{2\ell_{RMS}} = \frac{\bar{u}_L + n \cdot U_{F0}}{\sqrt{2} \cdot \cos \Theta} = \frac{24V + 2 \cdot 0,8V}{\sqrt{2} \cdot \cos 0,6} = 21,93V$$

$$(b) \quad R_{iT} = \frac{2 \cdot \hat{u}_{2\ell}}{\bar{i}_L \cdot \pi} \cdot (\sin \Theta - \Theta \cdot \cos \Theta) - n \cdot r_f = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 21,93V}{2,5A \cdot \pi} \cdot (\sin 0,6 - 0,6 \cdot \cos 0,6) - 2 \cdot 0,05\Omega$$

$$R_{iT} = 448m\Omega$$

$$(c) \quad I_{2RMS} = \frac{\pi^2}{4 \cdot \sqrt{\pi} \cdot \Theta} \cdot \bar{i}_L = \frac{\pi^2}{4 \cdot \sqrt{\pi} \cdot 0,6} \cdot 2,5A = 4,5A$$

$$P_{S2} = U_{2\ell_{RMS}} \cdot I_{2RMS} = 21,93V \cdot 4,5A = 98,7VA$$

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

$$(d) \quad C_L \approx \frac{\overline{i_L} \cdot (\pi - 2 \cdot \Theta)}{\omega \cdot \Delta U} = \frac{2,5A \cdot (\pi - 1,2)}{2 \cdot 50s^{-1} \cdot \pi \cdot 4V} = 3860\mu F$$

$$(e) \quad \hat{i}_2 = \frac{\pi^2}{4 \cdot \Theta} \cdot \overline{i_L} = \frac{\pi^2}{4 \cdot 0,6} \cdot 2,5A = 10,28A$$

$$(f) \quad I_{FSM} = \frac{\hat{u}_{2\ell} - n \cdot U_{F0}}{R_{iT} + n \cdot r_f} = \frac{\sqrt{2} \cdot 21,93V - 2 \cdot 0,8V}{(448 + 2 \cdot 50)m\Omega} = 53,7A$$

C.7 Drehstromgleichrichter (zu Abschnitt 7)

Aufgabe 7-1 Welligkeit am dreipulsigen Drehstromgleichrichter

50 %

Aufgabe 7-2 Stromflusszeit/-winkel des dreipulsigen Drehstromgleichrichters

$t_f = 6,67 \text{ ms}; \quad \Theta = 2\pi/3$

Aufgabe 7-3 Welligkeit am sechspulsigen Drehstromgleichrichter

86,6 %

Aufgabe 7-4 Stromflusszeit/-winkel des sechspulsigen Drehstromgleichrichters

$T_f = 6,67 \text{ ms}; \quad \Theta = 2\pi/3$

Aufgabe 7-5 Ausgangsspannung bei Stern- und Dreieckschaltung

$$U_Y = \sqrt{3} \cdot U_\Delta$$

Aufgabe 7-6 Glättungsdrossel

Die Drossel glättet die Ausgangsspannung (den Ausgangsstrom) durch Speicherung und Abgabe von Energie. Die Energie wird im Magnetfeld gespeichert. Ein Magnetfeld entsteht nur bei Stromfluss. Die Drossel glättet daher nur bei Belastung aber nicht im Leerlauf.

C.8 Spannungsvervielfachung (zu Abschnitt 8)

Aufgabe 8-1 Ausgangsspannung der Delonschaltung

Bei Belastung der Delonschaltung wird die Spannung $\hat{u}_L = 2 \cdot \hat{u}_2$ nicht erreicht, weil die beiden Kondensatoren nicht gleichzeitig sondern abwechselnd aufgeladen werden. Wenn der eine aufgeladen wird, ist der andere bereits wieder ein Stück entladen.

Aufgabe 8-2 Ausgangsspannung der Delonschaltung

Leerlauf: $U_L = 650 \text{ V}$

Belastet mit 5 mA: $\hat{u}_L = 600 \text{ V}$

Aufgabe 8-3 Einschaltvorgang bei der Villardschaltung

Nach 5 Netzperioden wird bei der Villardschaltung im Leerlauf die Spannung $u_L > 1,9 \cdot \hat{u}_2$ erreicht.

Nach einer Netzperiode: $u_L = \hat{u}_2$

Nach zwei Netzperioden: $u_L = 1,5 \cdot \hat{u}_2$

Nach drei Netzperioden: $u_L = 1,75 \cdot \hat{u}_2$

Nach vier Netzperioden: $u_L = 1,875 \cdot \hat{u}_2$

Nach fünf Netzperioden: $u_L = 1,93755 \cdot \hat{u}_2$

C.9 Aufbau und Funktionsweise des bipolaren Transistors (zu Abschnitt 9)

Aufgaben 9-1 Transistorphysik

- (a) Die Dotierung des Emitters muss sehr viel höher sein als die Dotierung der Basis, damit eine hohe Stromverstärkung des Transistors erreicht wird.
(Majoritätsträgerstrom von der Emitter- zur Basiszone sehr viel größer als Majoritätsträgerstrom von der Basis- zur Emitterzone. Geringe Rekombinationsrate in der Basiszone).
- (b) Die Dicke der Basisschicht muss möglichst gering sein, damit die vom Emitter eindiffundierten Ladungsträger nicht in der Basiszone rekombinieren, sondern möglichst vollständig die Kollektorseite erreichen ?
- (c) Die Dotierung des Kollektors wird deutlich geringer als die des Emitters gewählt, um eine hohe Durchbruchspannung des Kollektor-Basis-pn-Übergangs zu erreichen.
- (d) Der Transistoreffekt besteht darin, dass durch eine Flussspannung zwischen Basis und Emitter nur ein kleiner Majoritätsträgerstrom von der Basiszone zur Emitterzone, aber ein sehr viel größerer Majoritätsträgerstrom von der Emitter- zur Basiszone ausgelöst wird. Letzterer wird anschließend durch die Kollektor-Basis-Sperrspannung größtenteils zum Kollektor abgesaugt. Mit einem kleinen Basisstrom kann damit ein großer Kollektorstrom gesteuert werden.
- (e) Zeichnet man die Minoritätsträgerdichte als Funktion des Ortes innerhalb der Basisweite auf, so ergibt sich aufgrund des (konstanten) Konzentrationsgefälles der Minoritätsträger das Diffusionsdreieck.
- (f)
$$n_{pB0} = \frac{n_i^2}{N_A^- - N_D^+} = \frac{10^{20}}{10^{17}} \text{ cm}^{-3} = 10^3 \text{ cm}^{-3}$$
$$n_{pB}(0) = 10^3 \text{ cm}^{-3} \cdot \exp \frac{520 \text{ mV}}{26 \text{ mV}} = 4,85 \cdot 10^{11} \text{ cm}^{-3}$$
$$n_{pB}(W_B) = 10^3 \text{ cm}^{-3} \cdot \exp \frac{-10 \text{ V}}{26 \text{ mV}} \approx 0$$
- (g) Bei dem Kollektor-Basis-Reststrom I_{CB0} handelt es sich um den Sperrstrom des Kollektor-Basis-pn-Überganges.

Aufgaben 9-2 Transistoreigenschaften

- (a) Die Kollektor-Basis-Sperrspannung beeinflusst die Ausdehnung der Raumladungszone zwischen Kollektor und Basis und damit in geringem Umfang die Größe der Basisweite. Bei größerer Kollektor-Basis-Spannung verkleinert sich die Basisweite. Bei gleicher Ladungsträgerinjektion vom Emitter vergrößert sich damit das Konzentrationsgefälle der Minoritätsträger in der Basis (steileres Diffusionsdreieck) und damit der Kollektorstrom. Mit zunehmender Kollektor-Emitter- (und damit wachsender Kollektor-Basis-Spannung) steigt daher der Kollektorstrom leicht an.

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

(b) Basisschaltung:

Die Ausgangskennlinien zeigen den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Kollektor-Basis-Spannung, jeweils für konstanten Emitterstrom.

Im ersten Quadranten des Kennlinienfeldes eines npn-Transistors gilt immer $U_{CB} \geq 0$ V. Damit können immer alle Minoritätsträger aus der Basis zum Kollektor abgesaugt werden, der Kollektorstrom ist unabhängig von U_{CB} und die Ausgangskennlinien verlaufen horizontal.

Im zweiten Quadranten ist $U_{CB} < 0$, anstelle einer Sperrspannung liegt eine Flussspannung zwischen Kollektor und Basis. Die Minoritätsträger können nicht mehr von der Basis zum Kollektor abgesaugt werden; der Kollektorstrom nimmt drastisch ab, die Ausgangskennlinien fallen steil auf $I_C = 0$ ab.

Emitterschaltung:

Die Ausgangskennlinien zeigen den Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Kollektor-Emitter-Spannung, jeweils für konstanten Basisstrom.

Für $U_{CE} \geq U_{BE}$ ist $U_{CB} \geq 0$; damit können alle Minoritätsträger aus der Basis zum Kollektor abgesaugt werden. Der Kollektorstrom ist weitgehend unabhängig von der Spannung U_{CE} .

Für $U_{CE} < U_{BE}$ liegt Flusspolung des Kollektor-Basis-Überganges vor. Die Minoritätsträger werden nicht mehr vollständig zum Kollektor abgesaugt; der Kollektorstrom nimmt ab, die Ausgangskennlinien fallen (im ersten Quadranten) steil auf $I_C = 0$ ab.

(c) $B^* \ll 1$, da die Majoritätsträgerkonzentration des jetzt als Emitter arbeitenden Kollektors 10x kleiner als die Majoritätsträgerkonzentration der Basis ist.

$U_{CEmax}^* \approx 60$ V wegen hoher Dotierungskonzentration des jetzt als Kollektor arbeitenden Emitters (zur Abschätzung siehe Abschnitt 2.2.4).

(d) Bei Sättigung (d.h. bei $U_{CE} < U_{BE}$) können wegen der Flusspolung des Kollektor-Basis-Überganges nicht alle Minoritätsträger aus der Basis zum Kollektor abgesaugt werden. Ein Teil fließt zum Basisanschluss, so dass der Basisstrom zu- und damit die Stromverstärkung abnimmt.

(e) $I_C = (B+1) \cdot I_{CB0}$

(f) Bei der Transistfrequenz ist die Wechselstromverstärkung auf $\beta = 1$ abgesunken.

C.10 Gleichstrombetrieb des Transistors (zu Abschnitt 10)

Aufgaben 10-1 Allgemeines zum Arbeitspunkt

- (a) Unter dem Arbeitspunkt eines Transistors versteht man die gleichstrommäßig eingestellten Werte von I_B , U_{BE} , I_C und U_{CE} .
- (b) Von den 6 Strömen und Spannungen am Transistor können nur 2 frei gewählt werden (z.B. ein Strom und eine Spannung); die übrigen sind dann ebenfalls festgelegt.
- (c) Bei der Emitterschaltung Einprägen von Basisstrom oder Basis-Emitterspannung. Bei der Basisschaltung Einprägen des Emitterstromes.

Aufgabe 10-2 Grafische Analyse einer Transistorschaltung

Generatorkennlinie im Eingangskennlinienfeld:

Ersatzspannungsquelle für den Basis-Spannungsteiler:

$$U_{0T} = U_B \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 1,903 \text{ V} \quad R_{iT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 3806 \Omega$$

$$I_k = \frac{U_B}{R_2} = 500 \mu\text{A}$$

Hilfsgerade ($U_{0T}^* = 1 \text{ V}$; $I_k^* = 263 \mu\text{A}$) zeichnen und parallel verschieben durch I_k . (a)

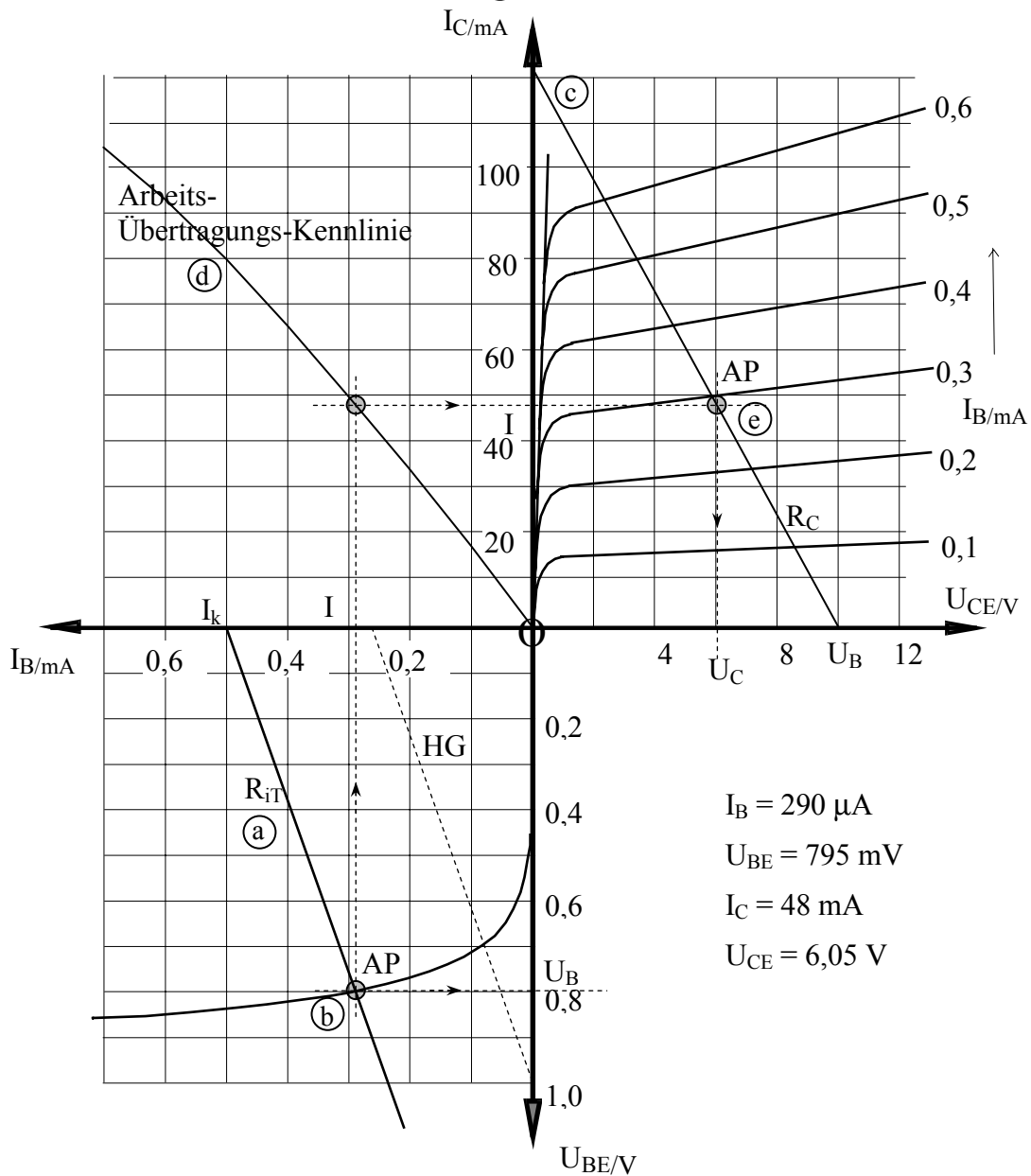
Schnittpunkt mit Eingangskennlinie ergibt den Arbeitspunkt AP (eingangsseitig). (b)

Generatorkennlinie im Ausgangskennlinienfeld: (c)

$$U_B = 10 \text{ V} \quad I_k = U_B / R_C = 122 \text{ mA}$$

Arbeitsübertragungskennlinie zeichnen (d)

Arbeitspunkt (b) aus Eingangskennlinienfeld über Arbeitsübertragungskennlinie ins Ausgangskennlinienfeld übertragen. (e)



Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

Aufgaben 10-3 Stabilität des Arbeitspunktes bei Einprägung von I_B und U_{BE}

- (a) Einprägung des Basisstromes:
Kollektorstrom reagiert kaum auf Exemplarstreuungen und Temperaturabhängigkeiten von U_{BE} aber sehr stark auf Änderungen der Stromverstärkung B .
- (b) Einprägung einer konstanten Basis-Emitter-Spannung:
Kollektorstrom reagiert sehr stark auf Exemplarstreuungen und Temperaturabhängigkeiten von U_{BE} und B

Aufgaben 10-4 Gewährleistung der Arbeitspunktstabilität durch geeignete Dimensionierung

$$R_E \geq \frac{100\text{mV}}{0,1 \cdot 5\text{mA}} = 200\Omega$$

Gewählt wird der Normwert

$$R_E = 200 \Omega$$

$$R_{iT} \leq \frac{B^2}{B_{\max} - B_{\min}} \cdot R_E \cdot \frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{170^2}{50} \cdot 200\Omega \cdot 0,1 = 11560\Omega$$

$$R_2 \leq R_{iT} \cdot \frac{U_S}{U_S - U_{R_2}} \approx 11560\Omega \cdot \frac{12\text{V}}{12\text{V} - 0,65\text{V} - 5\text{mA} \cdot 200\Omega} = 13403\Omega$$

Gewählt wird der nächst-kleinere Normwert

$$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_S - U_{R_2}}{\frac{U_{R_2}}{R_2} + I_B} = \frac{12\text{V} - 1,65\text{V}}{\frac{1,65\text{V}}{12\text{k}\Omega} + \frac{5\text{mA}}{170}} = 62009\Omega$$

Gewählt wird der Normwert:

$$R_1 = 62 \text{ k}\Omega$$

Aufgaben 10-5 Berechnung der Arbeitspunktstabilität

$$\Delta\vartheta = + 50 \text{ K}$$

$$\Delta U_{BE} = D_{U_{BE}} \cdot \Delta\vartheta = (-2\text{mV/K}) \cdot 50\text{K} = -100\text{mV}$$

$$\Delta I_{CB0} = I_{CB0/25^\circ\text{C}} \cdot (2^{\frac{\Delta\vartheta}{10\text{K}}} - 1) = 500\text{nA} \cdot 2^5 - 1 = 15,5\mu\text{A}$$

$$\Delta I_C = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \cdot \Delta U_{BE} + \frac{\delta I_C}{\delta I_{CB0}} \cdot \Delta I_{CB0} = \left[\frac{-(R_1 + R_2 + R_C)}{R_2 \cdot (R_1 + B \cdot R_C)} \cdot \Delta U_{BE} + \frac{R_1 + R_C}{R_1 + B \cdot R_C} \cdot \Delta I_{CB0} \right] \cdot B$$

$$\Delta I_C = \left[\frac{(15\text{k}\Omega + 2,2\text{k}\Omega + 330\Omega)}{2,2\text{k}\Omega \cdot (15\text{k}\Omega + 170 \cdot 330\Omega)} \cdot 100\text{mV} + \frac{15\text{k}\Omega + 330\Omega}{15\text{k}\Omega + 170 \cdot 330\Omega} \cdot 15,5\mu\text{A} \right] \cdot 170 = 2,47\text{mA}$$

Aufgaben 10-6 Erklärung der Funktionsweise eines Stromspiegels

Der einfache Stromspiegel besteht aus zwei gleichen und thermisch optimal gekoppelten Transistoren, deren Basis-Emitter-Strecken parallel geschaltet sind. Der eine Transistor arbeitet mit kurzgeschlossener Basis-Kollektor-Strecke an der Sättigungsgrenze. Über einen Kollektorwiderstand wird diesem Transistor ein eingepprägter (d.h. konstanter) Referenzstrom zugeführt. Der Kollektorstrom dieses Transistors ist um den doppelten Basisstrom geringer als der eingepprägte Referenzstrom. Seine Basis-Emitter-Spannung stellt sich automatisch auf die für den Kollektorstrom notwendige Größe ein. Da dem zweiten Transistor dieselbe Basis-Emitterspannung aufgepräg wird, prägt er einer Last denselben Kollektorstrom auf, der durch den ersten Transistor fließt. Der Eigenspannungsbedarf des einfachen Stromspiegels entspricht der Basis-Emitterspannung des zweiten Transistors.

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

Beim Wilson-Stromspiegel sind Referenzstrom und eingepprägter Laststrom gleich. Der Ausgangswiderstand ist um den Faktor $B/2$ höher als beim einfachen Stromspiegel. Der Wilson-Stromspiegel hat allerdings doppelten Eigenspannungsbedarf ($2 \cdot U_{BE}$).

C.11 Wechselspannungsverstärker mit bipolarem Transistor (zu Abschnitt 11)

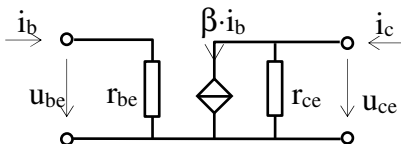
Aufgabe 11-1 Einzelfragen

- (a) Die Koppelkondensatoren dienen dazu, den Verstärker gleichstrommäßig von Signalquelle und Last zu trennen. Ohne diese Trennung würden Quelle und Last den Arbeitspunkt des Transistors im Verstärker beeinflussen und selbst von einem (unerwünschten) Gleichstrom durchflossen.
- (b) Der Emitterkondensator beim Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung dient dazu, eine (gleichstrommäßig gewollte) Gegenkopplung durch den Emitterwiderstand wechselstrommäßig zu verhindern.
- (c) Das Eingangssignal des Wechselspannungsverstärkers wird einem Transistoranschluss zugeführt; das Ausgangssignal wird an einem zweiten Transistoranschluss abgegriffen. Die Grundschialtung ist nach dem dritten Anschluss benannt. In der Regel ist dieser unmittelbar oder mittels Kondensator auf ein festes Potential gelegt.

- (d) Emitterschaltung

$$u_{be} = r_{be} \cdot i_b + v_r \cdot u_{ce} \approx r_{be} \cdot i_b$$

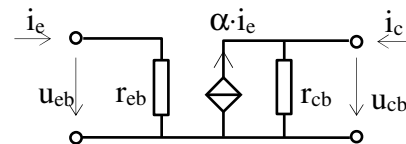
$$i_c = \beta \cdot i_b + (1/r_{ce}) \cdot u_{ce}$$



Basisschaltung

$$u_{eb} \approx r_{eb} \cdot i_e$$

$$i_c = -\alpha \cdot i_e + (1/r_{cb}) \cdot u_{cb} \approx -\alpha \cdot i_e$$



- (e) Die Vierpolparameter erhält man aus der Steigung der Transistorkennlinien im Arbeitspunkt; den Eingangswiderstand r_{be} aus der Eingangskennlinie; die Stromverstärkung β aus der Übertragungskennlinie $I_C = f(I_B)$; den Ausgangswiderstand aus der Ausgangskennlinie.

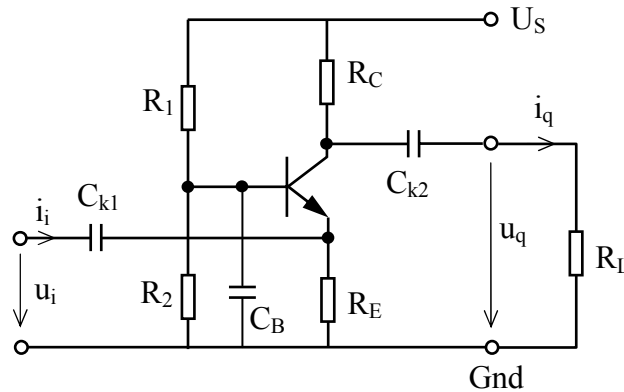
Für NF-Transistor finden sich häufig Angaben der Vierpolparameter für einen bestimmten Arbeitspunkt im Datenblatt. Für einen abweichenden Arbeitspunkt müssen diese Vierpolparameter mittels Korrekturfaktoren (aus Kennlinien zu entnehmen) umgerechnet werden.

- (f) Die Vierpolparameter für die Basisschaltung lassen sich aus denen der

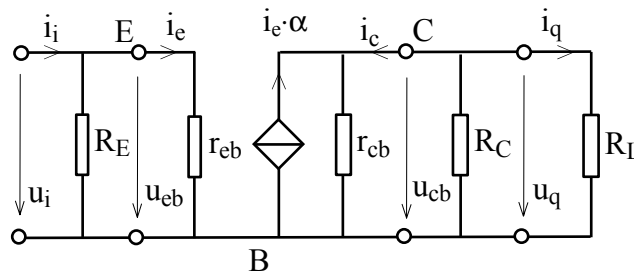
Emitterschaltung errechnen mit Hilfe der Beziehung
$$h_{xyb} = \frac{h_{xye}}{\beta + 1}$$

Aufgabe 11-2 Auswahl einer Transistorgrundschaltung

- (a) Basisschaltung
(b) Stromlaufplan



- (c) WS-Ersatzschaltbild



- (d) $R_{\text{ein}} = R_E // r_{eb}$ $R_{\text{aus}} = r_{cb} // R_C \approx R_C$

$$V_U = \frac{\alpha \cdot R_{\text{aus}} // R_L}{r_{eb}} \approx \frac{\alpha \cdot R_C // R_L}{r_{eb}} \quad V_I = V_U \cdot \frac{R_{\text{ein}}}{R_L} \quad V_P = V_U \cdot V_I$$

- (e) $R_E = \frac{r_{eb} \cdot R_{\text{ein}}}{r_{eb} - R_{\text{ein}}} = 178 \Omega$ $R_C = \frac{R_L \cdot r_{eb} \cdot V_U}{\alpha \cdot R_L - r_{eb} \cdot V_U} = 10,77 \text{ k}\Omega$

Aufgabe 11-3 Analyse eines Wechselspannungsverstärkers

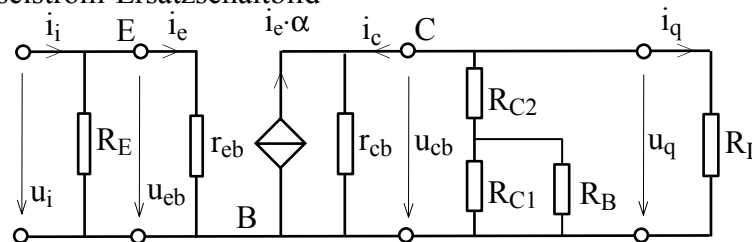
- (a) $U_S - (I_C + I_B) \cdot (R_{C1} + R_E) - I_B \cdot R_B - U_{BE} = 0$

$$I_B = \frac{U_S - U_{BE}}{R_B + (B+1) \cdot (R_{C1} + R_E)} = 13,72 \mu\text{A}$$

$$I_C = B \cdot I_B = 2,33 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = U_S - (I_C + I_B) \cdot (R_{C1} + R_E) - I_C \cdot R_{C2} = 6,05 \text{ V}$$

- (b) Wechselstrom-Ersatzschaltbild



- (c) $r_{eb} = r_{be} / (\beta + 1) = 13,7 \Omega$
 $r_{cb} = r_{ce} \cdot (\beta + 1) = 16,1 \text{ M}\Omega$

$$\alpha = \beta / (\beta + 1) = 0,994$$

- (d) $R_{\text{ein}} = R_E // r_{eb} = 13,47 \Omega$

$$R_{\text{aus}} \approx R_{C2} + (R_{C1} // R_B) = 2993 \Omega$$

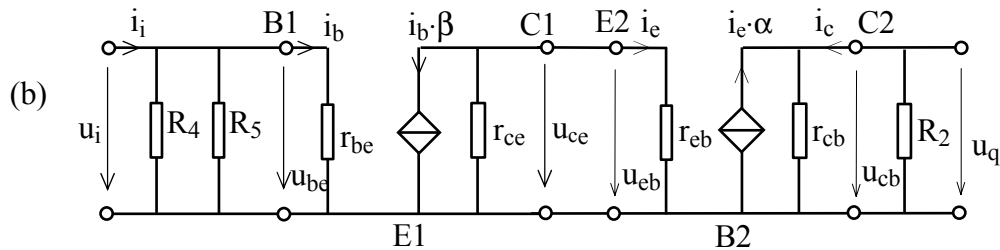
$$V_U = \frac{\alpha \cdot R_{\text{aus}} // R_L}{r_{eb}}$$

$$V_U = 108,7 \text{ für } R_L = 3 \text{ k}\Omega$$

$$V_{U0} = 217 \text{ für } R_L \rightarrow \infty$$

Aufgabe 11-4 Verstärker in Kaskodeschaltung

- (a) T_1 in Emitterschaltung
 T_2 in Basisschaltung



- (c) $r_{eb} = r_{be}/(\beta+1) = 33,1 \, \Omega$
 $\alpha = \beta/(\beta+1) = 0,994$
 $r_{cb} = r_{ce} \cdot (\beta+1) = 18 \, \text{M}\Omega$
- (d) $V_{U0} = \frac{-\beta \cdot (r_{ce}/r_{eb})}{r_{be}} \cdot \frac{\alpha \cdot (r_{cb}/R_2)}{r_{eb}} \approx \frac{-\beta \cdot r_{eb}}{r_{be}} \cdot \frac{\alpha \cdot R_2}{r_{eb}} = -\alpha \cdot \beta \cdot \frac{R_2}{r_{be}} = 358$

C.12 Transistor als Schalter (zu Abschnitt 12)

Aufgabe 12-1 Berechnung einer Speicherzeit

Berechnung der Zeitkonstanten aus den Datenblattangaben:

Für $I_C = -500 \, \text{mA}$ gilt $B = 73 \approx B_0$.

Damit wird $I_{B0} \approx I_{C1}/B_0 = -6,85 \, \text{mA}$ und

$$\ddot{u} = \frac{I_{B1}}{I_{B0}} = \frac{-50 \text{mA}}{-6,85 \text{mA}} = 7,3 \quad \text{und} \quad a = \frac{-I_{B2M}}{I_{B0}} = \frac{-50 \text{mA}}{-6,85 \text{mA}} = 7,3$$

$$\tau_E = t_f / \ln \frac{a+0,9}{a+0,1} = 487 \text{ns}$$

$$\tau_S = (t_S - \tau_E \cdot \ln \frac{a+1}{a+0,9}) / \ln \frac{a+\ddot{u}}{a+1} = 609 \text{ns}$$

Berechnung der Speicherzeit für den vorgesehenen Schaltvorgang:

Für $I_C = -1 \, \text{A}$ gilt $B = 50 \approx B_0$.

Damit wird $I_{B0} \approx I_{C1}/B_0 = -20 \, \text{mA}$ und

$$\ddot{u} = \frac{I_{B1}}{I_{B0}} = \frac{-50 \text{mA}}{-20 \text{mA}} = 2,5 \quad \text{und} \quad a = \frac{-I_{B2M}}{I_{B0}} = \frac{-100 \text{mA}}{-20 \text{mA}} = 5$$

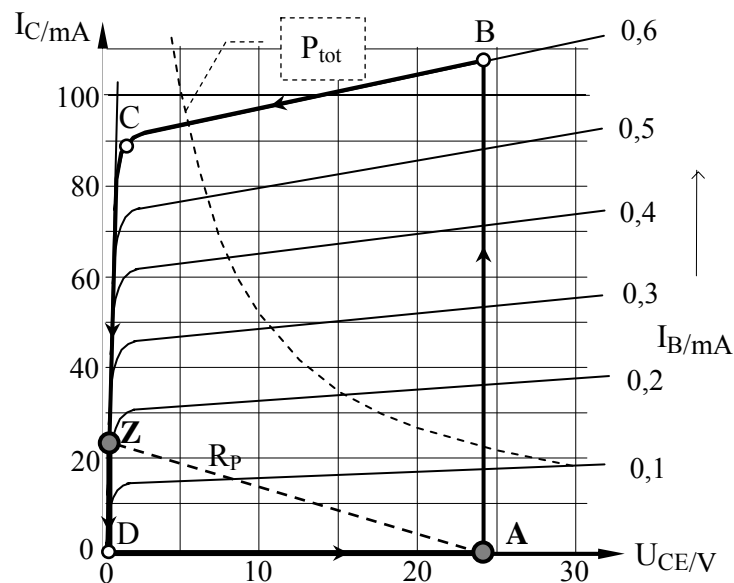
$$t_S = \tau_S \cdot \ln \frac{a+\ddot{u}}{a+1} + \tau_E \cdot \ln \frac{a+1}{a+0,9} = 136 \text{ns} + 8 \text{ns} = 144 \text{ns}$$

Aufgabe 12-2 Transistor mit kapazitiver Last

- (a) $I_{B1} = 0,6 \text{ mA}$
 (b) siehe Zeichnung

- (c) A-B: schnell
 B-C: langsam
 C-Z: schnell
 Z-D: schnell
 D-A: langsam

- (d) $I_{C\max} = 108 \text{ mA}$



Aufgabe 12-3 Allgemeine Fragen zum Schalttransistor

- (a) Die Sättigungsgrenze ist ein Betriebszustand des Transistors, bei dem $U_{CE} = U_{BE}$ und damit $U_{CB} = 0$ ist, also keine Sperrspannung mehr an dem Kollektor-Basis-Übergang vorliegt. Wegen der intern noch vorliegenden Diffusionsspannung an diesem pn-Übergang werden die vom Emitter in die Basis eindiffundierten Ladungsträger noch zum Kollektor abgesaugt, der Transistor arbeitet noch annähernd mit seiner normalen Stromverstärkung. Sinkt U_{CE} unter U_{BE} ab, können nicht mehr alle Minoritätsträger zum Kollektor abgesaugt werden, die Stromverstärkung des Transistors sinkt deutlich ab.
- (b) Der Übersteuerungsfaktor \bar{u} gibt an, um welchen Faktor der Basisstrom I_{B1} des Transistors im eingeschalteten Zustand größer ist, als der Basisstrom I_{B0} , mit dem die Sättigungsgrenze erreicht wird.
- (c) Beim schnellen Umschalten eines Transistors von der Sättigung in den Sperrbetrieb tritt kurzzeitig ein Basisstrom in „Sperrrichtung“ auf, mit dem die in der Basiszone vorhandene Minoritätsträgerladung „ausgeräumt“ wird. Der Ausräumfaktor gibt an, um welchen Faktor der Ausräumstrom I_{B2M} größer ist als der Strom I_{B0} , mit dem die Sättigungsgrenze erreicht wird.
- (d) Wird der Basisstrom eines in der Sättigung (übersteuert) betriebenen Transistors plötzlich ausgeschaltet, so fließt der Kollektorstrom solange unverändert weiter, bis die Speicherladung in der Basiszone abgebaut ist und etwa die Verhältnisse an der Sättigungsgrenze erreicht sind.
- (e) Die Speicherzeit lässt sich verhindern durch Vermeidung des gesättigten Betriebes. Sie lässt sich bei gesättigtem Betrieb reduzieren durch geringe Übersteuerung und kräftiges Ausräumen beim Ausschalten.
- (f) Sowohl die Einschaltzeit als auch die Ausschaltzeit lassen sich minimieren durch dynamisches Ansteuern beim Ein- bzw. Ausschalten.

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

- (g) Der Schalttransistor wird vor Überspannungen beim Schalten einer induktiven Last geschützt durch Begrenzung der induktiven Gegenspannung mittels Freilaufdiode, Z-Diode oder RC-Beschaltung.
- (h) Der Schalttransistor wird vor zu hohen Strömen beim Schalten einer kapazitiven Last geschützt durch einen strombegrenzenden Widerstand in Reihe zur Kapazität.
- (i) Die Ladungsträgerlaufzeit durch die Basiszone eines Transistors hängt von der Basisweite ab und ist unabhängig von der Größe des Kollektorstromes.

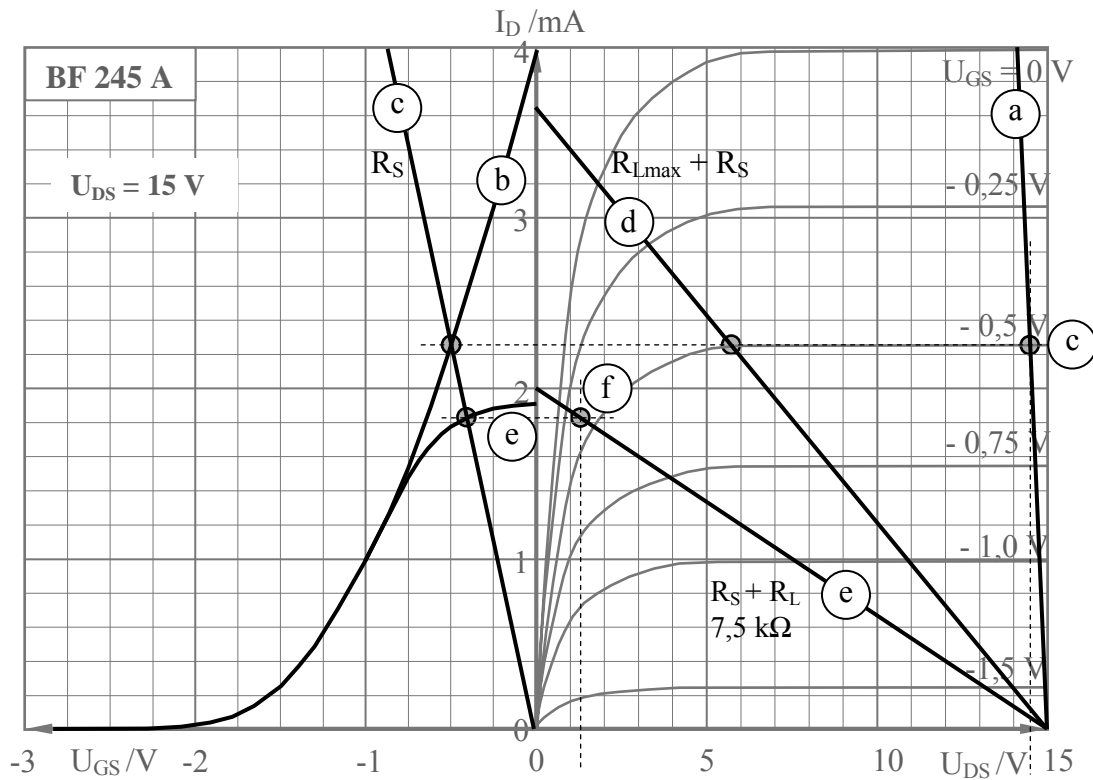
C.13 Feldeffekttransistor (zu Abschnitt 13)

Aufgabe 13-1 Allgemeine Fragen

- (a) Der Kanalwiderstand beim Sperrschicht-FET wird durch Änderung des Kanalquerschnitts gesteuert.
- (b) Die Pinch-Off-Spannung ist jene Sperrspannung an dem Gate-Kanal-pn-Übergang des J-FET, bei dem der Kanal gerade vollständig abgeschnürt wird.
- (c) Die Drain-Source-Spannung fällt entlang des Stromkanals ab. Die Potentialdifferenz und die dadurch verursachte Ausdehnung der Raumladungszone zwischen Gatezone und Stromkanal ist in Drainnähe am größten. Bei hinreichend großer Drain-Source-Spannung führt dies zur völligen Abschnürung des Stromkanals in Drain-Nähe.
- (d) Beim IG-FET oder MOS-FET wird der Kanalwiderstand durch Steuerung der Leitfähigkeit im Kanal (Steuerung der Konzentration beweglicher Ladungsträger) gesteuert.
- (e) Beim IG-FET werden die Majoritätsträger im Kristall unter dem Gate verdrängt, die Minoritätsträger jedoch angereichert. Unter dem Gate entsteht auf diese Weise ein, durch eine ladungsträger-freie Zone (Raumladungszone) vom Rest des Kristalls isolierter, leitfähiger Kanal von Minoritätsträgern (Inversionskanal).
- (f) Beim FET vom Anreicherungstyp entsteht ein leitfähiger Kanal erst durch Anlegen einer geeigneten Steuerspannung (z.B. Entstehung eines Inversionskanals bei ausreichender Gate-Spannung $|U_{GS}| > |U_{TO}|$)
- (g) Bei Verarmungstypen besteht ein leitfähiger Kanal ohne Anlegen einer Steuerspannung. Durch eine geeignete Gatespannung kann die Leitfähigkeit reduziert werden (bis zur völligen Sperrung des Kanals)
- (h) Ein Sperrschicht-FET ist als Analogschalter geeignet, weil er einerseits vollständig gesperrt werden kann und andererseits im leitenden Zustand keine Schwellspannung besitzt, sondern nur einen niederohmigen Widerstand darstellt.

Aufgabe 13-2

Konstantstromquelle



- (a) Arbeitsgerade für $R_L = 0$ im Ausgangskennlinienfeld
- (b) Arbeitssteuerkennlinie für $R_L = 0$
- (c) $R_L = 0$: $I_D = 2,25 \text{ mA}$; $U_{DS} = 14,5 \text{ V}$
- (d) $I_D = 2,25 \text{ mA} = \text{konstant}$ für $0 \leq R_L \leq 3,9 \text{ k}\Omega$
- (e) Arbeitssteuerkennlinie für $R_L = 7278 \Omega$
- (f) $R_L = 7278 \Omega$: $I_D = 1,83 \text{ mA}$; $U_{DS} = 1,3 \text{ V}$

Aufgabe 13-3

FET als Analogschalter

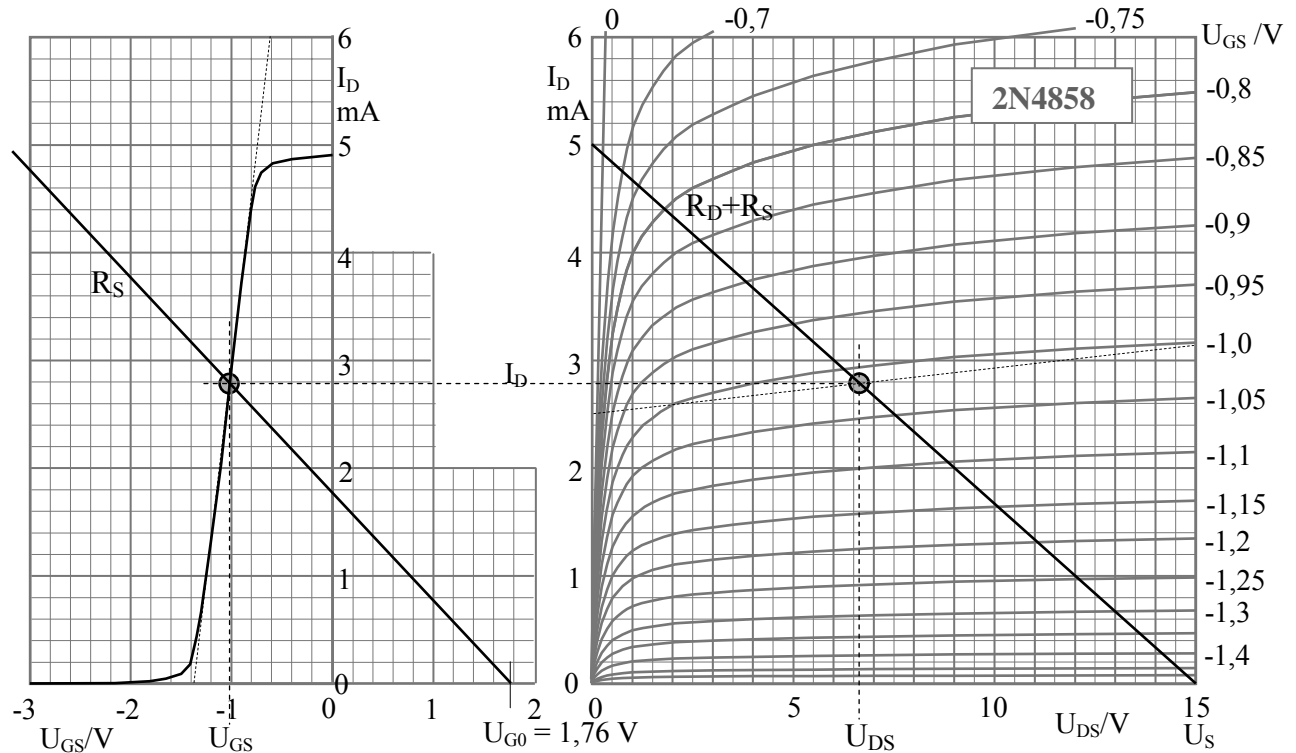
- (a) $u_{st} = +15 \text{ V}$: Variante A: $u_I = u_G \cdot (R_L + r_{DSon}) / (R_{iG} + R_L + r_{DSon}) = 9,975 \text{ V}$
 $u_Q = u_G \cdot R_L / (R_{iG} + R_L + r_{DSon}) = 9,960 \text{ V}$
 Variante B: wie Variante A
- (b) $u_{st} = -15 \text{ V}$: Variante A: $u_I = u_G - R_{iG} \cdot (u_G - u_{st}) / (R_G + R_{iG}) = 9,990 \text{ V}$
 $u_Q = 0$
 Variante B: $u_I = 10,000 \text{ V}$
 $u_Q = -1,714 \text{ V}$

Aufgabe 13-4

Wechselspannungsverstärker mit FET

- (a) Grafische Ermittlung des Arbeitspunktes

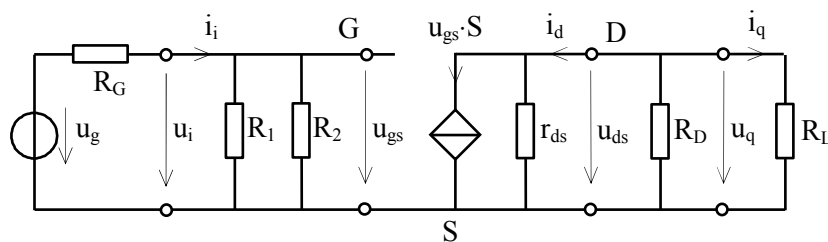
$$U_{G0} = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1,76 \text{ V}$$



Aus der Grafik lassen sich folgende Werte ablesen:

$$I_D = 2,78 \text{ mA}; U_{DS} = 7,3 \text{ V}; U_{GS} = -1,02 \text{ V}$$

- (b) Wechselstromersatzschaltbild des Verstärkers



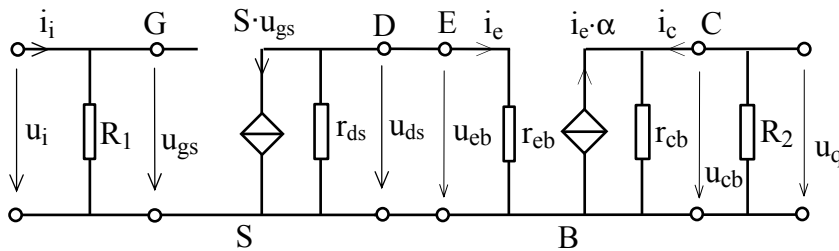
- (c) $S = \Delta I_D / \Delta U_{GS} = 6 \text{ mA} / 0,75 \text{ V} = 8 \text{ mS}$
 $r_{ds} = \Delta U_{DS} / \Delta I_D = 15 \text{ V} / 0,63 \text{ mA} = 23,8 \text{ k}\Omega$
 $V_U = -S \cdot (r_{ds} // R_D // R_L)$

Leerlauf: $V_{U0} = -14,76$
 Mit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$: $V_U = -7,68$

Aufgabe 13-5

Verstärker mit FET in Kaskodeschaltung

(a) Wechselstromersatzschaltbild



(b) Vierpolparameter für die Basisschaltung

$$r_{eb} = r_{be}/(\beta+1) = 24,88 \, \Omega$$

$$\alpha = \beta/(\beta+1) = 0,995$$

$$r_{cb} = r_{ce} \cdot (\beta + 1) = 20,1 \text{ M}\Omega$$

(c) Spannungsverstärkung

$$V_{U0} = -S \cdot (r_{ds}/r_{eb}) \cdot \frac{\alpha \cdot (r_{cb}/R_2)}{r_{eb}} \approx -S \cdot r_{eb} \cdot \frac{\alpha \cdot R_2}{r_{eb}} = -S \cdot \alpha \cdot R_2 = -59,7$$

C.14 Aufbau und Funktionsweise des Operationsverstärkers (zu Abschnitt 14)

- (a) Die meisten Operationsverstärker besitzen einen Differenzeingang, damit die Differenz von Masse unabhängiger Spannungen gemessen werden kann.
- (b) Die Eingangs-Gleichtaktspannung ist die Spannung der beiden auf (etwa) gleichem Potential liegenden Eingänge gegenüber Masse.
- (c) Die Eingangs-Offsetspannung ist jene Eingangsspannung, die zu Ausgangsspannung $U_Q = 0$ führt.
- (d) Der Offsetstrom ist die Differenz der beiden Eingangsströme.
- (e) Die Kaskodeschaltung ist eine Verstärkerschaltung aus zwei direkt gekoppelten Transistoren. Der Eingangstristor wird in Emitterschaltung (oder Kollektorschaltung), der Ausgangstristor in Basisschaltung betrieben. Die Kaskodeschaltung verbindet den hohen Eingangswiderstand von Emitter- bzw. Kollektorschaltung mit der großen Bandbreite der Basisschaltung.
- (f) Bipolare integrierte Schaltungen werden vorzugsweise mit npn-Transistoren realisiert. Hierbei werden Basis und Emitter in aufeinander folgenden Prozessschritten in einen n-dotierten Kristall eindiffundiert. Die Schichtenfolge ist vertikal. Der Strom durch die Basiszone fließt senkrecht zur Kristalloberfläche.
Sollen auf demselben Kristall auch pnp-Transistoren hergestellt werden, so können Emitter und Kollektor im Rahmen der Basis-p-Diffusion in dem n-dotierten Kristall nebeneinander erzeugt werden. Die Schichtenfolge ist horizontal. Der Strom durch die Basis fließt parallel zur Oberfläche. Die Stromverstärkung dieses sog. Lateraltransistors ist wegen der geringen Dotierungskonzentration des Emitters niedrig; die Durchbruchspannung beider pn-Übergänge ist hoch.
- (g) Die Slew Rate ist die höchste mögliche Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung eines Operationsverstärkers. Die Slew Rate begrenzt die Bandbreite des Operationsverstärkers für Großsignalaussteuerung.

C.15 Operationsverstärker-Grundsaltungen (zu Abschnitt 15)

Aufgaben 15-1 Allgemeine Fragen

- (a) Bei der Mitkopplung wird das Ausgangssignal auf den nicht-invertierenden Eingang zurückgeführt
Bei der Gegenkopplung wird das Ausgangssignal auf den invertierenden Eingang zurückgeführt.
- (b) Komparator und Schmitt-Trigger gemeinsam ist, dass das Ausgangssignal zwischen zwei entgegengesetzten Extremwerten umschaltet, wenn das Eingangssignal eine bestimmte Schwellspannung über- oder unterschreitet.
Unterschiede bestehen darin, dass der Komparator ohne Rückkopplung nur mit seiner Leerlaufverstärkung arbeitet, während der Schmitt-Trigger eine Mitkopplung beinhaltet. Der Komparator besitzt daher nur eine einzige, von der Ausgangsspannung unabhängige Schaltschwelle. Wird diese nur sehr langsam durchlaufen, dann erfolgt das Umschalten des Ausgangssignals nicht mehr sprunghaft sondern langsam. Der Schmitt-Trigger besitzt zwei unterschiedliche, vom Ausgangssignal abhängige Schaltschwellen mit Hysterese. Durch den Mitkopplungseffekt erfolgt das Umschalten des Ausgangssignales immer sprunghaft (mit der durch die Slew Rate vorgegebenen maximalen Geschwindigkeit).
- (c) Komparator und Schmitt-Trigger schalten am Ausgang um, wenn sich die Polarität der Eingangsdifferenzspannung ändert, wenn also der Spannungswert $U_{ID} = 0 \text{ V}$ durchlaufen wird (Nulldurchgang der Eingangsdifferenzspannung des Operationsverstärkers)
Ein gegengekoppelter Verstärker hält seine Eingangsdifferenzspannung stets automatisch auf $U_{ID} \approx 0 \text{ V}$, solange dies mit den möglichen Ausgangsspannungswerten möglich ist.
- (d) Eine Hysterese tritt beim Schmitt-Trigger auf. Die Hysterese besteht darin, dass der Schmitt-Trigger in Abhängigkeit von seinen zwei unterschiedlichen Ausgangsspannungswerten zwei unterschiedliche Schaltschwellen besitzt.
- (e) Auf Grund der Eingangsoffsetspannung regelt der gegengekoppelte Verstärker seine Eingangsdifferenzspannung nicht auf den Wert $U_{ID} = 0,000 \text{ V}$, sondern auf $U_{ID} = U_{I0} \neq 0$. Diese Offsetspannung wird mit dem Verstärkungsfaktor der nicht invertierenden Schaltung verstärkt und führt zu Fehlern der Ausgangsspannung. Manche Operationsverstärker besitzen spezielle Anschlüsse, an denen Potentiometer zur Kompensation der Offsetspannung angeschlossen werden können. In anderen Fällen werden geeignete Spannungen zur Kompensation der Offsetspannung am Eingang addiert.
Die Eingangsströme des Operationsverstärkers verursachen (Fehl-)Spannungen an den angeschlossenen externen Schaltungsteilen. Durch gleiche Innenwiderstände der an beiden Eingängen angeschlossenen Netzwerke werden Fehler durch gleich große Eingangsströme eliminiert. Fehler durch den Offsetstrom (Differenz der Eingangsströme) werden hiervon nicht erfasst. Eine Reduzierung der Fehler durch Offsetströme ist nur durch Vermeidung stark unterschiedlicher Betriebstemperaturen und durch Einsatz von Verstärkern mit geringen Offsetströmen möglich.
- (f) Die Schleifenverstärkung \underline{V}_S eines rückgekoppelten Operationsverstärkers gibt an, mit welchem Verstärkungsfaktor V_S und welcher Phasenlage φ_S ein ohne äußeres Eingangssignal entstehendes Differenzeingangssignal u_{ID} nach Verstärkung durch den Operationsverstärker und Rückkopplung über das Rückkopplungsnetzwerk auf den

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

Differenzeingang zurückwirkt. Die Schleifenverstärkung ergibt sich aus dem Produkt aus der komplexen Leerlaufverstärkung \underline{V}_{U0} des Operationsverstärkers und dem komplexen Rückkopplungsfaktor \underline{K} des Rückkopplungsnetzwerks ($\underline{V}_S = \underline{V}_{U0} \cdot \underline{K}$).

- (g) Operationsverstärker bestehen grundsätzlich aus mehreren Verstärkerstufen. Jede dieser Verstärkerstufen zeigt Tiefpassverhalten. Ein nicht frequenzkompensierter Operationsverstärker zeigt daher neben einer ersten oberen Grenzfrequenz mit anschließendem Verstärkungsabfall um 20 dB/Dekade weitere Eckfrequenzen mit darauf folgendem Verstärkungsabfall um 40 bzw. 60 dB/Dekade. Da jeder Tiefpass oberhalb seiner Grenzfrequenz zu einer Phasendrehung um -90° führt, treten beim Operationsverstärker mit steigender Frequenz nacheinander Phasendrehungen um -90° , -180° und -270° auf. Treten Phasendrehungen von -180° oder mehr bereits unterhalb der Transitfrequenz des Verstärkers ($V_{U0}(f_T) = 1$) auf, so treten bei Gegenkopplung (gleichbedeutend mit einer weiteren Phasendrehung um -180°) Phasendrehungen um -360° und mehr auf. Damit wird aus einer Gegenkopplung eine Mitkopplung und der Verstärker zeigt selbst-erregte, unkontrollierte Schwingungen.
- (h) Durch geeignete Beschaltungen wird der Frequenzgang von Operationsverstärker oder Rückkopplungsnetzwerk so korrigiert, dass die zweite Eckfrequenz erst oberhalb der Transitfrequenz auftritt. Damit treten zu Mitkopplungseffekten führende Phasendrehungen erst oberhalb der Transitfrequenz auf und führen nicht zum selbst erregten Schwingen.
- (i) Die Phasenreserve ist der Abstand der Phasendrehung des gegengekoppelten Verstärkers von dem Wert -360° bei der Transitfrequenz der Gesamtschaltung. Die Phasenreserve sollte mindestens 45° betragen.
- (j) Typische frequenzkorrigierte (frequenzkompensierte) Operationsverstärker besitzen eine sehr niedrige Grenzfrequenz (z.B. 10 Hz). Oberhalb dieser Grenzfrequenz fällt die Leerlaufverstärkung mit -20 dB/Dekade bis zur zweiten Eckfrequenz, die oberhalb der Transitfrequenz liegt. Damit lässt sich eine Phasenreserve von 90° erreichen, so dass unkontrollierte Schwingungen sicher vermieden werden.

Aufgabe 15-2 **Subtrahierer**

Für einen Subtrahierer nach Abbildung 15-14 gilt laut Aufgabenstellung

$$U_Q \approx (U_2 \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_4}{R_1} - U_1 \cdot \frac{R_3}{R_1}) = 3 \cdot U_2 - 10 \cdot U_1$$

Durch Koeffizientenvergleich erhält man: $R_3 = 10 \cdot R_1$
und damit $8 \cdot R_4 = 3 \cdot R_2$

Wählt man $R_1/R_3 = R_2/R_4$ zur Vermeidung von Fehlern durch die Verstärkereingangsströme, so erhält man weiterhin: $10 \cdot R_1 = 3 \cdot R_2$

Insgesamt gilt also: $10 \cdot R_1 = 3 \cdot R_2 = R_3 = 8 \cdot R_4$

Für den Subtrahierer werden daher folgende Widerstandswerte eingesetzt:

$$\mathbf{R_1 = 2,4 \, k\Omega; \quad R_2 = 8 \, k\Omega; \quad R_3 = 24 \, k\Omega; \quad R_4 = 3 \, k\Omega}$$

Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

Aufgabe 15-3 PI-Regler

(a) Für einen PI-Regler gemäß Abbildung 15-29 gilt:

$$u_Q(t) \approx - \left\{ u_I(t) \cdot \frac{R_F}{R_1} + \frac{1}{R_1 \cdot C_F} \cdot \int_0^t u_I(t) \cdot dt \right\} = - \left\{ u_I(t) \cdot 3 + \frac{1}{5s} \cdot \int_0^t u_I(t) \cdot dt \right\}$$

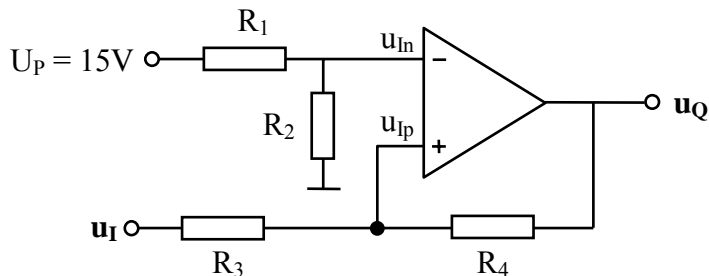
Damit wird $R_F/R_1 = 3$ und $R_1 \cdot C_F = 5s$.

Mit $C_F = 10 \mu F$ erhält man: **$R_1 = 500 \text{ k}\Omega$** und **$R_F = 1,5 \text{ M}\Omega$**

(b) Mit $u_Q(t) = - \left\{ 3 \cdot u_I(0) + \frac{1}{5s} u_I(0) \cdot t \right\} = 3 \cdot 1V + \frac{1V}{5s} \cdot t = 5V$

erhält man **$t = 10s$**

Aufgabe 15-4 Schmitt-Trigger



Die Schaltbedingung für diesen Schmitt-Trigger lautet: $u_{Ip} = u_{In}$

Aus der Gleichung $u_{Ip} = u_I \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \pm U_{QM} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} = U_P \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = u_{In}$

ergibt sich $u_{I1,2} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot \left\{ U_P \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \mp U_{QM} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right\}$

Aus den vorgegebenen Werten von **$R_4 = 220 \text{ k}\Omega$** und Hysterese $2 \cdot U_{QM} \cdot \frac{R_3}{R_4} = 100mV$

erhält man **$R_3 = 786 \Omega$**

Die beiden Schaltschwellen liegen symmetrisch zu

$$U_{Ref} = U_P \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_2}{R_4} = +150mV$$

Mit einem frei gewählten **$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$** und den Werten von R_3 und R_4 erhält man damit

$R_1 = 120 \text{ k}\Omega$

C.16 Operationsverstärker-Schaltungen (zu Abschnitt 16)

Aufgabe 16-1 Funktionsgenerator

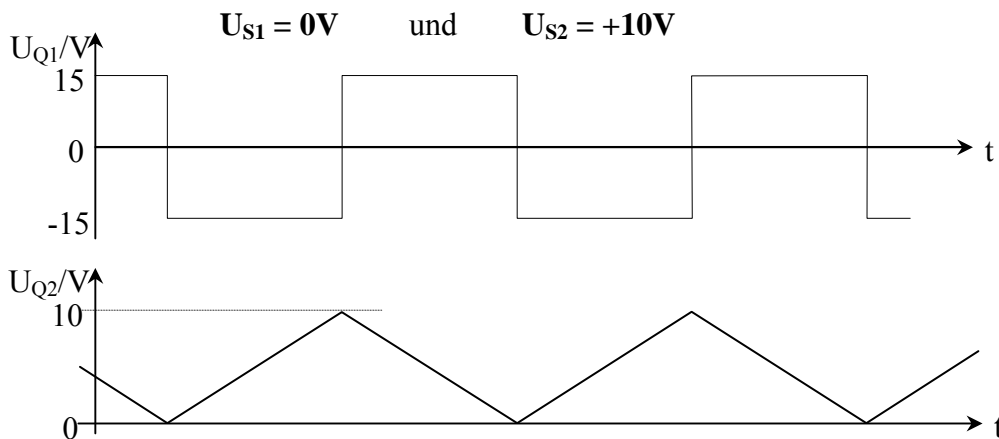
- (a) Am Ausgang des Schmitt-Triggers entsteht eine Rechteckschwingung, am Ausgang des Integrators eine Dreiecksspannung.

- (b) Berechnung der Schaltschwellen des Schmitt-Triggers:

$$\text{Aus } U_I \cdot \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} + U_N \cdot \frac{R_1 // R_3}{R_2 + R_1 // R_3} \pm U_{QM} \cdot \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_1 // R_2} = 0$$

$$\text{ergibt sich } U_I = \frac{R_1 + R_2 // R_3}{R_2 // R_3} \left\{ -U_N \cdot \frac{R_1 // R_3}{R_2 + R_1 // R_3} \mp U_{QM} \cdot \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_1 // R_2} \right\}$$

Damit ergeben sich die Schaltschwellen:

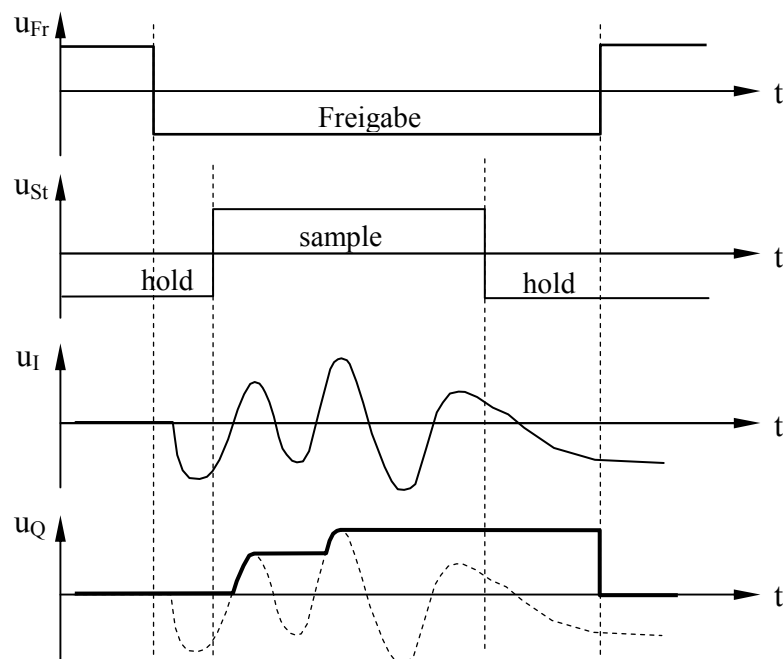


- (c) Berechnung der Periodendauer
(2 x Dauer der Umladung von C zwischen den Schaltschwellen des Schmitt-Triggers)

$$T = 2 \cdot \frac{C \cdot \Delta U}{U_{QM} / R_4} = 2 \cdot \frac{10^{-6} \text{ As/V} \cdot 10V}{15V / 15 \cdot 10^3 \Omega} = 20ms$$

Aufgabe 16-2

Maximalwert - Sample & Hold Verstärker



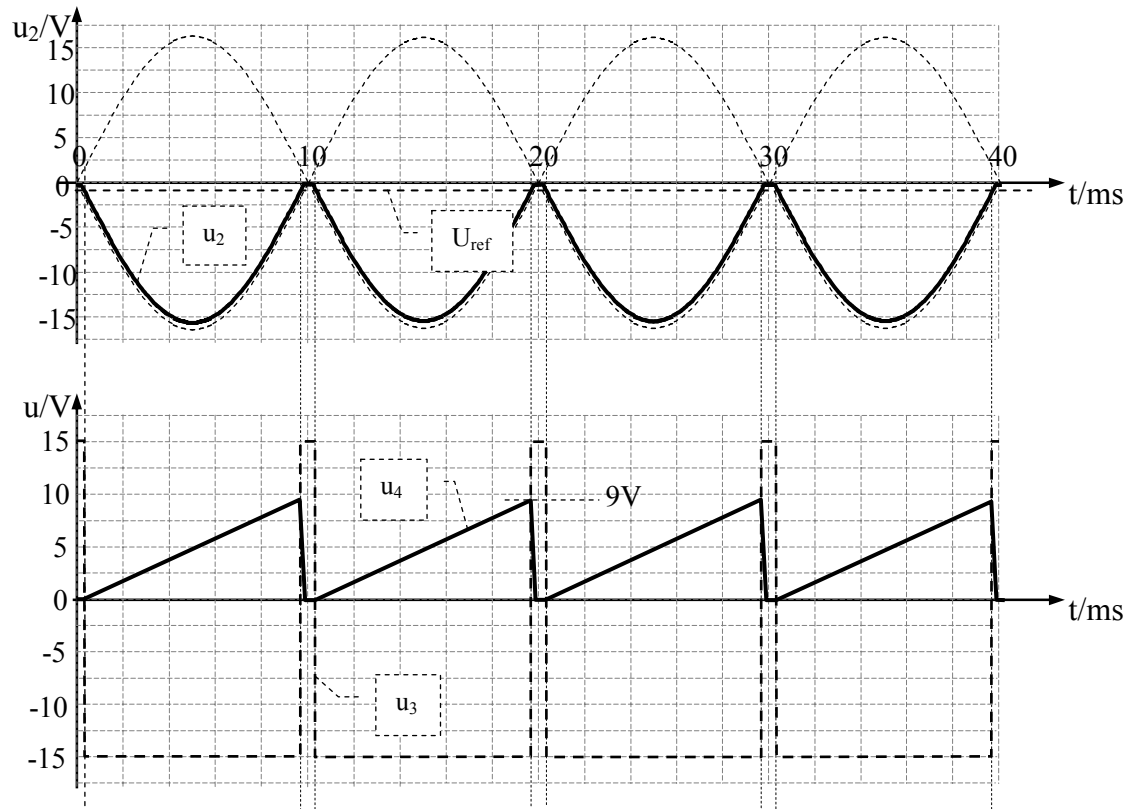
Anhang C – Lösungen zu den Übungsaufgaben

Aufgabe 16-3

Netzsynchronisierung

- (a) FE1: Netzgleichrichter ohne Glättung
 FE2: Komparator
 FE3: Integrator
 FE4: Analogschalter zum Entladen des Integrationskondensators

(b) und (c)



Aufgabe 16-4

Dividierer mit R-2R-Netzwerk

- (a) $U_{in} \approx 0V$ (Virtueller Nullpunkt)
- (b) Der Strom bleibt unverändert.
- (c)
$$-\frac{u_I}{R_1} = i_\Sigma = 0 + \frac{u_Q/2}{2 \cdot R} + 0 + \frac{u_Q/8}{2 \cdot R} = \frac{u_Q}{2 \cdot R} \cdot \frac{5}{8}$$
 Daraus ergibt sich
$$u_Q = -u_I \cdot \frac{R}{R_1} \cdot \frac{16}{5} = -6,4V$$
- (d)
$$-\frac{u_I}{R_1} = i_\Sigma = \frac{u_Q}{2 \cdot R} + \frac{u_Q/2}{2 \cdot R} + \frac{u_Q/4}{2 \cdot R} + \frac{u_Q/8}{2 \cdot R} = \frac{u_Q}{2 \cdot R} \cdot \frac{15}{8}$$
 Daraus ergibt sich
$$u_Q = -u_I \cdot \frac{R}{R_1} \cdot \frac{16}{15} = -2,133 V$$

C.17 Leistungs-Halbleiterbauelementen (zu Abschnitt 17)

Aufgabe 17-1 Phasenanschnittsteuerung

$$U_{\text{RMS}\alpha} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{U}^2 \cdot \sin^2 \varphi \cdot d\varphi} = \sqrt{\frac{\hat{U}^2}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} [1 - \cos(2\varphi)] \cdot d\varphi}$$

$$U_{\text{RMS}\alpha} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot [\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2}]}$$

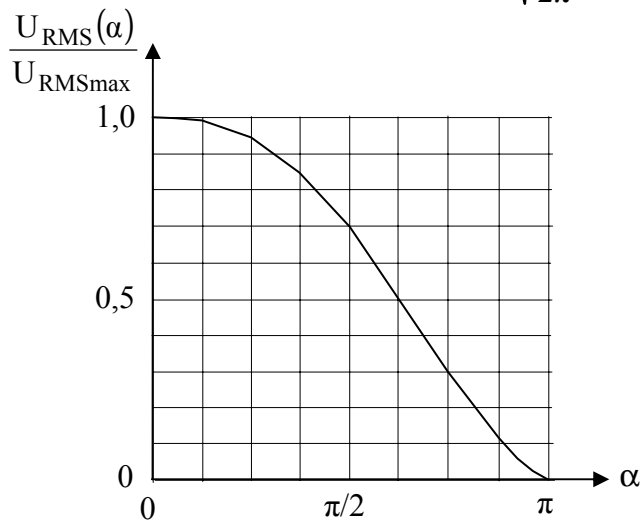
$$\alpha = 0: \quad U_{\text{RMS}\alpha} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (\pi)} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \approx 0,707 \cdot \hat{U} = U_{\text{RMSmax}}$$

$$\alpha = \frac{\pi}{4}: \quad U_{\text{RMS}\alpha} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot [\frac{3\pi}{4} + \frac{\sin(\pi/2)}{2}]} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{3}{8} + \frac{1}{4\pi}} \approx 0,674 \cdot \hat{U}$$

$$\alpha = \frac{\pi}{2}: \quad U_{\text{RMS}\alpha} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{2}} = 0,5 \cdot \hat{U}$$

$$\alpha = \frac{3\pi}{4}: \quad U_{\text{RMS}\alpha} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot [\frac{\pi}{4} + \frac{\sin(3\pi/2)}{2}]} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{1}{4\pi}} \approx 0,213 \cdot \hat{U}$$

$$\alpha = \pi: \quad U_{\text{RMS}\alpha} = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot [\pi - \pi + \frac{\sin(2\pi)}{2}]} = 0$$

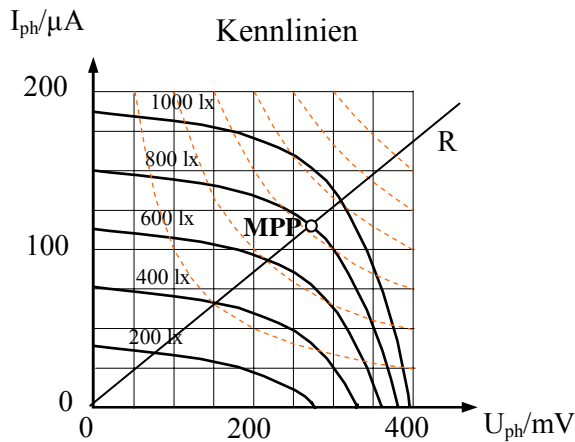


Aufgabe 17-2 Hohe Strombelastbarkeit von IG-FETs

Beim IG-FET erreicht man eine hohe Strombelastbarkeit durch sog. Kurzkanalstrukturen (FET-Strukturen mit Parallelschaltung zahlreicher extrem kurzer Inversionskanäle).

C.18 Optoelektrische Bauelemente (zu Abschnitt 18)

Aufgabe 18-1 Betrieb eines Photoelements im MPP

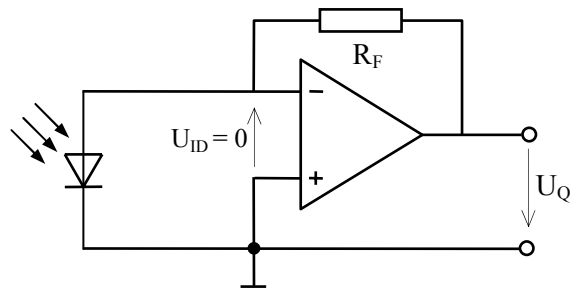


(a) $P_{max} = 115 \mu A \cdot 270 mV = 31 \mu W$

(b) $R = 300 mV / 126 \mu A = 2380 \Omega$

Aufgabe 18-2 Optimale Betriebsweise des Fotoelements zur Lichtmessung

Das Fotoelement muss im Kurzschlussbetrieb eingesetzt werden.



Aufgabe 18-3 Luminiszenzdioden

Silizium ist ein indirekter Halbleiter. Die Rekombination von Elektronen und Löchern erfolgt dabei über Rekombinationszentren im verbotenen Band oder durch Stoßvorgänge mit Gitteratomen. In beiden Fällen wird Energie in Form von Wärme (Gitterschwingungen), aber nicht in Form von Lichtstrahlung (Photonen) frei.

Aufgabe 18-4 Betriebsspannung von Leuchtdioden

Leuchtdioden haben Durchlassspannungen von $> 1,5 V$.

Aufgabe 18-5 Gradienten(index)faser

Die Lichtgeschwindigkeit in einem Medium ist abhängig vom Brechungsindex. Bei niedrigerem Brechungsindex ist die Lichtgeschwindigkeit höher.

Lichtstrahlen, die in der Gradientenfaser nicht achsparallel laufen, legen daher zwar größere Entfernungen zurück, dies aber vorzugsweise in Gebieten mit größerer Lichtgeschwindigkeit. Dadurch ergeben sich vergleichbare Laufzeiten wie für achsparallele Lichtstrahlen. Es tritt daher nur eine geringe Modendispersion auf.

C.19 Homogene Bauelemente (zu Abschnitt 19)

Aufgabe 19-1 **Verlustleistung von Varistoren**

Bei der Z-Diode wird die Verlustleistung $P_V = \int u_Z \cdot i_Z \cdot dt$ in dem äußerst geringen Volumen der Raumladungszone frei. Hierdurch treten vergleichsweise hohe Sperrschichttemperaturen auf.

Beim Varistor wird die Verlustwärme gleichmäßig über das Gesamtvolumen verteilt freigesetzt. Dabei treten auch bei vergleichsweise hohen Verlustleistungen nur geringe Temperaturerhöhungen auf.

Aufgabe 19-2 **Feldplatte - Hallsonde**

Wegen der sehr viel geringeren Konzentration beweglicher Ladungsträger bewegen sich diese im Halbleiter mit sehr viel höherer Geschwindigkeit als in Metallen (höhere Beweglichkeit der Ladungsträger im Halbleiter).

Je höher die Geschwindigkeit der Ladungsträger ist, umso größer ist die ablenkende Kraft im Magnetfeld. Der Hall-Effekt ist daher bei Halbleitern stärker ausgeprägt als bei Metallen.

Aufgabe 19-3 **Berechnung Hallgenerator**

$$U_2 = \frac{25}{3} \cdot I_1 \cdot B \quad (\text{mit } I_1 \text{ in mA, } B \text{ in T und } U_2 \text{ in mV})$$

Aufgabe 19-4 **Multiplikation mit Hallgenerator**

Der Hallgenerator wird im Luftspalt des Eisenkerns einer Spule untergebracht.

Der Strom I wird durch den Hallgenerator geleitet.

Aus der Spannung U wird ein magnetisches Feld mit der Flußdichte B gewonnen. Hierzu wird (z.B. über einen ohmschen Widerstand) ein zur Spannung U proportionaler Strom I_U erzeugt. Dieser wird durch die Spule mit Eisenkern und Luftspalt geschickt. Die Spule erzeugt im Luftspalt ein magnetisches Feld, dessen Flußdichte B proportional zu I_U und damit zu U ist. Das Magnetfeld durchdringt den Hallgenerator im Luftspalt des Eisenkerns.

Am Hallgenerator kann die Spannung $U_H = k \cdot U \cdot I \sim I_U \cdot I \sim B \cdot I$ gemessen werden.

C.20 Gleichspannungswandler (zu Abschnitt 20)

Aufgabe 20-1 Abwärtswandler / Tiefsetzsteller

(a) $U_{L(\text{ein})} = U_1 - U_{D\text{son}} - U_2 = 20\text{V} - 0,5\text{V} - 12\text{V} = 7,5\text{V}$
 $U_{L(\text{aus})} = -(U_2 + U_F) = -(12\text{V} + 0,3\text{V}) = -12,3\text{V}$

(b) $\Delta I_{L(\text{ein})} = \frac{U_{L(\text{ein})}}{L} \cdot t_{\text{ein}} = 7,5\text{V} \cdot \frac{t_{\text{ein}}}{L}$

$$\Delta I_{L(\text{aus})} = \frac{U_{L(\text{aus})}}{L} \cdot t_{\text{aus}} = 12,3\text{V} \cdot \frac{t_{\text{aus}}}{L}$$

$$\Delta I_{L(\text{ein})} = -\Delta I_{L(\text{aus})}$$

$$\rightarrow 7,5\text{V} \cdot t_{\text{ein}} = 12,3\text{V} \cdot t_{\text{aus}}$$

$$\rightarrow t_{\text{aus}} \approx 0,61 \cdot t_{\text{ein}}$$

$$\rightarrow T = t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}} \approx 1,61 \cdot t_{\text{ein}}$$

$$\rightarrow p = t_{\text{ein}} / T \approx 1 / 1,61$$

$$\rightarrow p \approx 0,62$$

(c) Mit $\Delta i_{L(\text{ein})} = \frac{U_{L(\text{ein})}}{L} \cdot t_{\text{ein}}$, $U_2 \approx U_1 \cdot \frac{t_{\text{ein}}}{T}$, $I_{LAV} = I_2$

$$w = \Delta i_{L(\text{ein})} / I_{LAV} \quad \text{und} \quad I_2 = U_2 / R_L = 0,1 \text{ A}$$

wird $L \approx \frac{U_{L(\text{ein})}}{\Delta I_{L(\text{ein})}} \cdot \frac{U_2}{U_1} \cdot T = \frac{7,5\text{V}}{0,15 \cdot 0,1\text{A}} \cdot \frac{12\text{V}}{20\text{V}} \cdot 20\mu\text{s} = 0,006\text{H} = 6 \text{ mH}$

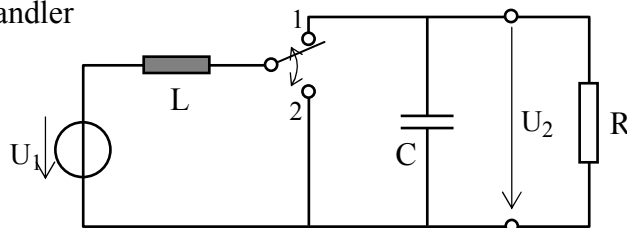
Aufgabe 20-2 Prinzipschaltbilder

(a) Inverswandler

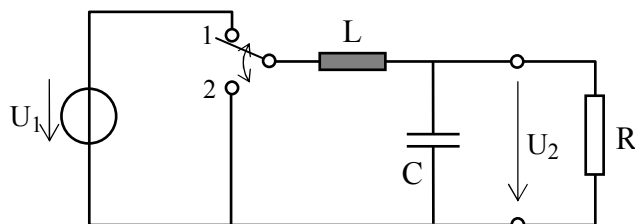
(b) Schalterstellung 1: Leitender FET

Schalterstellung 2: Schottkydiode bei gesperrtem FET

(c) Aufwärtswandler



Abwärtswandler



Aufgabe 20-3 Schaltwandler

- (a) - Wesentlich geringere Verlustleistung, also höherer Wirkungsgrad.
- Nicht nur Abwärts-, sondern auch Aufwärts- und Inverswandlung möglich.
- Geringere Baugrößen bei gleicher Nutzleistung.
- (b) Bei hoher Schaltfrequenz reichen geringe Induktivitäten aus für eine geringe Welligkeit des Drosselstromes.
Bei hoher Schaltfrequenz lassen sich relativ große Induktivitätswerte mit geringer Baugröße der Drosselspule erreichen.
- (c) Schottkydioden sind schnell und besitzen geringe Durchlassspannungen; damit ergeben sich geringe dynamische und statische Verlustleistungen.

C.21 Thermische Probleme (zu Abschnitt 21)

Aufgabe 21-1 Wärmeableitung an einer Diode

$$P_V = I_F \cdot U_F = I_F \cdot (U_{F0} + I_F \cdot r_f) = 1,875 \text{ W}$$
$$\vartheta_{U_{\max}} = \vartheta_{j_{\max}} - R_{th(\text{gesamt})} \cdot P_V = 175^\circ\text{C} - 70 \text{ K/W} \cdot 1,875 \text{ W} = 43,75^\circ\text{C}$$
$$\vartheta_{G_{\max}} = \vartheta_{j_{\max}} - R_{th(\text{innen})} \cdot P_V = 175^\circ\text{C} - 20 \text{ K/W} \cdot 1,875 \text{ W} = 137,5^\circ\text{C}$$

Aufgabe 21-2 Thermische Probleme am Transistor

- (a) $R_{th/oK} = \frac{200^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{3 \text{ W}} = 58,33 \text{ K/W}$
- (b) $\vartheta_j = \vartheta_U + P_V \cdot R_{th/oK} = 80^\circ\text{C} + 2,5 \text{ W} \cdot 58,33 \text{ K/W} = 225,8^\circ\text{C}$
- (c) $R_{th/j-G} = \frac{200^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{117 \text{ W}} = 1,496 \text{ K/W}$
 $R_{th/G-U} = \frac{200^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{50 \text{ W}} - R_{th/j-G} = 1,504 \text{ K/W}$

Aufgabe 21-3 Kühlung mit forcierter Konvektion

- (a) $R_{th/j-G} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_U}{P_V} - R_{th_a} = \frac{175^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{5 \text{ W}} - 10 \text{ K/W} = 16 \text{ K/W}$
- (b) $\vartheta_j = \vartheta_U + P_V \cdot R_{th(\text{gesamt})} = 90^\circ\text{C} + 5 \text{ W} \cdot (16 \text{ K/W} + 20 \text{ K/W}) = 270^\circ\text{C}$

Aufgabe 21-4 Leistungssprung am Transistor

- (a) $P_V = 25 \text{ W}$:
 $\vartheta_{K1} = \vartheta_U + P_{V1} \cdot R_{th/K-U} = 42^\circ\text{C}$
 $\vartheta_{G1} = \vartheta_{K1} + P_{V1} \cdot R_{th/G-K} = 57^\circ\text{C}$
 $\vartheta_{j1} = \vartheta_{G1} + P_{V1} \cdot R_{th/j-G} = 94,5^\circ\text{C}$

 $P_V = 60 \text{ W}$:
 $\vartheta_{K2} = \vartheta_U + P_{V2} \cdot R_{th/K-U} = 65,8^\circ\text{C}$
 $\vartheta_{G2} = \vartheta_{K2} + P_{V2} \cdot R_{th/G-K} = 101,8^\circ\text{C}$
 $\vartheta_{j2} = \vartheta_{G2} + P_{V2} \cdot R_{th/j-G} = 191,8^\circ\text{C}$
- (b) $C = m \cdot c = 712 \text{ Ws/K}$
 $\tau = C \cdot R_{th/K-U} = 484,2 \text{ s}$
- (c) $\vartheta_K(2\tau) = \vartheta_{K1} + (\vartheta_{K2} - \vartheta_{K1}) \cdot [1 - \exp(-2\tau/\tau)] = 62,6^\circ\text{C}$

Anhang D - Verwendete Größensymbole

Größensymbol	Bedeutung	Größe bzw. Einheit
A, α	Transistor-Stromverstärkung in Basisschaltung (<i>Alpha</i>)	
α	Wärmeübergangskoeffizient	W/K·m ²
α	Dämpfungskoeffizient eines LWL	dB/km
α_U	Temperaturkoeffizient einer Spannung	%/K
B, β	Transistor-Stromverstärkung in Emitterschaltung (<i>Beta</i>)	
ϵ	Dielektrizitätskonstante (<i>Epsilon</i>)	As/Vm
ϵ_0	Dielektrizitätskonstante des Vakuums	8,854·10 ⁻¹² As/Vm
ϵ_r	relative Dielektrizitätskonstante (ϵ/ϵ_0)	
η	Wirkungsgrad (<i>Eta</i>)	
Θ	Stromflusswinkel bei Gleichrichterschaltung (<i>Theta</i>)	rad
ϑ	Temperatur (<i>Theta</i>)	°C
ϑ_j	Sperrschichttemperatur	°C
κ	Leitfähigkeit (=1/ ρ) (<i>Kappa</i>)	S·m/mm ²
λ	Wärmeleitzahl (<i>Lambda</i>)	W/K·m
λ	Wellenlänge	µm
μ_n, μ_p	Beweglichkeit der Elektronen / Löcher (<i>My</i>)	cm ² /Vs
ρ	spezifischer Widerstand (<i>Rho</i>)	Ω·mm ² /m
ρ_p, ρ_n	Raumladungsdichte auf der p- bzw. n-Seite des pn-Übergangs	As/cm ³
σ_{SK}	Strahlungskonstante des schwarzen Körpers (<i>Sigma</i>)	5,67·10 ⁻⁸ W·m ⁻² ·K ⁻⁴
τ_B	Ladungsträgerlaufzeit durch die Transistor-Basis (<i>Tau</i>)	s
τ_p, τ_n	mittlere Lebensdauer der Minoritätsträger	s
$\varphi(x)$	elektrisches Potential am Orte x (<i>Phi</i>)	V
Φ_{ph}	abgestrahlte Lichtleistung (<i>Phi</i>)	W
Ω	normierte Frequenz (z.B. ω/ω_g) (<i>Omega</i>)	
ω	Frequenz (<i>Omega</i>)	s ⁻¹
ω_g, f_g	Grenzfrequenz	s ⁻¹ , Hz
a	Ausräumfaktor beim Ausschalten eines Transistors	
ADC	analog digital converter (Analog-Digital-Wandler)	
AP	Arbeitspunkt	
A_U	Spannungsverstärkung (amplification)	
$\underline{A}_{xy}, \underline{B}_{xy}, \underline{Y}_{xy}, \underline{Z}_{xy}, H_{xy}, h_{xy}$	Vierpolparameter	Ω, S, dimensionslos (je nach Parameter)
B	magnetische Flussdichte	T (Tesla)
C_k	Koppelkondensator beim Wechselspannungsverstärker	µF

Anhang D – Verwendete Größensymbole

$c_s, (c_{s0})$	Sperrschichtkapazität pro Fläche	pF/cm ²
$C_s, (C_{s0})$	Sperrschichtkapazität mit (ohne) elektr. Spannung	pF
C_{th}	Wärmekapazität	Ws/K
CMRR	common mode rejection ratio	dB
CTR	current transfer ratio (Stromübertragungsverhältnis)	
d0, d1, d2....d(n)	Digitaleingänge	
D	digitales Datum (digitaler Zahlenwert)	
DAC	digital analog converter (Digital-Analog-Wandler)	
D_ϑ	Temperaturdurchgriff der Dioden-Flussspannung $\Delta U/\Delta \vartheta$	≈ -2 mV/K
$D_n(W), D_p(W)$	Zustandsdichte = Dichte der Energie-Terme	Ladungsträger / cm ³
D_n, D_p	Diffusionskoeffizient $D_n = U_T \cdot \mu_n$ bzw. $D_p = U_T \cdot \mu_p$	cm ² /s
e	Elementarladung	1,6·10 ⁻¹⁹ As
E(x)	elektrische Feldstärke am Orte x	V/cm
E ₁ , E ₂	Eingänge einer Logik-Schaltung	
E _{ph}	Beleuchtungsstärke	lx (Lux)
eV	Energieeinheit „Elektronenvolt“	1 eV = 1,6·10 ⁻¹⁹ Ws
FET	Feldeffekttransistor	
f _T	Transitfrequenz	Hz
S	Vorwärtssteilheit des FET	S
GS-	Gleichstrom-	
GTO-Thyristor	gate-turn-off Thyristor	
I_{AV}, U_{AV}	arithmetischer Mittelwert von Strom / Spannung	
I_B, i_b	Basisstrom	A
I_C, i_c	Kollektorstrom	A
I_{CB0}	Kollektor-Basis-Reststrom (für $I_E=0$)	A
I_{CE0}	Kollektor-Emitter-Reststrom (für $I_B=0$)	A
I_{CEK}, I_{CES}	Kollektor-Emitter-Reststrom (Basis-Emitter-Kurzschluss)	A
I_{CER}	Kollektor-Emitter-Reststrom (R zwischen Basis-Emitter)	A
I_D, i_d	Drainstrom des FET	A
I_E, i_e	Emitterstrom	A
I_{I0}	Eingangs-Offsetstrom des Operationsverstärkers ($I_{Ip} - I_{In}$)	A
I_{Ip}, I_{In}	Eingangsströme des Operationsverstärkers	A
I_k	Kurzschlussstrom	A
I_p, I_n	Löcherstrom, Elektronenstrom durch den pn-Übergang	A
I_{ph}	Fotostrom	nA
I_{RMS}, U_{RMS}	Effektivwert von Strom / Spannung	A bzw. V
I_S, I_{RS}	Sperrsättigungsstrom des pn-Übergangs	A
IG-FET	isolated-gate-FET	
IR	Infrarot	

Anhang D – Verwendete Größensymbole

J-FET	Sperrschicht-FET	
K	Bolzmannkonstante	$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$
K	Rückwirkungsfaktor $1/V_{UF}$	
L_p, L_n	mittlere Diffusionslänge der Minoritätsträger	cm
LDR	light dependent resistor (Fotowiderstand)	
LED	light emitting diode	
LSB	least significant bit (niederwertigstes Bit)	
LWL	Lichtwellenleiter	
MDR	magnetic field dependent resistor (Feldplatte)	
MOSFET	metal-oxid-semiconductor-FET	
MPP	maximum power point (Arbeitspunkt maximaler Leistung)	
MSB	most significant bit (höchstwertiges Bit)	
m, n	Zählvariablen	
n, n_0	Elektronenkonzentration, Index 0 für thermodynamisches Gleichgewicht	Elektronen / cm^3
N_A	Akzeptorkonzentration (p-Leiter)	Akzeptoratome / cm^3
N_A^-	Konzentration ionisierter Akzeptoratome (negativ geladen)	
N_C	Effektive Zustandsdichte des Leitungsbandes	$2,86 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$
N_D	Donatorkonzentration (n-Leiter)	Donatoratome / cm^3
N_D^+	Konzentration ionisierter Donatoratome (positiv geladen)	
N_V	Effektive Zustandsdichte des Valenzbandes	$3,1 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$
n_i	Intrinsic-Dichte (Ladungsträgerdichte bei Eigenleitung)	Ladungsträger / cm^3
N_{\max}	maximale Elektronenzahl	
NTC	negative temperature coefficient	
n_n	Elektronenkonzentration im n-Leiter (Majoritätsträgerdichte)	Elektronen / cm^3
n_p	Elektronenkonzentration im p-Leiter (Minoritätsträgerdichte)	Elektronen / cm^3
n_{p0}, p_{n0}	Minoritätsträgerdichte im thermodynamischen Gleichgewicht	Ladungsträger / cm^3
p, p_0	Löcherkonzentration, Index 0 für thermodyn. Gleichgewicht	Löcher / cm^3
p_n	Löcherkonzentration im n-Leiter (Minoritätsträgerdichte)	Löcher / cm^3
p_p	Löcherkonzentration im p-Leiter (Majoritätsträgerdichte)	Löcher / cm^3
P_{th}	thermische Leistung	W
P_{tot}	maximal zulässige statische Verlustleistung bei vorgegebenen Kühlbedingungen	W
PTC	positive temperature coefficient	
P_V	Verlustleistung	W
$P(W)$	Besetzungswahrscheinlichkeit der Energie-Terme im Energie-Bänder-Modell	
Q, \bar{Q}	Ausgänge einer Logischaltung	
Q_B	in der Basiszone des Transistors gespeicherte Minoritätsträgerladung (Basisladung) ohne Sättigung	As

Anhang D – Verwendete Größensymbole

Q_S	in der Basiszone des Transistors gespeicherte Überschussladung (Speicherladung) bei Sättigung	As
R	Rücksetzeingang einer Logikschaltung	
R	ohmscher Widerstand	Ω
R_B, R_C, R_E	Basiswiderstand, Kollektorwiderstand, Emitterwiderstand	Ω
r_{bb}, r_{cc}, r_{ee}	Bahnwiderstände des Transistors	Ω
r_{be}	differentieller Basis-Emitter-Widerstand	Ω
r_{ce}	differentieller Kollektor-Emitter-Widerstand	Ω
R_D, R_S	Drainwiderstand, Sourcewiderstand in einer FET-Schaltung	Ω
r_{ds}	differentieller Drain-Source-Widerstand des FET	Ω
r_{DSon}	Widerstand des eingeschalteten FET	Ω
r_f	Steigung der linearisierten Diodenkennlinie	Ω
r_f	differentieller Widerstand (Wechselstromwiderstand) der Diode im Arbeitspunkt	Ω
R_{iT}	Innenwiderstand eines Transformators	Ω
R_{iT}	Innenwiderstand eines Spannungsteilers	Ω
R_{th}	Wärmewiderstand	K/W
r_z	differentieller Widerstand der Z-Diode im Durchbruch	Ω
S	Steilheit v. Transistoren $d(i_C)/d(u_{BE})$ u. $d(i_D)/d(u_{GS})$	$S = 1/\Omega$
S	Lichtempfindlichkeit I_{ph} / E_{ph}	nA/lx
S	Setzeingang einer Logikschaltung	
T	absolute Temperatur	K
t_d	Verzögerungszeit (delay time) beim Einschalten	s
t_f	Abfallzeit (fall time) beim Ausschalten	s
t_{off}	Ausschaltzeit	s
t_{on}	Einschaltzeit	s
t_r	Anstiegszeit (rise time) beim Einschalten	s
t_s	Speicherzeit (storage time) beim Ausschalten	s
\ddot{u}	Übersteuerungsfaktor beim gesättigten Transistor	
U_{0T}	Leerlaufspannung eines Spannungsteilers	V
u_{2l}	sekundärseitige Leerlaufspannung eines Trafos	V
U_A	Earlyspannung	V
U_{AP}, I_{AP}	Spannung und Strom im Arbeitspunkt	
U_{BE}, u_{be}	Basis-Emitter-Spannung	V
U_{BF0}	Nullkippspannung des Thyristors	
U_{BR}	Durchbruchspannung	V
U_{CB}, u_{cb}	Kollektor-Basis-Spannung	V
U_{CE}, u_{ce}	Kollektor-Emitter-Spannung	V
U_D	Diffusionsspannung des pn-Übergangs	V
U_{DS}, u_{ds}	Drain-Source-Spannung des FET	V

Anhang D – Verwendete Größensymbole

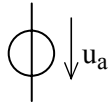
U_F	Flussspannung am pn-Übergang (forward voltage)	V
U_{F0}	Einsatzspannung des Stromes bei linearisierter Dioden-Kennlinie	V
U_{GS}, u_{gs}	Gate-Source-Spannung des FET	V
U_{GS0}	Einsatzspannung beim IG-FET (Anreicherungstyp)	V
U_i, u_i	Eingangsspannung	V
U_{I0}	Offsetspannung des FET	V
U_{ID}, u_{id}	Eingangs-Differenzspannung eines Operationsverstärkers	V
U_P	pinch-off-Spannung des FET (U_{GSmin} zum Sperren)	V
U_Q, u_q	Ausgangsspannung	V
U_R	Sperrspannung am pn-Übergang (reverse voltage)	V
U_S	Versorgungsspannung einer Schaltung	V
U_T	Temperaturspannung $U_T = k \cdot T / e$	V
U_{TO}	Mindest-Gate-Source Spannung beim selbstsperrenden IG-FET, damit sich ein Inversionskanal bildet und Drainstrom fließt (trash-over-voltage)	V
U_Z	Durchbruchspannung einer Z-Diode	V
v_r	Spannungsrückwirkung (Vierpolparameter)	
V_i	Stromverstärkung	
V_p	Leistungsverstärkung	
V_s	Schleifenverstärkung	
V_U	Spannungsverstärkung	
V_{U0}	Leerlauf-Spannungsverstärkung	
VDR	voltage dependent resistor (Varistor)	
W_A	Energie der Störterme von Akzeptoratomen	eV
W_{bn}	Schottky-Barriere am Metall-Halbleiter-Übergang ($W_M - W_\chi$)	eV
W_C	Energieniveau an der Unterkante Leitungsband	eV
W_D	Energie der Störterme von Donatoratomen	eV
W_F	Fermi-Niveau	eV
W_G	Energiedifferenz von Valenz- zu Leitungsband	eV
W_H	Austrittsarbeit des Halbleiters ($W_{vac} - W_{F(Halbleiter)}$)	eV
W_M	Austrittsarbeit des Metalls ($W_{vac} - W_{F(Metall)}$)	eV
$W_S, (W_{S0})$	Sperrschichtweite mit (ohne) elektr. Spannung	μm
WS-	Wechselstrom-	
W_V	Energieniveau an der Oberkante Valenzband	eV
W_{vac}	Energie, bei der Elektronen den Festkörper verlassen können (sog. Vakuumenergie)	eV
W_χ	Elektronenaffinität des Halbleiters ($W_{vac} - W_C$)	eV
$\Delta W_D, \Delta W_A$	Ionisierungsenergie der Dotierungsatome	eV
x_p, x_n	Grenze der Raumladungszone auf der p- bzw. n-Seite des pn-Übergangs	cm

Schaltzeichen für Quellen

Unabhängige Spannungsquellen

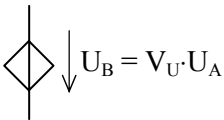


Gleichspannung

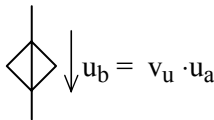


Wechselspannung

Abhängige Spannungsquellen (z.B. Spannungsquelle gesteuert von anderer Spannung)

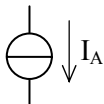


Gleichspannung

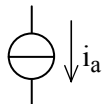


Wechselspannung

Unabhängige Stromquellen



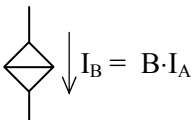
Gleichstrom



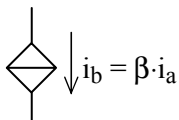
Wechselstrom

Abhängige Stromquellen

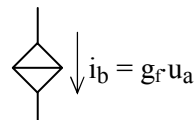
(z.B. Stromquelle gesteuert von anderem Strom oder von einer Spannung)



Gleichstrom



Wechselstrom



Wechselstrom

Literaturhinweise

- [1] R. Müller
Grundlagen der Halbleiter-Elektronik
Springer-Verlag - Berlin/Heidelberg
ISBN 3-540-53200-5

- [2] R. Müller
Bauelemente der Halbleiter-Elektronik
Springer-Verlag - Berlin/Heidelberg
ISBN 3-540-16638-6

- [3] R. Paul
Elektronische Halbleiterbauelemente
Teubner Studienskripte - Stuttgart
ISBN 3-519-10112-2

- [4] U. Tietze, Ch. Schenk
Halbleiter-Schaltungstechnik
Springer-Verlag - Berlin/Heidelberg
ISBN 3-540-19475-4

- [5] Mike Cooke
Halbleiter-Bauelemente
(aus dem Englischen übersetzt)
Carl Hanser Verlag - München
ISBN 3-446-16316-6

- [6] Michael Reisch
Elektronische Bauelemente
Springer Verlag - Berlin/Heidelberg
ISBN 3-540-60991-1

- [7] Erwin Böhmer
Elemente der angewandten Elektronik
Verlag Vieweg
ISBN 3-528-01090-8

- [8] Lindner, Brauer, Lehmann
Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik
Fachbuchverlag Leipzig
ISBN 3-343-00761-7

- [9] N. Fliege
Lineare Schaltungen mit Operationsverstärkern
Springer-Verlag – Berlin/Heidelberg/New York
ISBN 3-540-09824-0

Stichwortverzeichnis

A

AB-Betrieb	173
A-Betrieb	172
Abtast-Halte-Glieder	277
Abwärtswandler	335
aktiver Zweipol	359
Akzeptor	9
Analog-Digital-Wandler	288
<i>dual-slope-converter</i>	292
<i>Einrampenumsetzer</i>	291
<i>flash-converter</i>	289
<i>mit Spannungs-Frequenz-Wandler</i>	293
<i>Parallelumsetzer</i>	289
<i>single-slope-converter</i>	291
<i>Sukzessive Approximation</i>	289
<i>Wägeverfahren</i>	289
<i>Zählverfahren</i>	290
<i>Zweirampenumsetzer</i>	292
Anode	47
Antidiffusionsspannung	22
Äquivalenzprinzip	<i>Siehe Schaltungsanalyse</i>
Arbeits-Übertragungskennlinie	368
Astabiler Multivibrator	204, 248, 282
<i>Periodendauer</i>	249
Aufwärtswandler	333
Austrittsarbeit	36

B

Bahnwiderstand	48, 106
Bandabstand	14
Bandpass	260
<i>Amplitudengang</i>	260
<i>Phasengang</i>	260
Bandverbiegung	39
Basis	105
Basisladung	182
Basisschaltung	112
<i>Stromverstärkung A</i>	114
Bauelementtoleranzen	65
B-Betrieb	172
Beschleunigungsspannung	25
Besetzungsinversion	<i>Siehe Laser-Dioden</i>
Beweglichkeit	12
Bipolarer Transistor	105
<i>Arbeitspunkt</i>	121
<i>Basis</i>	105
<i>Basisbreitenmodulation</i>	111
<i>Basisstrom</i>	109
<i>Diffusionsdreieck</i>	111
<i>Earlyeffekt</i>	111
<i>Emitter</i>	105
<i>Emitterstrom</i>	109
<i>Epitaxialtransistor</i>	105
<i>Kollektor</i>	105
<i>Kollektorstrom</i>	109

<i>Planar-Epitaxial-Transistor</i>	106
<i>Stromverstärkungen - Umrechnung</i>	118
<i>Transistoreffekt</i>	107

Bode-Diagramm	257
Bohrsches Atommodell	2
Boltzmann-Konstante	15
Brückengleichrichter	75
burried layer	106

C

C-Betrieb	173
CMOS-Technik	227
<i>Inverter</i>	227
<i>NAND-Gatter</i>	228
<i>NOR-Gatter</i>	227
<i>Übertragungsgatter</i>	229

D

Darlington-Schaltung	118
Dehnungsmessstreifen	331
Delogarithmieren	275
Delonschaltung	100
Derating-Diagramm	348
DIAC	303
Differentieller Widerstand	49
Diffusionsdreieck	111, 182, 185
Diffusionskapazität	27
Diffusionsspannung	22
Diffusionstechnik	105
Digital-Analog-Umsetzer	285
Digitale Grundsaltungen	202
<i>Astabiler Multivibrator</i>	204
<i>Flip-Flop</i>	204
<i>Inverter</i>	202
<i>Mono-Flop</i>	205
<i>Monostabiler Multivibrator</i>	205
<i>NAND-Gatter</i>	202
<i>NOR-Gatter</i>	202
<i>ODER-Gatter</i>	203
<i>one-shot</i>	205
<i>RTL</i>	202
<i>Schmitt-Trigger</i>	204
<i>UND-Gatter</i>	203
Dimensionierung einer Transistorschaltung	131
Diode	47
<i>Abstimmioden</i>	53
<i>Anode</i>	47
<i>Avalanche-Dioden</i>	53
<i>Backward-Diode</i>	55
<i>fast-recovery-Dioden</i>	52
<i>Hochsperrende Leistungsdioden</i>	51
<i>Kapazitätsdioden</i>	53
<i>Katode</i>	47
<i>Kleinleistungsdiode</i>	50
<i>Ladungsspeicherioden</i>	52

Stichwortverzeichnis

<i>Leistungsdiode</i>	50
<i>Richtdiode</i>	50
<i>Schaltdioden</i>	52
<i>Schottky-Diode</i>	56
<i>Snapp-off-Dioden</i>	52
<i>Sperrsättigungsstrom</i>	47
<i>Tunneldiode</i>	54
<i>Universaldiode</i>	50
<i>Z-Diode</i>	52
Displays	315
<i>Flüssigkristall-Displays</i>	316
<i>LED-Displays</i>	315
DMOS-FET	304
Donator	8
Doppelheterostruktur	<i>Siehe Laser-Dioden</i>
Dotieren	7
Dotierungsprofile	53
Drehstromgleichrichter	94
<i>3-pulsiger Gleichrichter</i>	94
<i>6-pulsiger Gleichrichter</i>	96
<i>Drehstrom-Transformator</i>	94
<i>Dreieckschaltung</i>	98
<i>Drosselspule</i>	95
<i>Halbbrücke</i>	94
<i>Sternpunkt</i>	94
<i>Sternschaltung</i>	98
Drehstrom-Transformator	94
<i>Außenleiterspannung</i>	95
<i>Dreieckschaltung</i>	98
<i>Sternschaltung</i>	98
<i>Strangspannung</i>	94
Drehzellen	<i>Siehe Flüssigkristall-Displays</i>
Drossel	95
DTL	202
Durchbruch	28
<i>Durchbruchspannung</i>	30
<i>Innere Feldemission</i>	29
<i>Lawineneffekt</i>	28
<i>Thermischer Durchbruch</i>	30
<i>Tunnel-Effekt</i>	29
<i>Zener-Effekt</i>	29
Durchbruchbereich	186
Durchbruchspannung	30
Durchlassstrom	27

E

Earlyeffekt	111, 215
Edelgas	3
effektive Zustandsdichte	17, 18
Eigenleitung	5
Eigenleitungsdichte	7
Einschalt-Stoßstrom	86
Einschaltvorgang	32
Einweggleichrichter	73
<i>Arithmetischer Mittelwert</i>	74
<i>Effektivwert</i>	75
<i>Mittelwerte</i>	74
<i>Schaltung</i>	73
Elektronenaffinität	36
Elektronenanreicherung	42

Elektronenpaarbindung	4
Elektronenschalen	2
elektronisches Ventil	47
Elementarteilchen	1
Emitter	105
Emitterschaltung	114
<i>Stromverstärkung B</i>	116
Energiebändermodell	13
Energieschwelle	23
Energie-Termschema	13
Entarteter Halbleiter	45
Epitaxie	105
Ersatzschaltungen	359
Esaki-Strom	55

F

Feldeffekttransistor	207
<i>Abschnürspannung</i>	210
<i>Anreicherungstyp</i>	212, 214
<i>Arbeitspunkt-Einstellung</i>	223
<i>Drain</i>	207
<i>FET als Analogschalter</i>	219
<i>Gate</i>	207
<i>Grundprinzip</i>	207
<i>IG-FET</i>	212
<i>Inversionskanal</i>	213
<i>Kanalabschnürung</i>	209
<i>Kanalleitwert</i>	209
<i>Kanalspannung</i>	208
<i>Konstantstromquelle</i>	223
<i>n-Kanal-FET</i>	207
<i>p-Kanal-FET</i>	207
<i>Querfeld</i>	208
<i>regelbarer Widerstand</i>	211
<i>Sättigungsstrom</i>	210
<i>selbstleitender Typ</i>	216
<i>selbstsperrender Typ</i>	214
<i>Source</i>	207
<i>Sperrschicht-FET</i>	207
<i>Steuerkennlinie</i>	211
<i>Stromkanal</i>	208
<i>Verarmungstyp</i>	216
Feldplatte	330
Fensterkomparatoren	280
Fermi-Dirac-Verteilung	15
Fermi-Niveau	15
Flüssigkristall-Displays	316
<i>Drehzellen</i>	316
<i>nematische Flüssigkeit</i>	316
Flusspolung	26
Fotodiode	308
<i>Diodenbetrieb</i>	309
<i>Dunkelstrom</i>	308
<i>Elementbetrieb</i>	311
<i>Fotoelement</i>	311
<i>Fotostrom</i>	309
Fotoelement	311
Fototransistor	313
Fotowiderstand	307, 329

Stichwortverzeichnis

Frequenzgangkorrektur	265
Dominant-Pol-Kompensation.....	268
kapazitive Last.....	270
Lag-Kompensation	268, 269
Lead-Kompensation	269
Phasenreserve	267

G

Gabellichtschranke	Siehe Optokoppler- Lichtschranken
Galvanischen Entkopplung	73
Gegenkopplung	250
Gegentakt-Ausgangsstufe	238
Generation	6
Glättungskondensator	86
Gleichrichter mit Pufferbatterie	90
Gleichrichterschaltungen	73
Gleichrichterschaltungen mit Glättung	80
Einschalt-Stoßstrom	86
Einweggleichrichter	81
Glättungsarten.....	81
Glättungskondensator	82, 86
Optimaler Wicklungswiderstand	87
Stromflusswinkel.....	88
Stromflusszeit	82
Trafogrößen.....	85
Transformator -Ausgangsspannung	83
Transformatorstrom	83
Wicklungsverluste.....	86
Zweiweggleichrichter	82
Gleichspannungswandler	333
Abwärtswandler	335
Anwendungsbeschränkungen	338
Aufwärtswandler	333
Einschwingvorgänge	338
Inverswandler.....	337
Golddotierung	52
Gradientenindexfaser	Siehe Lichtwellenleiter
Graetz-Gleichrichter	77
grafische Analyse des Arbeitspunktes	131
Graphische Superposition	363
Grenzdaten	64
Grenzfrequenz (WS-Verstärker)	159
Miller-Effekt	160
Miller-Kapazität	160
Obere Grenzfrequenz	159
Untere Grenzfrequenz	159
Grenzwerte	64
Großsignal-Aussteuerung	144

H

Halbleiter	1
Halbleiterphysik	1
Akzeptor	9
Bandabstand.....	14
Beweglichkeit	12
Donator	8
Dotieren	7

Eigenleitung	5
Einfachdotierung.....	11
Elektronenpaarbindung	4
Energiebändermodell.....	13
Fermi-Dirac-Verteilung	15
Fermi-Niveau	15
Generation	6
Intrinsic-Dichte	7
intrinsischer Bereich	11
Ladungsträgerkonzentration	10
Leitungsband.....	13
Loch	9
Majoritätsträger.....	11
Massenwirkungsgesetz	12
Mehrfachdotierung.....	12
Minoritätsträger.....	11
Paarbildung	6
Raumladung	8
Rekombination	7
Störstellenschöpfung.....	11
Störstellenleitung	7
Störstellenreserve	11
Störterme.....	17
Valenzband.....	13
Verbotenes Band	14
Zustandsdichte	15

Halbwellen-Gleichrichter	74
Hallgenerator	330
Hauptstrom	109
Heißleiter	326
Hochinjektion	32
Hochpass	259
Amplitudengang	259
Phasengang.....	259
Höckerstrom	55
Homogene Halbleiterbauelemente	326
Dehnungsmessstreifen.....	331
Feldplatte	330
Fotowiderstand	329
Hallgenerator.....	330
Heißleiter	326
Kaltleiter	328
Varistoren.....	329

I

idealer Schalter	176
IGBT	305
Impedanzwandler	168
Instrumentenverstärker	273
Intrinsic-Dichte	7
intrinsischer Bereich	11
Inverswandler	337
Ionenimplantation	105

K

Kaltleiter	328
Kaskode-Schaltung	237
Katode	47

Stichwortverzeichnis

Kleinsignal-Aussteuerung	145
kohärente Strahlung	Siehe Laser-Dioden
Kollektor	105
Kollektor-Basis-Sperrstrom	123
Kollektorschaltung	117
Kontaktspannung	37
Konvektion	343
kovalente Bindung	4
Kühlflächenberechnung	343

L

Ladungsträgerdiffusion	20
Ladungsträgerkonzentration	10
Ladungsträger-Laufzeit	183
Laser-Dioden	319
<i>kohärente Strahlung</i>	319
Lateraltansistoren	240
Lawinen-Effekt	28
Legierungstechnik	105
Leistungs-Halbleiter-Bauelemente	297
DMOS-FET	304
IGBT	305
Thyristor	297
TRIAC	302
VMOS-FET	304
Leitfähigkeit des Halbleiters	12
Leitungsband	13
Lichtwellenleiter	322
Linearisierung von Kennlinien	357
Loch	9
Logarithmierer	274
Lumineszenz-Dioden	314

M

Majoritätsträger	11
Massenwirkungsgesetz	12
Metall-Halbleiter-Übergänge	36, 56
<i>Bandverbiegung</i>	39
<i>Schottky-Barriere</i>	38
<i>Schottky-Kontakt</i>	37
Miller-Effekt	160
Minoritätsträger	11
Minoritätsträgerdichte	25
Mittelpunktschaltung	75
Monomodefaser	Siehe Lichtwellenleiter
Multimodefaser	Siehe Lichtwellenleiter
Multiplizierer	276
Multivibratoren mit dem Timer 555	280
<i>Astabiler Multivibrator</i>	282
<i>Einfacher Monovibrator</i>	281
<i>Nachtrigbarer Monovibrator</i>	282

N

n - leitender Kristall	8
Nebenstrom	109
nematische Flüssigkeit	316

Netzgleichrichter	73
<i>Brückengleichrichter</i>	75
<i>Einweggleichrichter</i>	73
<i>Galvanische Entkopplung</i>	73
<i>Graetz-Gleichrichter</i>	77
<i>Halbwellen-Gleichrichter</i>	74
<i>Mittelpunktschaltung</i>	75
<i>Zweiweggleichrichter</i>	75
Niedriginjektion	32
normal aktiver Bereich	186
NTC-Widerstände	Siehe Heißleiter

O

Obere Grenzfrequenz	163
Oberflächenzustände	38
Operationsverstärker –	
Aufbau und Funktion	233
<i>Ausgangsstufe</i>	238
<i>Current-Current-OP</i>	245
<i>Current-Voltage-OP</i>	245
<i>Eingangs-Differenzverstärker</i>	234
<i>Eingangsstufe</i>	234
<i>Gegentakt-Ausgangsstufe</i>	238
<i>Gesamtschaltung</i>	241
<i>Gleichtaktspannung</i>	234
<i>Gleichtaktunterdrückung</i>	242
<i>Gleichtaktverstärkung</i>	242
<i>Interner Aufbau</i>	233
<i>Koppelstufe</i>	238
<i>Kurzschlussfestigkeit</i>	240
<i>Leerlaufspannungsverstärkung</i>	242
<i>Offsetspannung</i>	237
<i>slew rate</i>	243
<i>Transadmittanzverstärker</i>	245
<i>Transimpedanzwandler</i>	245
<i>Voltage-Current-OP</i>	245
<i>Voltage-Voltage-OP</i>	245
Operationsverstärker - Grundsaltungen	246
<i>Addierer</i>	253
<i>Astabiler Multivibrator</i>	248
<i>Bandpass</i>	260
<i>Differentiation</i>	256
<i>Fehler-Rechnung</i>	262
<i>Frequenzgang</i>	250
<i>Gegenkopplung</i>	250
<i>Hochpass</i>	259
<i>Integrator</i>	255
<i>Invertierender Verstärker</i>	251
<i>Komparator</i>	246
<i>Kompensation Eingangsstrom-Fehler</i>	263
<i>Mitkopplung</i>	247
<i>Nicht-invertierender Verstärker</i>	252
<i>Offsetspannungs-Kompensation</i>	262
<i>Offsetstrom</i>	264
<i>PI-Regler</i>	261
<i>Schmitt-Trigger</i>	247
<i>Subtrahierer</i>	254
<i>Tiefpass</i>	257
<i>Verstärkungs-Bandbreite-Produkt</i>	268

Stichwortverzeichnis

Verögerungsglied.....	257
Operationsverstärker –	
spez. Anwendungen	273
Abtast-Halte-Glieder.....	277
Analog-Digital-Wandler.....	288
Delogarithmierer.....	275
Digital-Analog-Umsetzer	285
Dividierer mit R-2R-Netzwerk.....	296
Fensterkomparatoren.....	280
Frequenz-Spannungswandler.....	283
Funktionsgenerator	293
Instrumentenverstärker	273
Logarithmierer	274
Multiplizierer.....	276
Multivibratoren mit dem Timer 555	280
Präzisionsgleichrichter	274
Sample & Hold – Verstärker	277
Spannungs-Frequenz-Wandler.....	284
Operationsverstärker –	
Stabilitätsprobleme	265
Frequenzgangkorrektur.....	265, 267
kapazitive Last.....	270
Schleifenverstärkung	266
Optoelektronische Bauelemente	307
Displays	315
Fotodiode	308
Foto-Lawinen-Diode	310
Foto-PIN-Diode	310
Fototransistor.....	313
Fotowiderstand	307
Laser-Dioden.....	319
Lichtwellenleiter.....	322
Lumineszenz-Dioden	314
Schottky-Fotodiode	310
Solarzelle.....	312
Optokoppler	317
Optokoppler-Lichtschranken	318
Gabellichtschranke.....	318
Reflexlichtschranke	318

P

p - leitender Kristall	9
Paarbildung.....	6
passiver Zweipol	361
Pegelanpassung.....	73
Phasenanschnittsteuerung	306
pn-Übergang	20
Abrupter pn-Übergang.....	20
Ausschaltvorgang.....	32
Diffusionskapazität.....	27
Diffusionsspannung.....	22
Durchbruch	28
Durchlassstrom	27
Einschaltvorgang	32
Flusspolung.....	26
Hochinjektion.....	32
Induktives Verhalten.....	32
Kapazitives Verhalten	32
Ladungsträgerdichte	21

Ladungsträgerdiffusion.....	20
Niedriginjektion	32
Raumladungsdichte.....	21
Raumladungszone	20
Speicherladung	27
Sperrpolung.....	24
Sperrsättigungsstrom	26
Sperrschichtkapazität.....	23, 25
Sperrschichtweite	23, 25
Temperaturabhängigkeit.....	31
Temperaturspannung	22
Verarmungszone.....	21
Präzisionsgleichrichter.....	274
Einweggleichrichter	274
Zweiweggleichrichter.....	274
PTC-Widerstände.....	Siehe Kaltleiter

R

Raumladung.....	8
Raumladungszone	20
Reflexlichtschranke	Siehe Optokoppler-
..... Lichtschranken	
Rekombination.....	7
Rekombinationsstrom	109

S

Sample & Hold – Verstärker	277
Sättigung	185
Sättigungsbereich	186
Sättigungsspannung	186
Schalenmodell	13
Schaltungsanalyse.....	353
Ersatzwiderstand.....	356
Graphische Verfahren.....	356
Transistor als linearer Vierpol.....	374
Schaltzeichen für Quellen	418
Schleifenverstärkung.....	266
Schleusenspannung	56
Schmitt-Trigger	247
Hysteresis.....	247
Mitkopplung	247
Schaltschwellen.....	247
Schnittpunktverfahren.....	361
Schottky-Barriere.....	38
Schottky-Kontakt	37
Schwellwertschalter	247
Siebkondensator	159
slew rate	279
Solarzelle	312
Füllfaktor	313
Maximum Power Point.....	313
Technologie.....	313
Spannungsfolger	168
Spannungsquelle.....	Siehe Schaltungsanalyse
Spannungsverdoppelung.....	100, 101
Delonschaltung	100
Villardschaltung.....	101
Spannungsvervielfachung.....	100, 103

Stichwortverzeichnis

<i>Kaskadierung der Villardschaltung</i>	103
<i>Spannungsverdoppelung</i>	100
Speicherladung	27, 185
Sperrpolung	24
Sperrsättigungsstrom	26, 47
Sperrschicht-FET	207
Sperrschichtkapazität	23, 25
Sperrschichtweite	23, 25
Sperrstrom	25
Stabilisierung des Arbeitspunktes	123
<i>Parallelgegenkopplung</i>	125
<i>Reihengegenkopplung</i>	125
<i>Schaltungsdimensionierung</i>	129
<i>Spannungsgegenkopplung</i>	125
<i>Strom-Gegenkopplung</i>	125
Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode	59
<i>Glättungsfaktor</i>	69
<i>Siebfaktor</i>	69
Störstellenerschöpfung	11
Störstellenleitung	7
Störstellenreserve	11
Störterme	17, 18
Stromflusswinkel	82
Stromgegenkopplung	153
Stromquelle	Siehe Schaltungsanalyse
Stromspiegel	137
<i>Ausgangswiderstand</i>	138
<i>Einfacher Stromspiegel</i>	137
<i>Wilson-Stromspiegel</i>	139
Stufenindexfaser	Siehe Lichtwellenleiter
Substrat	106
Super-Beta-Schaltung	118

T

Talstrom	55
Temperaturdurchgriff	31, 124
Temperaturspannung	22
Thermische Ausgleichsvorgänge	348
Thermischer Durchbruch	30
thermodynamisches Gleichgewicht	36
Thyristor	297
<i>Aufbau und Funktionsweise</i>	297
<i>Haupteinsatzgebiete</i>	301
<i>Phasenanschnittsteuerung</i>	306
Tiefpass	257
<i>Amplitudengang</i>	258
<i>Bode-Diagramm</i>	257
<i>Phasengang</i>	258
Tiefsetzsteller	Siehe Abwärtswandler
Trafogrößen	85
Transistor	Siehe Bipolarer Transistor
Transistor / Gleichstrombetrieb	121
Transistor als Schalter	176
<i>Abfallzeit</i>	194
<i>Ansteuerungsvarianten</i>	179
<i>Anstiegszeit</i>	190
<i>Ausräumfaktor</i>	192
<i>Ausschaltvorgang</i>	190
<i>Diffusionsdreieck</i>	182, 185

<i>dynamisches Verhalten</i>	187
<i>Einschaltvorgang</i>	187
<i>Einschaltzeit</i>	190
<i>Induktive Last</i>	199
<i>Kapazitive Last</i>	201
<i>Ohmsche Last</i>	199
<i>Sättigungsgrenze</i>	184
<i>Schaltverlustleistung</i>	197
<i>Speicherladung</i>	185
<i>Speicherzeit</i>	191
<i>Verbesserung des Schaltverhaltens</i>	195
<i>Verzögerungszeit</i>	187
Transistor-Arbeitspunkt	121
<i>Einprägung der Basis-Emitter-Spannung</i>	122
<i>Einprägung des Basisstromes</i>	122
<i>Stabilisierung des Arbeitspunktes</i>	123
Transistor-Gleichstromanwendungen	136
<i>Konstantspannungsquelle</i>	136
<i>Konstantstromquelle</i>	136
<i>Stromspiegel</i>	137
<i>Wilson-Stromspiegel</i>	139
Transistor-Grundsaltungen	112
<i>Basisschaltung</i>	112
<i>Emitterschaltung</i>	114
<i>Kollektorschaltung</i>	117
Transitfrequenz	161
TRIAC	302
<i>Phasenanschnittsteuerung</i>	306
TTL	203
Tunnel-Effekt	29

U

Überlagerungsgesetz	69
Übersteuerungsfaktor	185
unipolarer Transistor	208

V

Vakuum-Energie	14, 36
Valenzband	13
Valenzelektronen	2
Varaktordioden	53
Varistoren	329
Verarmungszone	21
Verbindungshalbleiter	3
Verbotenes Band	14
Verlustleistung	341
Verlustwärme	341
Verzerrungen	144
Vierpolgleichungen	370
Vierpolparameter	370
<i>A-Parameter</i>	370
<i>B-Parameter</i>	370
<i>H-Parameter</i>	370, 373
<i>h-Parameter aus Kennlinien</i>	376
<i>h-Parameter des Transistors</i>	374
<i>h-Parameter in Datenblättern</i>	377
<i>K-Parameter</i>	370
<i>Theoretische Näherungswerte</i>	379

Stichwortverzeichnis

<i>Y-Parameter</i>	370, 372
<i>Z-Parameter</i>	370, 372
Vierpoltheorie	370
Vier-Quadranten-Kennlinienfeld	367
Vierschichtdiode	303
Villardschaltung	101
VMOS-FET	304

W

Wärmeableitung	341
<i>Derating-Diagramm</i>	348
<i>Kühlflächenberechnung</i>	343
<i>Verlustleistung</i>	341
<i>Verlustwärme</i>	341
<i>Wärmekapazität</i>	341
<i>Wärmestromkreis</i>	344
<i>Wärmewiderstand</i>	342
Wärmekapazität	341
Wärmeleitung	342
Wärmestrahlung	343
Wärmestromkreis	344
Wärmewiderstand	342
<i>äußerer Wärmewiderstand</i>	345
<i>innerer Wärmewiderstand</i>	345
<i>Konvektion</i>	343
<i>Wärmeleitung</i>	342
<i>Wärmestrahlung</i>	343
Wechselspannungsverstärker	142
<i>AB-Betrieb</i>	173
<i>A-Betrieb</i>	172
<i>Ausgangswiderstand</i>	151, 163, 167, 169
<i>Aussteuerungsgrenzen</i>	144
<i>Basisschaltung</i>	162
<i>B-Betrieb</i>	172
<i>Bootstrapschaltung</i>	168
<i>C-Betrieb</i>	173
<i>Eingangswiderstand</i>	151, 163, 166, 169

<i>Emitterkondensator</i>	158
<i>Emitterschaltung</i>	147
<i>Grenzfrequenz</i>	156
<i>Großsignal-Aussteuerung</i>	144
<i>Kaskodeschaltung</i>	175
<i>Kleinsignal-Aussteuerung</i>	145
<i>Kollektorschaltung</i>	164
<i>Koppel-Kondensatoren</i>	156
<i>Lage des Arbeitspunktes</i>	171
<i>Leistungsverstärkung</i>	151, 163, 168, 170
<i>Siebkondensator</i>	159
<i>Spannungsverstärkung</i>	151, 163, 167, 169
<i>Stromgegenkopplung</i>	153
<i>Stromverstärkung</i>	151, 163, 167, 170
<i>Transistorendstufen</i>	172
<i>Transitfrequenz</i>	161
<i>Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt</i>	161
<i>Verzerrungen</i>	144
<i>Wechselstromanalyse - grafisch</i>	143
<i>Wechselstrom-Ersatzschaltbild</i>	147
Wechselspannungsverstärker mit FET	225
<i>Source-Schaltung</i>	225
Wechselstromwiderstand	49
Wilson-Stromspiegel	139

Z

Z-Diode	52
Zener-Effekt	29
Zenerstrom	54
Z-Parameter des Transistors	154
Zustandsdichte	15
Zweipole	354
<i>Aktive Zweipole</i>	354
<i>Passive Zweipole</i>	354
Zweipoltheorie	353
Zweiter Durchbruch	30
Zweiweggleichrichter	75