

Ewald Benes

unter Mitwirkung von

Martin Gröschl

Roland Grössinger

Helmut Nowotny

Reinhard Schnitzer

Grundlagen der Elektronik

3. Auflage

Skriptum zur Vorlesung

134.163 Grundlagen der Elektronik VU 3.0h

Prüfungsfach Bachelor-Studium

033 261 Technische Physik 4.0 ECTS

Wahlfach Master-Studium

066 460 Physikalische Energie- und Messtechnik 4.0 ECTS

Dritte, neu bearbeitete Auflage

Version 3.0 vom 2009.05.10

Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Ewald Benes
Institut für Allgemeine Physik
Technische Universität Wien
E-Mail: benes@iap.tuwien.ac.at

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Martin Gröschl
Institut für Allgemeine Physik
Technische Universität Wien

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Roland Grössinger
Institut für Festkörperphysik
Technische Universität Wien

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Helmut Nowotny
Institut für Theoretische Physik
Technische Universität Wien

Dipl.-Ing. Dr.techn. Reinhard Schnitzer
Forschungszentrum Seibersdorf

Copyright © 2008 Benes. Vorliegendes Werk ist urheberrechtlich geschützt. Jegliche Vervielfältigung oder Speicherung, auch auszugsweise, ist nur mit ausdrücklicher Genehmigung der Autoren gestattet. Davon unberührt ist es Teilnehmenden der das Skriptum betreffenden Vorlesung mit integrierten Übungen "Grundlagen der Elektronik" an der TU Wien gestattet, das Skriptum für den Privatgebrauch zu speichern und zu vervielfältigen. Eine Weitergabe ist jedoch nicht erlaubt.

Implementierung von Layout, Satz und Umschlaggestaltung:

Alexander Fuchs-Fuchs, Markus Wallerberger

Dieses Skriptum wurde mit Hilfe der Satzsoftware L^AT_EX in der Entwicklungsumgebung *Eclipse* erstellt und über einen *Subversion*-Server koordiniert.

Inhaltsverzeichnis

A Gleichstromtechnik	1
A.1 Ohmsches Gesetz	1
A.1.1 Elektronenfluss und Leitfähigkeit	1
A.1.2 Ohmscher Widerstand und Leitwert	4
A.1.3 Spannungsquellen	6
A.1.4 Stromquellen	7
A.2 Zweipole und Netzwerke	8
A.3 KIRCHHOFFSche Gesetze	9
A.3.1 Knotenregel	9
A.3.2 Maschenregel	10
A.3.3 Serien- und Parallelschaltung von Widerständen	11
A.3.4 Konzeptuelle Beispiele	13
A.4 Merksätze für lineare Netzwerke	18
A.4.1 Überlagerungssatz	18
A.4.2 Satz von der Ersatz-Zweipolquelle	19
A.4.3 Konzeptuelle Beispiele	22
A.5 WHEATSTONEsche Brücke	23
A.6 Elektrische Leistung	25
A.6.1 Definition der elektrischen Leistung	25
A.6.2 Leistungsanpassung	26
B Wechselstromtechnik	27
B.1 Ideale Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten	29
B.1.1 <i>RLC</i> -Serienkreis	31
B.2 Komplexe Darstellung	32
B.3 Zeigerdiagramme	37
B.4 Ortskurven	41
B.5 Elektrische Leistung bei Wechselstrom	44
B.6 Reale Induktivitäten und Kapazitäten	47
B.7 WHEATSTONEsche Brücke bei Wechselstrom	49
B.7.1 Abgleich von idealen Induktivitäten und Kapazitäten	49
B.7.2 Abgleich von realen Induktivitäten und Kapazitäten	51
B.8 Serienschwingkreis	53
B.8.1 Serienschwingkreis mit variabler Frequenz	54
B.8.2 Serienschwingkreis mit variabler Kapazität	58
B.9 Parallelschwingkreis	59

B.10	Verallgemeinerter Resonanzbegriff	60
B.11	Hoch- und Tiefpass	62
B.11.1	Frequenzgang	62
B.11.2	Impulsverhalten	66
B.12	Transformator	74
B.12.1	Grundlagen und Bauformen	74
B.12.2	Idealer Transformator	75
B.12.3	Belasteter verlustfreier Transformator	77
B.12.4	Verlustfreier Transformator mit Streufluss	77
B.12.5	Ersatzschaltung eines Transformators	79
B.12.6	Messung des Ersatzschaltbildes eines Trafos	81
B.13	Vierpole	83
C	Leitungen	87
D	Nichtlineare Passive Bauelemente	89
D.1	Nichtlineare Widerstände	89
D.1.1	PTC- und NTC-Widerstand mit Eigenerwärmung	89
D.1.2	Varistor, VDR	91
D.2	Halbleiter-Dioden	93
D.2.1	Physikalische Grundlagen	93
D.2.2	PN-Übergang	96
D.2.3	Gleichrichter- und ZENER-Dioden	96
D.2.4	Gleichrichter-Schaltungen	100
D.2.5	Spezialdioden	117
E	Aktive Bauelemente	121
E.1	Bipolare Transistoren	121
E.1.1	Aufbau und Wirkungsweise	121
E.1.2	Grundsaltungen	125
E.1.3	Kennlinien	126
E.1.4	Einstellung des Arbeitspunktes	129
E.1.5	Thermische Stabilisierung des Arbeitspunktes	130
E.1.6	Einfachste Schaltung zur thermischen Arbeitspunktstabilisierung	132
E.1.7	Standardschaltung zur thermischen Arbeitspunktstabilisierung .	134
E.1.8	Grenz- und Kennwerte	136
E.1.9	Der Transistor als linearer Vierpol	141
E.1.10	Kleinsignal-Ersatzschaltbild	143
E.1.11	Abhängigkeiten der Transistorparameter	145
E.1.12	Einfache Schaltungen	146
E.1.13	Emitterfolger	147

E.1.14	Konstantspannungsquelle	148
E.1.15	Konstantstromquelle	149
E.1.16	Darlington-Schaltung	149
E.1.17	Der BJT als Schalter	149
E.2	Unipolare Transistoren FET	150
E.2.1	Sperrschicht-Feldeffekttransistor J-FET	151
E.2.2	Thermisch stabilisierte Arbeitspunkteinstellung des J-FET	152
E.2.3	Metalloxid-Feldeffekttransistor MOS-FET	155
E.3	Differenzverstärker	156
E.3.1	Rückkopplung - Harmonische Oszillatoren	161
E.4	Operationsverstärker	163
E.4.1	Grundregeln beim idealen Operationsverstärker	163
E.4.2	Schaltungen mit Operationsverstärkern	165
E.4.3	Der reale Operationsverstärker	169
E.5	Nichtlineare Verstärker	172
E.5.1	Stetige nichtlineare Verstärker	172
E.5.2	Unstetige nichtlineare Verstärker	172

Abbildungsverzeichnis

A.1	Elektrischer Strom mit positiven Ladungsträgern	2
A.2	Elektrischer Strom mit negativen Ladungsträgern	2
A.3	Kennlinien und Schaltsymbole OHMScher Widerstände, Verbraucher- zählpfeilsystem (VZS)	5
A.4	Kennlinien von Spannungsquellen, Ersatzschaltbild	6
A.5	Kennlinien von Stromquellen, Ersatzschaltbild	7
A.6	Kennlinien passiver und aktiver linearer und nichtlinearer Zweipole . .	8
A.7	Knotenregel	9
A.8	Maschenregel	10
A.9	Parallelschaltung zweier Widerstände	12
A.10	VOLTMeter-Bereichserweiterung	13
A.11	AMPEREMeter-Bereichserweiterung	14
A.12	Unbelasteter und belasteter Spannungsteiler	15
A.13	Belastete Spannungsquelle	16
A.14	Stromrichtige Messung	17
A.15	Spannungsrichtige Messung	17
A.16	Einfache Schaltung mit zwei Spannungsquellen	18
A.17	Anwendung des Überlagerungssatzes	19
A.18	Blackbox-Betrachtung eines linearen Netzwerkes	20
A.19	Ersatzspannungsquelle und Ersatzstromquelle	21
A.20	Ersatzschaltbild eines Spannungsteilers	22
A.21	Belastetes Potentiometer	23
A.22	WHEATSTONESche Brücke	24
A.23	Innenwiderstand der WHEATSTONESchen Brücke	25
B.1	Abschätzung zur quasistationären Voraussetzung	28
B.2	Definition der Kenngrößen R , L , C für die idealen Bauelemente OHMScher Widerstand, Induktivität und Kapazität	29
B.3	Sinusförmige Spannungen und Ströme	30
B.4	RLC -Serienkreis	31
B.5	Komplexe Schreibweise an Hand der idealen Bauelemente R , L und C .	35
B.6	Phasor in der komplexen Spannungsebene	37
B.7	Spannungs-Phasor und Strom-Phasor für R , L , und C	38
B.8	Impedanz- und Spannungszeiger für R , L , C	39
B.9	Zeigerdiagramm des Serienschwingkreises	40
B.10	\mathbf{Z} - und \mathbf{Y} -Ortskurven in der GAUSSschen Zahlenebene bei Serienschaltung	42

B.11 \mathbf{Z} - und \mathbf{Y} -Ortskurven in der GAUSSschen Zahlenebene bei Parallelschaltung	43
B.12 Quadratischer Spannungsmittelwert	45
B.13 Leistungsmittelwert	46
B.14 Phasenkorrektur-Kondensator am Beispiel einer Leuchtstoffröhre	47
B.15 Serien- und Parallelersatzschaltbild realer Induktivitäten und Kapazitäten	48
B.16 Wechselstrombrücke	50
B.17 Wechselstrombrücke L/L	50
B.18 Wechselstrombrücke L/C	52
B.19 RLC -Serienschwingkreis	53
B.20 Resonanzkurven: Betrag der Impedanz und Phasenwinkel	56
B.21 Resonanzkurven: Spannungsüberhöhungen an R , L , C	56
B.22 Frequenzselektive Verstärkung mittels Serienschwingkreis	58
B.23 Parallelschwingkreis	59
B.24 Hochpass- und Tiefpassschaltung mit R und C	62
B.25 Hochpass- und Tiefpassschaltung mit R und L	63
B.26 BODE-Diagramm für den Betrag	66
B.27 BODE-Diagramm für die Phase	66
B.28 Impulsansteuerung einer Hochpass- und Tiefpassschaltung mit R und L	67
B.29 RC -Entladekurven	68
B.30 RC -Aufladekurven	70
B.31 Charakteristische Verzerrung von Rechteckimpulsen durch Hoch- und Tiefpass	70
B.32 Differentiation und Integration mittels Hoch- und Tiefpass	71
B.33 Kleines Impuls-Tastverhältnis beim Hoch- und Tiefpass	71
B.34 Differenzierender und integrierender Stromteiler	73
B.35 Parallel geschaltete Streukapazitäten und Abblockkondensatoren	74
B.36 Differenzierender und integrierender Spannungsteiler	74
B.37 Schematischer Aufbau und Wirkungsweise eines Transformators	75
B.38 Schaltsymbol und Bepfeilung des Trafos	80
B.39 Ersatzschaltbild des idealen Transformators	80
B.40 Grobes Ersatzschaltbild eines realen Transformators	81
B.41 Genaues Ersatzschaltbild eines realen Transformators	81
B.42 Vierpol als black box	83
B.43 T-Glied als Beispiel für einen Vierpol	84
D.1 Relativer Widerstandsverlauf $R(T)/R_0$ von verschiedenen Materialien .	90
D.2 Nichtlinearer Spannungs/Stromverlauf eines NTC-Widerstandes als Folge der Eigenerwärmung	90
D.3 Kennlinie eines Varistors	92
D.4 Kontaktschutz mit Varistor	92

D.5	Eigenleitung	93
D.6	Störstellenleitung	94
D.7	Kenngrößen bei PN-Übergängen	97
D.8	Dioden-Kennlinien im Überblick	98
D.9	Kennlinie einer Si-ZENER-Diode	99
D.10	Einweggleichrichterschaltung	101
D.11	Spannungs- und Stromverläufe bei einer Einweggleichrichtung ohne La- dekondensator	101
D.12	Spannungs- und Stromverläufe bei einer Einweggleichrichtung mit La- dekondensator	102
D.13	Zweiweggleichrichterschaltung mit Trafo-Mittelanzapfung	105
D.14	GRAETZ-Gleichrichterschaltung	105
D.15	Spannungs- und Stromverläufe bei einer Zweiweggleichrichtung ohne La- dekondensator	105
D.16	Spannungs- und Stromverläufe bei einer Zweiweggleichrichtung mit La- dekondensator	106
D.17	Einweg-Gleichrichtung bei Dreiphasen-Wechselstrom	108
D.18	Zweiweg-Gleichrichtung bei Dreiphasen-Wechselstrom	108
D.19	Spannungs- und Stromverläufe bei Dreiphasenstrom Einweg- und Zwei- weggleichrichtung ohne Ladekondensator	109
D.20	Doppelte Einwegschtaltung nach DELON	109
D.21	Einstufige Kaskade nach VILLARD	110
D.22	Spannungsvervielfacher nach GREINACHER	111
D.23	(a) RC -Siebung, (b) LC -Siebung	112
D.24	(a) Spannungsstabilisierung mit ZENER-Diode; (b) Ersatzschaltung im Stabilisierungsbereich	114
D.25	ZENER-Dioden und Widerstandskennlinien-Kombination	115
E.1	Bipolarer NPN Transistor	122
E.2	NPN und PNP BJT Symbole und Diodenersatzschaltbilder	124
E.3	Von außen zugängliche Spannungen und Ströme eines diskreten BJT . .	125
E.4	Emitter-, Basis und Kollektor-(Grund-)Schaltung	126
E.5	Vierquadranten-Transistor-Kennlinienfeld für die Emittergrundschtaltung	127
E.6	Emittergrundschtaltung mit Arbeitswiderstand R_c	128
E.7	Projektion eines sinusförmigen Eingangsstromverlaufes auf die Ausgangs- seite.	128
E.8	Arbeitspunkteinstellung mit Basisvorwiderstand	129
E.9	Temperaturabhängigkeit der Transistorkennlinien	131
E.10	Einfachste Arbeitspunktstabilisierung durch Gegenkopplung	132
E.11	Vermeidung der Wechselstromgegenkopplung	134
E.12	Standard-Stabilisierungsschtaltung	135

E.13 Durchbruchspannungen der gesperrten PN-Übergänge	136
E.14 Zum Einfluss von R auf U_{ceR}^\dagger	137
E.15 Zulässiger Betriebsbereich eines Transistors	138
E.16 Der Transistor als Vierpol. Dargestellt sind nur die Wechselgrößen; die Gleichgrößen und die Massnahmen zur Einstellung des Arbeitspunktes sind getrennt zu betrachten.	142
E.17 NF-Ersatzschaltbild des BJT in Emitter-Grundschtaltung.	143
E.18 Auf der linken Seite ist das Wechselstromersatzschaltbild für die Emittergrundschtaltung, auf der rechten Seite die entsprechende vollständige Schaltung mit Arbeitspunkteinstellung und thermischer Stabilisierung dargestellt.	144
E.19 Auf der linken Seite ist das Wechselstromersatzschaltbild für die Kollektorgrundschtaltung, auf der rechten Seite die entsprechende vollständige Schaltung mit Arbeitspunkteinstellung und thermischer Stabilisierung dargestellt.	145
E.20 Regeltransistor mit ausgeprägter Abhängigkeit der Kleinsignalstromverstärkung vom Arbeitspunkt.	146
E.21 Grundschtaltung einer stabilisierten Spannungsquelle	148
E.22 Darlington-Schtaltung	149
E.23 Der bipolare Transistor als Schalter	150
E.24 N-Kanal J-FET Aufbau	151
E.25 Steuer- und Ausgangskennlinien eines FET in Source-Grundschtaltung	153
E.26 Beispiel für die Arbeitspunkteinstellung bei einem J-FET	154
E.27 J-FET-Kleinsignal-Ersatzschaltbild	154
E.28 N-Kanal MOS-FET Aufbau.	155
E.29 Schaltsymbole für FETs	156
E.30 Verwendung zweier thermisch gekoppelter Verstärker und des Prinzips der Differenzspannungsverstärkung	157
E.31 Eingangsstufe eines Differenzverstärkers	158
E.32 Kaskadenschtaltung von Verstärkerstufen	160
E.33 (a) Offener (b) Geschlossener Rückkopplungskreis	161
E.34 Schaltsymbol des idealen Operationsverstärkers	164
E.35 Der OV als invertierender Verstärker	164
E.36 Nichtinvertierender oder Elektrometer-Verstärker	165
E.37 Spannungsfolger	167
E.38 Summierschtaltung	167
E.39 Integrator mittels eines Operationsverstärkers	168
E.40 Differentiator mittels eines Operationsverstärkers	169
E.41 Vereinfachte Ersatzschaltung eines realen OV	170

E.42	Spannungsübertragungskurve eines Operationsverstärkers. Die Abweichung der Kurve von der Tangente im Nullpunkt spiegelt die Amplitudenabhängigkeit der Verstärkung wider.	171
E.43	Darstellung der Rechteckimpulsformung durch Projektion des zeitlichen Verlaufs der Eingangsspannung u_{ein} auf die Übertragungskennlinie einer hochverstärkenden und begrenzenden Verstärkerstufe.	173
E.44	Realisierung eines Komparators mittels eines „open loop“ betriebenen Operationsverstärkers	174
E.45	Komparatorschaltung, bei der der Gleichtaktfehler der Operationsverstärker keine Verfälschung des Schaltpunktes bewirkt.	174
E.46	Übertragungskennlinie des Schmitt-Triggers	175

E.1 Bipolare Transistoren

E.1.1 Aufbau und Wirkungsweise

Ein Transistor ist ein Halbleiter-Bauelement mit drei Elektroden. Der Stromfluss zwischen zwei Elektroden kann durch die dritte Elektrode gesteuert werden. Die zwei Hauptanwendungen des Transistors sind die Verstärkung und das Schalten von elektrischen Signalen. Strom, Spannung und Leistungswerte können analog verstärkt werden, in digitalen Anwendungen kann zwischen dem Ein- und Aus-Zustand (0 und 1) in extrem kurzer Zeit umgeschaltet werden. Das Wort Transistor ist ein Acronym das aus Transfer Resistor gebildet wurde. Transfer bezieht sich dabei auf die Verhältnisse zwischen Eingang und Ausgang. Man unterscheidet zwei Arten von Transistoren:

1. Der bipolare (Sperrschicht-)Transistor, Bipolar Junction Transistor BJT
2. Der unipolare Feldeffekt-Transistor, Field Effect Transistor FET

Der Hauptunterschied zwischen den beiden Arten liegt im Mechanismus, durch den die Steuerung des Stromes erzielt wird. Die Attribute bipolar und unipolar beziehen sich darauf, dass sowohl Löcher als auch Elektronen bzw. nur eine von beiden Ladungsträgerarten als Majoritätsladungsträger eingesetzt werden.

Der bipolare Transistor besteht aus zwei gegensinnig aufeinanderfolgenden PN-Übergängen, die durch drei Zonen mit entsprechender Dotierung gebildet werden. Je nach der Zonenfolge unterscheidet man PNP oder NPN-Transistoren. Die NPN-Version ist aus technologischen Gründen wesentlich stärker verbreitet und wird daher im Folgenden bevorzugt behandelt.

Abb. E.1 zeigt den schematischen Aufbau, das Stromflussdiagramm und den Potentialverlauf eines NPN BJT. Die 3 Halbleiterzonen-Anschlüsse werden als Emitter e, Basis b und Kollektor c bezeichnet. In Abb. E.1 wurde die für den normalen Betriebsbereich (Active Region) des Transistors charakteristische Polarität der äußeren

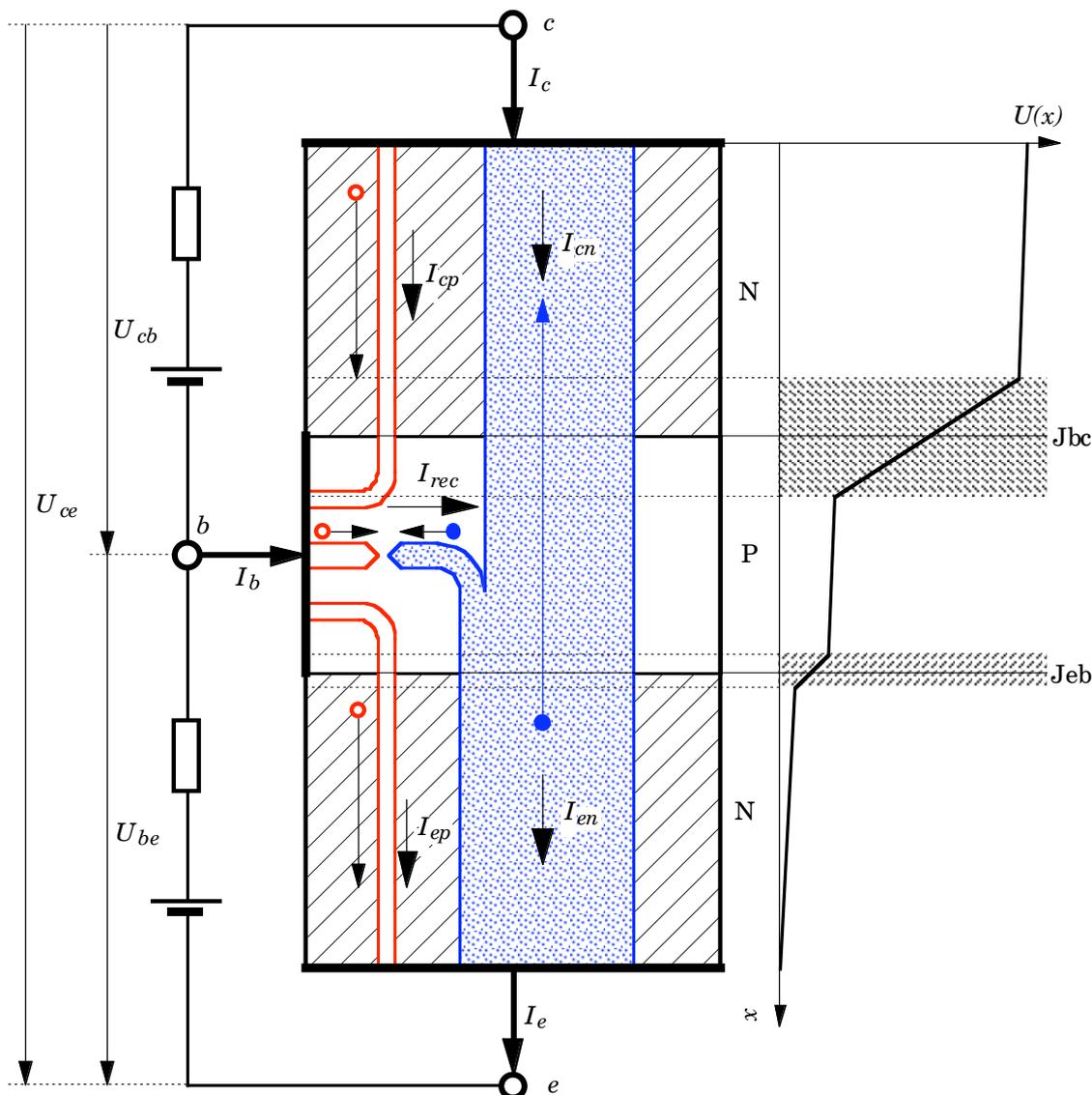


Abb. E.1: Bipolarer NPN Transistor. Stromflussdiagramm und Potentialverlauf

Spannungsversorgung gewählt. Im normalen Betriebsbereich ist die durch den be PN-Übergang gebildete Emitter-Diode in Durchlassrichtung (\Rightarrow verengte Sperrschicht) und die durch den bc PN-Übergang gebildete Kollektor-Diode in Sperrichtung (\Rightarrow aufgeweitete Sperrschicht durch Verarmung an Majoritätsladungsträgern) gepolt, wodurch sich der gezeigte Potentialverlauf entlang des Schichtaufbaus einstellt.

Wie wir von der Diode her wissen, hängt deren Sperrstrom von der Minoritäts-Ladungsträgerkonzentration ab. Die Elektronenkonzentration in der Basiszone des Transistors kann aber je nach der Größe der zwischen Basis und Emitter anliegenden Spannung U_{be} durch den vom Emitter in die Basiszone fließenden Elektronenstrom mehr oder weniger stark erhöht werden. Da die Basiszone nur eine Dicke $< 10 \mu\text{m}$ aufweist, diffundiert der überwiegende Teil der vom Emitter injizierten Elektronen zur Kolle-

torsperrschicht, wo er durch die hohe Feldstärke in der Sperrschicht zum Kollektor beschleunigt („abgesaugt“) wird. Nur ein geringer Teil ($\approx < 1\%$) der emittierten Elektronen rekombiniert mit Löchern in der Basiszone (I_{rec}).

Für den Emitterstrom I_e gilt

$$I_e = I_{\text{en}} + I_{\text{ep}}, \quad I_{\text{en}} \gg I_{\text{ep}} \quad (\text{E.1})$$

wobei I_{en} den Elektronenstromanteil und I_{ep} den Löcherstromanteil des Emitterstromes repräsentiert. Für den Kollektorstrom I_c gilt

$$I_c = I_{\text{cn}} + I_{\text{cp}}, \quad I_{\text{cn}} \gg I_{\text{cp}} \quad (\text{E.2})$$

wobei I_{cn} den Elektronenstromanteil und I_{cp} den Löcherstromanteil des Kollektorstromes repräsentiert. Der Basisstrom setzt sich aus drei Anteilen zusammen

$$I_b = I_{\text{ep}} + I_{\text{rec}} - I_{\text{cp}} \quad (\text{E.3})$$

Durch eine niedrige Dotation (niedrige Majoritäts-Ladungsträgerdichte) in der Basiszone und die geringe Dicke der Basiszone wird erreicht, dass nur ein kleiner Teil der Elektronen in der Basiszone mit den Löchern rekombiniert, so dass ein relativ hoher Kollektorstrom durch einen sehr kleinen Basisstrom gesteuert werden kann. Die sich daraus ergebende Verstärkerwirkung ist der Grund für den Begriff „aktives Bauelement“. Der bipolare Transistor kann als stromgesteuerter Stromgenerator charakterisiert werden. Das Verhältnis I_{cn}/I_b ist für einen bestimmten Transistor festliegend und praktisch nicht temperaturabhängig, es wird als Gleichstromverstärkungsfaktor β bezeichnet. β liegt bei guten Transistoren zwischen 100 und 500. In sehr guter Näherung beschreibt β auch das Verhältnis der von außen zugänglichen Ströme. Es gilt

$$\beta = I_{\text{cn}}/I_b \approx I_c/I_b, \quad I_b \ll I_c, \quad I_b \ll I_e, \quad I_e \approx I_c \quad (\text{E.4})$$

Das Schaltsymbol für den BJT ist historisch begründet, da die ersten realisierten Transistoren zum Unterschied zu den heute verwendeten Planartransistoren sog. Spitzentransistoren waren, bei denen zwei Metalldrahtspitzen mit einem die Basis bildenden P-dotierten Halbleiterkristall in Kontakt gebracht wurden, wodurch der erste NPN Aufbau durch zwei Schottky-Dioden mit gemeinsamer P-Zone realisiert wurde.

Um alle Aussagen, die für einen NPN Transistor gültig sind, auf einen PNP Transistor zu übertragen, müssen Dotierungszonen und Ladungsträger ausgetauscht ($N \leftrightarrow P$, $\bullet \leftrightarrow \circ$) und die Richtungen aller Spannungen und Ströme umgekehrt werden

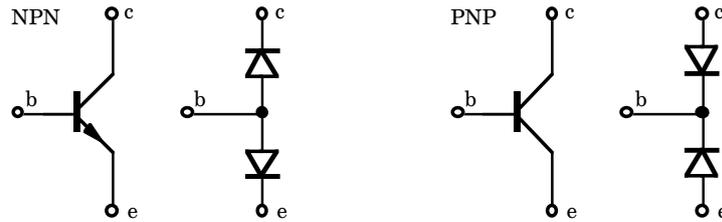


Abb. E.2: NPN und PNP BJT Symbole und Diodenersatzschaltbilder

($U \leftrightarrow -U$, $I \leftrightarrow -I$). Für eine einfache Strom/Spannungs-Funktionsprüfung eines Transistors - etwa mit dem Ohmmeter jeweils zwischen zwei Anschlüssen - gibt das Diodenersatzschaltbild nach Abb. E.2 das zu erwartende Verhalten des Transistors in ausreichender Weise wieder. Bei einer mittleren Rekombinationszeit wesentlich kleiner als die Laufzeit zwischen Emitter und Kollektor (z. B. bei einer sehr dicken Basiszone) würden tatsächlich zwei getrennte Dioden vorliegen.

Unter einem diskreten Transistor versteht man eine Bauform, bei der der Transistor in einem eigenen Gehäuse untergebracht ist und alle drei Anschlüsse von außen zugänglich sind. In der Mehrzahl der Anwendungen sind Transistoren in integrierten Schaltungen (Integrated Circuits, ICs) auf sog. Microchips realisiert. ICs enthalten Kombinationen von Transistoren, Widerständen und Kapazitäten, die alle gleichzeitig auf einem Silizium-Einkristall-Chip hergestellt werden.

Der in Abb. E.1 schematisch dargestellte planare Aufbau eines BJT legt eine Symmetrie nahe, die das Vertauschen von Emitter und Kollektor erlauben würde. Der praktische Aufbau eines Transistors weist jedoch keine vollständige Symmetrie zwischen der be- und der bc-Diode auf. Erstens ist die Emitterzone wesentlich stärker dotiert als die Kollektorzone (\Rightarrow hohe Stromverstärkung, geringer Kollektor-Basis-Reststrom I_{cb0}), was manchmal auch durch N^+PN bzw. P^+NP als Acronyme für die ebc Zonen charakterisiert wird. Dadurch ist auch die maximal zulässige Sperrspannung für die bc Diode wesentlich höher als die der be Diode. Zweitens muss wegen $U_{ce} \gg U_{be}$ und $I_c \approx I_e$ von der Kollektorzone eine wesentlich höhere Verlustleistung (Wärme) abgeleitet werden und daher wird die Kollektorzone häufig größer als die Emitterzone ausgeführt. Leistungstransistoren sind auch durch eine großflächige, diatherme Verbindung zwischen dem Kollektor und dem gekühlten Transistorgehäuse gekennzeichnet.

Man unterscheidet insgesamt vier Betriebsbereiche:

1. *Sperrbereich* (cut off region): be-Diode und bc-Diode in Sperrrichtung gepolt. Entspricht im Schalterbetrieb dem AUS-Zustand.

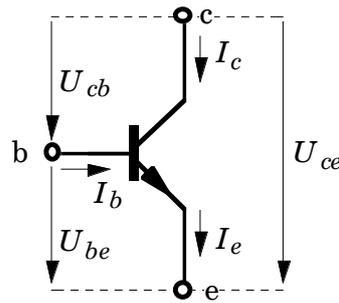


Abb. E.3: Von außen zugängliche Spannungen und Ströme eines diskreten BJT

2. *Verstärkerbereich* (active region): be-Diode in Durchlassrichtung, bc-Diode in Sperrrichtung gepolt.
3. *Sättigungsbereich* (saturation region): be-Diode und bc-Diode in Durchlassrichtung gepolt. Entspricht im Schalterbetrieb dem EIN-Zustand.
4. *Inverser Verstärkerbereich* (inverse active region): be-Diode in Sperrrichtung, bc-Diode in Durchlassrichtung gepolt. Entspricht dem Betrieb des Transistors mit vertauschtem Emitter und Kollektor im aktiven Bereich. Hat wegen der gegenüber dem Fall 2 schlechteren Verstärkereigenschaften keine praktische Bedeutung.

E.1.2 Grundschaltungen

Abb. E.3 zeigt alle von außen zugänglichen Spannungen und Ströme eines BJT, der ein dreipoliges Bauelement darstellt. Aus der Anwendung der KIRCHHOFFSchen Gesetze auf diesen Dreipol folgt

Knotenregel:

$$I_e = I_b + I_c \quad (\text{E.5})$$

Maschenregel:

$$U_{ce} = U_{cb} + U_{be} \quad (\text{E.6})$$

Diese beiden Gleichungen erlauben die Bestimmung von zwei Größen, daher genügt es, von den insgesamt sechs Variablen vier zu erfassen. Man kann jeweils jene Größen weglassen, die sich dazu entsprechend der drei Möglichkeiten einen Dreipol auf einen Vierpol zu ergänzen, anbieten. Man kann entweder den Emitter, den Kollektor, oder die Basis als die dem Eingang und Ausgang gemeinsame Elektrode wählen. Die

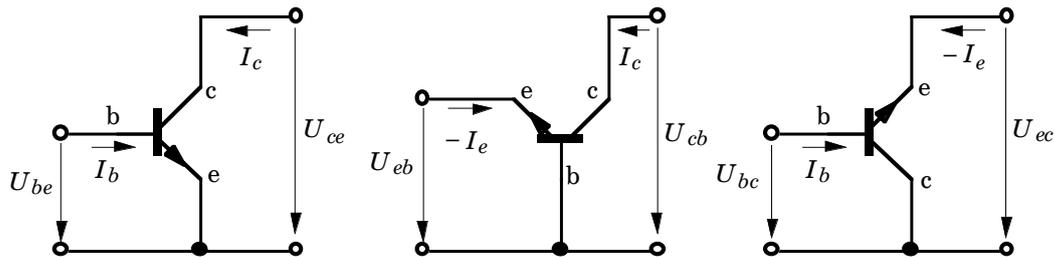


Abb. E.4: Emitter-, Basis und Kollektor-(Grund-)Schaltung

sich dabei gemäß Abb. E.4 ergebenden drei Grundschaltungen haben völlig verschiedene Eigenschaften, obwohl sie dasselbe Bauelement verwenden. Die Darstellung der Zusammenhänge der jeweiligen vier Größen erfordert daher drei verschiedene Kennlinienfelder.

Da die Emittergrundschaltung die größte Leistungsverstärkung aufweist und daher mit Abstand am häufigsten angewendet wird, beschränken wir uns im Folgenden auf diese.

E.1.3 Kennlinien

Die vollständige Beschreibung des niederfrequenten Verhaltens nichtlinearer aktiver Bauelemente erfolgt am besten durch sog. Kennlinien. Abb. E.5 zeigt die funktionalen Zusammenhänge zwischen den Spannungen U_{be} , U_{ce} , und den Strömen I_b , I_c , der Emittergrundschaltung. Die Darstellung erfolgt in vier Quadranten:

I. Ausgangskennlinie:

$$I_c = f_I(U_{ce})|_{I_b} \quad (\text{E.7})$$

II. Stromübertragungskennlinie:

$$I_c = f_{II}(I_b)|_{U_{ce}} \quad (\text{E.8})$$

III. Eingangskennlinie:

$$U_{be} = f_{III}(I_b)|_{U_{ce}} \quad (\text{E.9})$$

IV. Spannungsrückwirkungskennlinie:

$$U_{be} = f_{IV}(U_{ce})|_{I_b} \quad (\text{E.10})$$

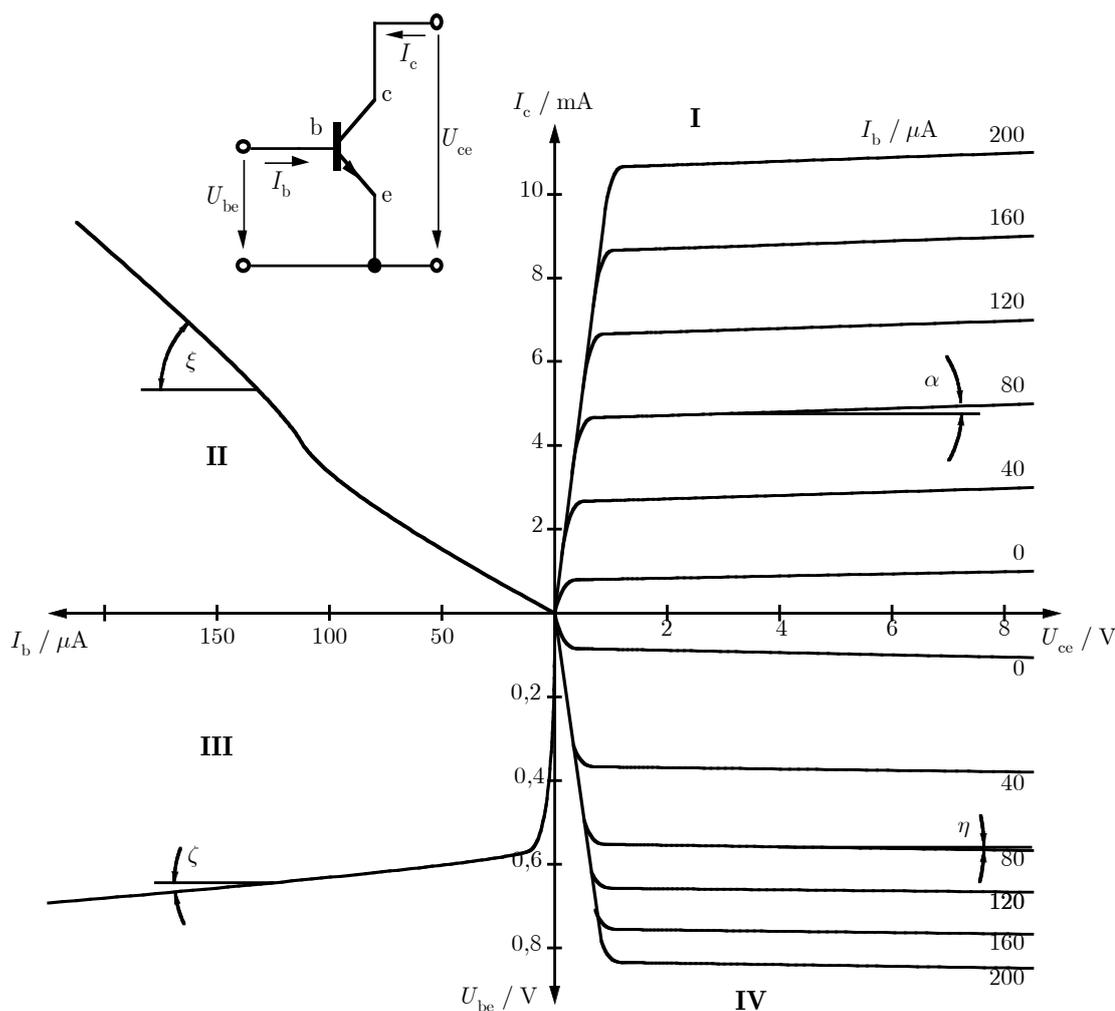


Abb. E.5: Vierquadranten-Transistor-Kennlinienfeld für die Emittergrundschtung

Üblicherweise wird der BJT mit einem ausgangsseitigen sogenannten Arbeitswiderstand R_c gemäß Abb. E.6 betrieben. Die Kennlinie dieses Widerstandes lässt sich in das Transistor-Ausgangskennlinienfeld (\rightarrow Abb. E.7), wobei die folgenden Beziehungen verwendet werden:

$$I_c = I_{R_c}, \quad U_{ce} = U_0 - U_{R_c} \quad (\text{E.11})$$

Abb. E.7 zeigt, wie ein sinusförmiger Eingangsstrom I_b über das Kennlinienfeld des Transistors auf die Ausgangsseite abgebildet und der resultierende Ausgangsstrom- und -spannungsverlauf abgelesen werden kann. Die voreingestellten Gleichstrom- und Gleichspannungswerte I_c bzw. U_{ce} bezeichnet man als Arbeitspunkt A im Ausgangskennlinienfeld, die entsprechenden Ströme I_c , I_b als Arbeitspunkt A auf der Stromübertragungskennlinie. Bei der Verwendung einer Transistorstufe als Wechselstrom- oder Wechselspannungsverstärker bezeichnet man die den Gleichstrom- bzw. Gleichspan-

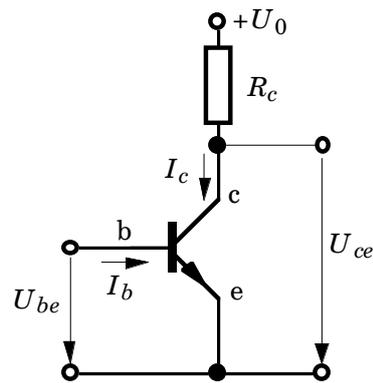


Abb. E.6: Emittergrundschtung mit Arbeitswiderstand R_c

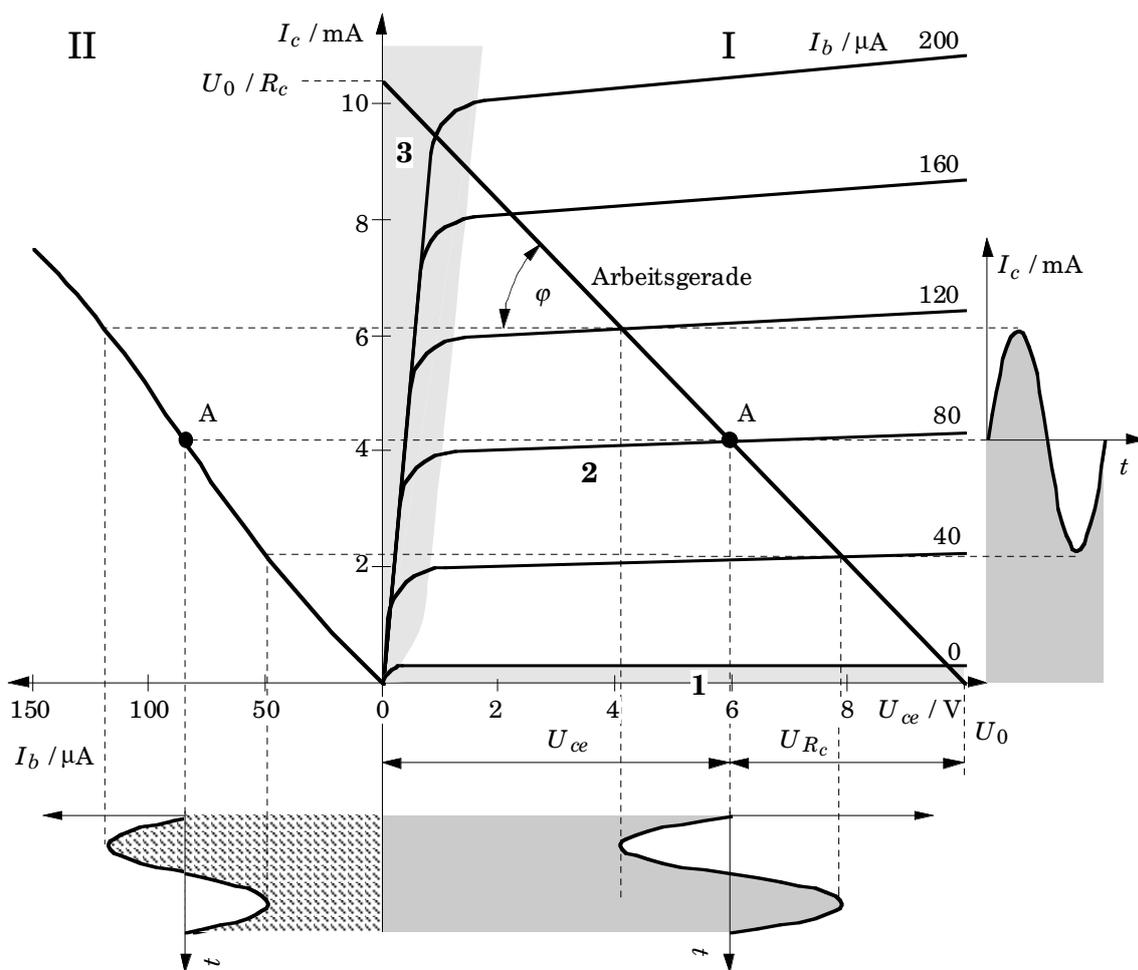


Abb. E.7: Projektion eines sinusförmigen Eingangsstromverlaufes auf die Ausgangsseite.

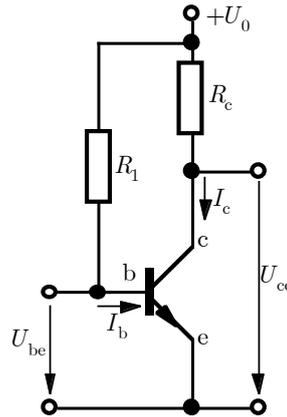


Abb. E.8: Arbeitspunkteinstellung mit Basisvorwiderstand

nungswerten im Arbeitspunkt überlagerten Wechselstrom- bzw. Wechselspannungswerte als Nutzsignal. Beim Einsatz des Transistors als Kleinsignalverstärker arbeitet man innerhalb des Bereiches 2 um den Arbeitspunkt auf der Arbeits- bzw. Ausgangswiderstandsgeraden.

Beim Einsatz des Transistors als Schalter wird hingegen direkt zwischen den Bereichen 1 und 3 entlang der Arbeitsgeraden umgeschaltet.

E.1.4 Einstellung des Arbeitspunktes

Die einfachste Möglichkeit zur Einstellung des gewünschten Arbeitspunktes I_c/U_{ce} ist die Einprägung eines entsprechenden Basisstroms $I_b = I_c/B$ über einen relativ hochohmigen Widerstand R_1 gemäß Abb. E.8. Die Dimensionierung von R_1 erfolgt dabei für den gewünschten Arbeitspunkt A gemäß

$$R_1 \cong U_0/I_b, \quad U_{be} \ll U_0 \quad (\text{E.12})$$

da U_{be} gegenüber U_0 vernachlässigt werden kann (be-Diode im Durchlassbetrieb). Den Kollektorstrom, der bei verschwindendem Basissteuerstrom auftritt, bezeichnet man als Kollektorreststrom. Man unterscheidet den Kollektorreststrom bei offenem Emitter $I_{cb0} = I_{cp}$ (vgl. Abb. E.1), und den Kollektorreststrom bei offener Basis I_{ce0} . Offener Emitter bedeutet $I_e = 0$, offene Basis bedeutet $I_b = 0$. Die Schaltung gemäß Abb. E.8 betreibt den Transistor praktisch bei offener Basis, da die Betriebsspannungsquelle mit dem hochohmigen Widerstand R_1 den Basisstrom einprägt (Stromquelle). Dies hat den Nachteil, dass der Kollektorreststrom nur über die be Strecke zur Masse abfließen kann, wodurch sich der um den Stromverstärkungsfaktor höhere Kollektorreststrom

I_{ce0} einstellt:

$$I_{ce0} = I_{cb0} + I_{cb0}\beta = (1 + \beta)I_{cb0} \cong \beta I_{cb0} \quad (\text{E.13})$$

Damit ergibt sich für den Gesamtkollektorstrom:

$$I_c = I_{cn} + I_{ce0} = \beta I_b + (1 + \beta)I_{cb0} \quad (\text{E.14})$$

E.1.5 Thermische Stabilisierung des Arbeitspunktes

Temperaturabhängigkeit der Transistor-Kennlinien

Die Kennlinien eines BJT weisen eine starke Temperaturabhängigkeit gemäß Abb. E.9 auf, daher sind Maßnahmen zur Stabilisierung des Arbeitspunktes erforderlich. Die Basis-Emitter-Spannung U_{be} nimmt - bei konstantem Basisstrom I_b - proportional mit zunehmender Sperrschicht-Temperatur T_j ab:

$$\left. \frac{\partial U_{be}}{\partial T_j} \right|_{I_b} = -(2...3) \text{ mV/C} \quad (\text{E.15})$$

Der Kollektor-Basis-Reststrom bei offenem Emitter I_{cb0} verdoppelt sich mit jeder Sperrschicht-Temperaturerhöhung um 10 C:

$$I_{cb0} \approx \text{nA} \times 2^{T_j/10\text{C}} \quad (\text{E.16})$$

Dies entspricht einer Zunahme von I_{cb0} um 7% je 1 C Temperaturerhöhung:

$$\Delta I_{cb0}/\Delta T_j \approx 0,07 I_{cb0}/\text{C} \quad (\text{E.17})$$

Aus Abb. E.9 erkennt man auch, dass es für die Arbeitspunktstabilität wesentlich günstiger ist, den Arbeitspunkt durch Einprägung des Basisstromes I_{bA} (vgl. Abb. E.8) als durch Einprägung der Basisspannung U_{beA} (z.B. über einen niederohmigen Spannungsteiler) einzustellen.

Die starke Zunahme des Kollektorstromes mit der Temperatur birgt sogar die Gefahr der Selbstzerstörung des Transistors in sich, wenn keine ausreichenden Maßnahmen zur Stabilisierung des Arbeitspunktes ergriffen werden. Da die Verlustleistung P_V im Transistor mit zunehmendem Kollektorstrom I_c ansteigt, erhöht sich die Sperrschichttemperatur T_j , was einen weiteren Anstieg des Kollektorstromes bewirkt, usf.

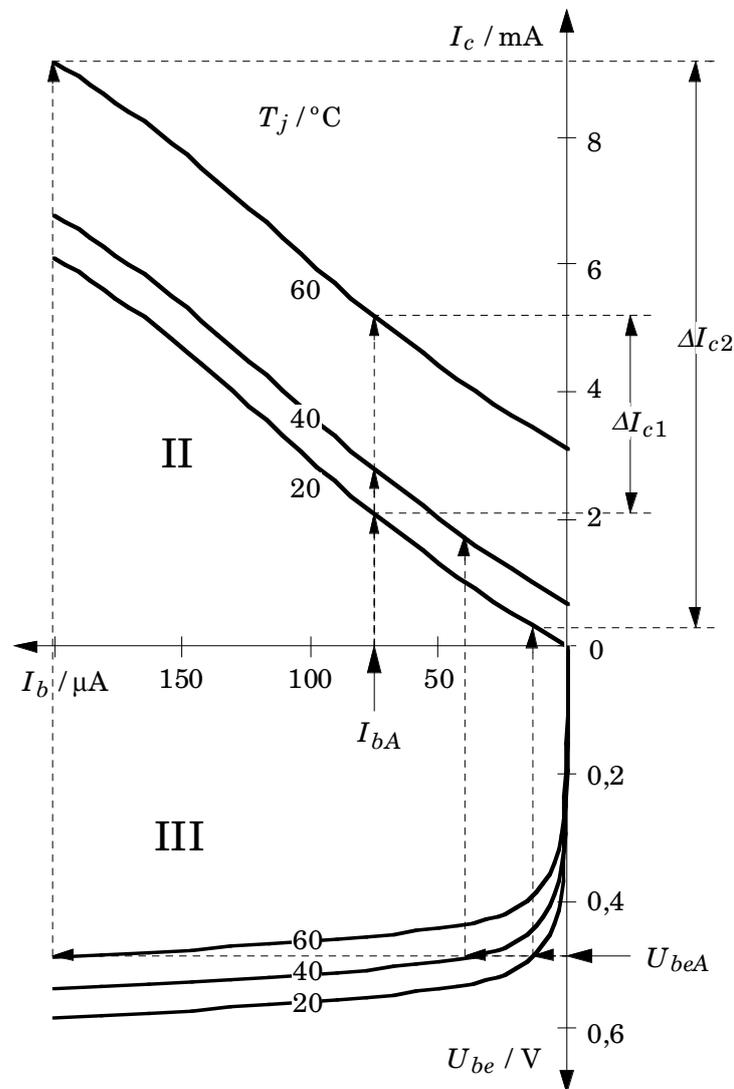


Abb. E.9: Temperaturabhängigkeit der Transistorkennlinien. Bei einer Temperaturerhöhung um 40 C ergibt sich bei eingepprägtem Basisstrom I_{bA} eine Kollektorstromerhöhung um ΔI_{c1} während man bei eingepprägter Basisspannung U_{beA} eine wesentlich stärkere Erhöhung des Kollektorstromes ΔI_{c2} erhält.

$$T_j \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow \Rightarrow P_V \uparrow \Rightarrow T_j \uparrow \quad (\text{E.18})$$

E.1.6 Einfachste Schaltung zur thermischen Arbeitspunktstabilisierung

Betrachten wir nun die Schaltung gemäß Abb. E.10, bei der R_1 nicht von der konstanten Betriebsspannung U_0 , sondern von der Kollektorspannung U_{ce} den Strom I_b ableitet.

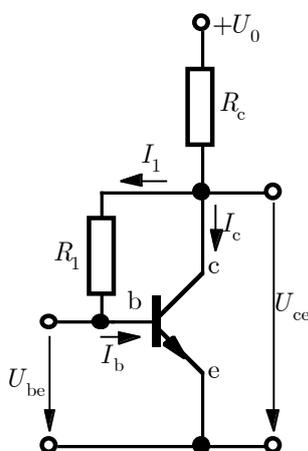


Abb. E.10: Einfachste Arbeitspunktstabilisierung durch Gegenkopplung

Bei einem angenommenen temperaturbedingten Kollektorstromanstieg steigt der Spannungsabfall am Lastwiderstand R_c , wodurch die Kollektor-Emitter-Spannung sinkt. Da der Basisstrom I_b nun durch U_{ce}/R_1 bestimmt wird, verringert sich der Basisstrom mit abnehmender Kollektorspannung U_{ce} , was dem durch die angenommene Temperaturerhöhung bewirkten Kollektorstromanstieg tendenziell entgegengewirkt:

$$I_b = U_{ce}/R_1, \quad U_{be} \ll U_{cb} \cong U_{ce} \quad (\text{E.19})$$

$$T_j \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow \Rightarrow U_{ce} \downarrow \Rightarrow I_b \downarrow \Rightarrow I_c \downarrow \Rightarrow I_c \downarrow \quad (\text{E.20})$$

Dieses Prinzip wird auch als Gegenkopplung bezeichnet (vgl. Abschnitt E.3.1). Man definiert zweckmäßig den thermischen Stabilisierungsfaktor durch

$$S = \frac{\Delta I_c / \Delta T_j \text{ ohne Stabilisierung}}{\Delta I_c / \Delta T_j \text{ mit Stabilisierung}} \quad (\text{E.21})$$

Ohne Stabilisierung (vgl. Abb. E.8) folgt nach Einsetzen von (Gl. E.17) in (Gl.

E.14), dass bei Erhöhung der Sperrschichttemperatur um 1 C die Erhöhung des Kollektorstromes gleich der Erhöhung des Kollektor-Emitter-Reststromes bei offener Basis ΔI_{ce0} ist, da I_{cn} selbst nicht temperaturabhängig ist und nur von I_{rec} (vgl. Abb. E.1) abhängt:

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta T_j} = \frac{\Delta I_{ce0}}{\Delta T_j} \approx 0,07 B I_{cb0} / C \quad (\text{E.22})$$

bzw., wenn wir uns in Hinkunft alle Δ -Größen auf 1 C Sperrschicht-Temperaturänderung bezogen denken und $/\Delta T_j$ bzw. $/C$ nicht mehr anschreiben,

$$\Delta I_c = \Delta I_{ce0} . \quad (\text{E.23})$$

Mit Stabilisierung (Gegenkopplung gemäß Abb. E.10) gilt für die zur betrachteten Kollektorstromänderung ΔI_c zugehörige Basistromänderung ΔI_b

$$\Delta I_b = \frac{\Delta U_{ce}}{R_1} = -\frac{\Delta I_c R_c}{R_1} \quad (\text{E.24})$$

Aus Gl.(E.14) und (E.24) folgt:

$$\Delta I_c = \Delta I_{ce0} + \beta \Delta I_b = \Delta I_{ce0} - B \Delta I_c R_c / R_1 \quad (\text{E.25})$$

Durch Herausheben von ΔI_c auf der linken und rechten Seite von Gl.(E.25) erhält man

$$\Delta I_c = \frac{\Delta I_{ce0}}{1 + \beta R_c / R_1} \quad (\text{E.26})$$

Einsetzen von Gl.(E.23) und (E.26) in Gl.(E.21) ergibt schließlich für den mit der Schaltung aus Abb. E.10 erreichten Stabilisierungsfaktor

$$S = 1 + \frac{\beta R_c}{R_1} \quad (\text{E.27})$$

Für den Extremfall, dass der Arbeitspunkt zu einem sehr hohen I_c -Wert bzw. kleinem U_{ce} -Wert gelegt wird, was für $R_1 = R_c$ der Fall ist, ergibt sich damit ein Stabilisierungsfaktor von $S \approx \beta = 100 \dots 500$. Wird der Arbeitspunkt hingegen in die Mitte $U_{ce} = U_0/2$ des Aussteuerungsbereiches gelegt (entspricht $R_1 = B R_c$), reduziert sich S allerdings auf den Wert 2, was praktisch wertlos ist.

Da die Stabilisierung letztlich durch eine gegenphasige Rückkopplung (Gegenkopplung) der Ausgangsgrößen auf die Eingangsgrößen erzielt wird, ergibt sich auch eine - meist unerwünschte - Reduktion der Stromverstärkung des Nutzsignals (Wech-

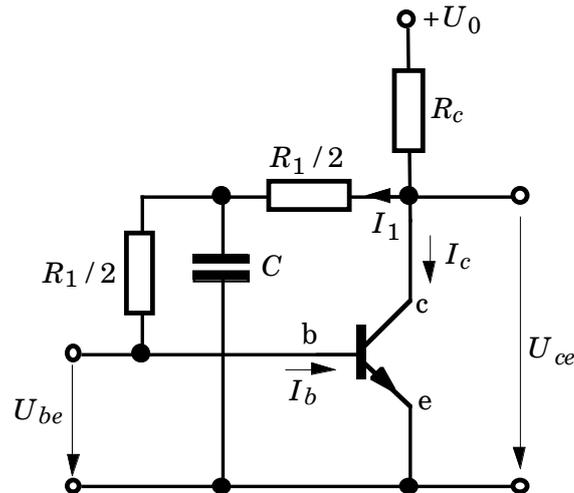


Abb. E.11: Vermeidung der Wechselstromgegenkopplung

selstrom) um den Faktor S . Dies kann durch Aufteilung des Widerstandes R_1 und Ausbildung eines Tiefpasses, der nur langsame (temperaturbedingte) Spannungsänderungen innerhalb des Übertragungsfrequenzbereichs durchlässt, gemäß E.11 vermieden werden.

E.1.7 Standardschaltung zur thermischen Arbeitspunktstabilisierung

Weitaus bessere Stabilisierungsfaktoren bzw. günstigere Arbeitspunkte erhält man mit der Schaltung nach E.12. U_1 kann bei entsprechend niederohmiger Ausführung des Eingangsspannungsteilers ($I \approx 10I_b$) als eingepreßt (last-, d.h. hier Basisstrom-unabhängig) angenommen werden.

Dimensionierung der Standardschaltung

Zunächst wird der gewünschte Arbeitspunkt (I_b , U_{ce}) festgelegt. Der Kollektorstrom I_c sollte einerseits deutlich höher als der Kollektor-Reststrom I_{ce0} gewählt werden, andererseits ist seine Höhe in der Praxis nach oben durch das Ansteigen des sog. Stromrauschens ($\propto I_c$) und durch die maximal zulässige Verlustleistung beschränkt. Die Ausgangsspannung U_2 soll zweckmäßig etwa in der Mitte oder im oberen Drittel (zur Erzielung einer stärkeren Gegenkopplung $\rightarrow R_e \uparrow$) der Betriebsspannung liegen. Daraus folgt unmittelbar die Größe des Arbeitswiderstandes R_c .

Der Emitterwiderstand R_e wird unter Wahrung des angestrebten Aussteuerungs-

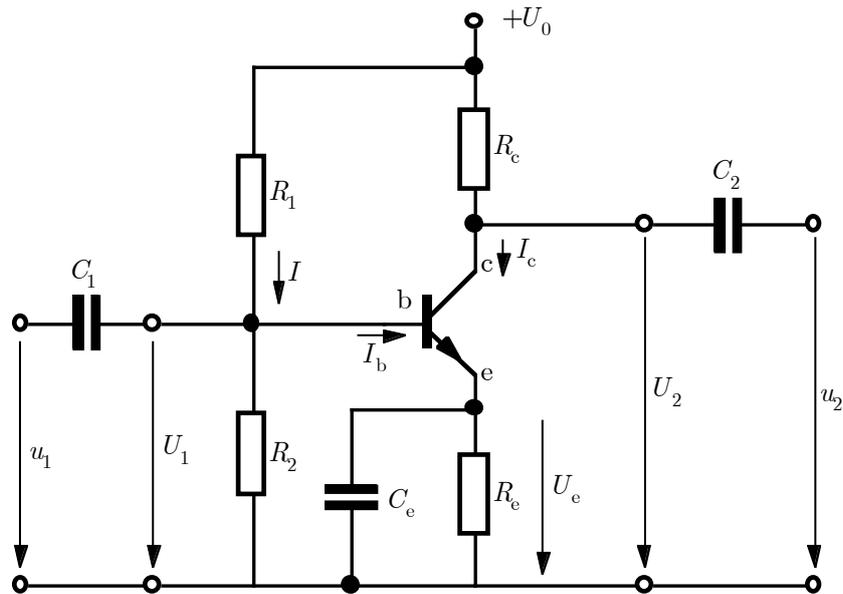


Abb. E.12: Standard-Stabilisierungsschaltung

bereiches so groß wie möglich (hoher Stabilisierungsfaktor S), typischerweise $R_e = R_c/2$ oder $R_e = R_c$ gewählt. Der zum Arbeitspunkt gehörige Basisstrom I_b ergibt sich aus I_c über die Stromverstärkung β . Das Spannungsteilerverhältnis R_1/R_2 soll die Spannung $U_1 = U_{be} + U_e$ einstellen, d. h. $R_1/R_2 = (U_0 - U_1)/U_1$. Die Absolutwerte von R_1 und R_2 ergeben sich aus der Faustregel, dass der Strom durch den Spannungsteiler rund 10 mal so groß wie der Belastungsstrom des Spannungsteilers sein soll.

Beispiel E.1.

Gegeben: $U_0 = 15 \text{ V}$, $\beta = 100$

Wahl des Arbeitspunktes (I_c , U_2):

$$U_2 = \frac{2U_0}{3} = 10 \text{ V} \quad (\text{gewählt})$$

$$I_c = 10 \text{ mA} \quad (\text{gewählt})$$

$$\Rightarrow R_c = 500 \Omega, \quad \text{nächster Normwert } 560 \Omega \text{ gewählt.}$$

Wahl von $U_e = U_0/3 = 5 \text{ V}$. Dies gibt wegen $I_e \cong I_c$ für $R_e = R_c = 560 \Omega$.

$$I_b = I_c/\beta = 100 \mu\text{A}$$

$$I = 1 \text{ mA}$$

$$\text{Faustregel } I = 10 I_b$$

$$R_1 + R_2 = 15 \text{ k}\Omega$$

Mit der für Si-Transistoren typischen Durchlass-/Kniespannung der eb-Diode erhält

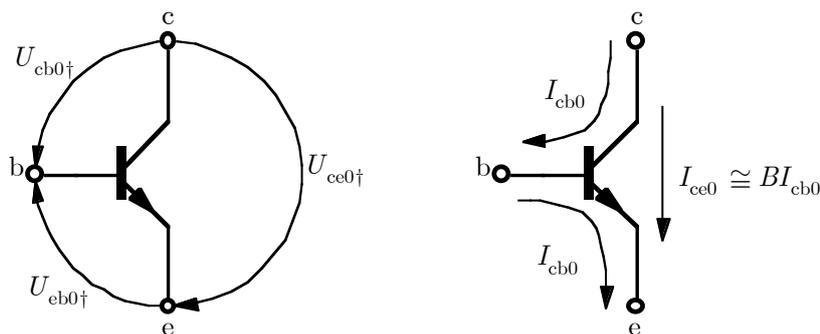


Abb. E.13: Durchbruchspannungen der gesperrten PN-Übergänge

man:

$$U_1 = U_{be} + U_e = 0,5 \text{ V} + 5 \text{ V} = 5,5 \text{ V}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5,5}{15} = 0,37$$

$$R_2 = 0,37 \cdot 15 \text{ k}\Omega = 5,5 \text{ k}\Omega$$

Für R_2 wird als nächster Normwert $5,6 \text{ k}\Omega$, für R_1 als nächster Normwert $10 \text{ k}\Omega$ gewählt. Für den thermischen Stabilisierungsfaktor der Schaltung nach Abb. E.12 erhält man (hier ohne Ableitung, siehe Elektronik-Rechenübungen):

$$S = 1 + \frac{\beta R_e}{R_1 \parallel R_2} = 157 \quad (\text{E.28})$$

E.1.8 Grenz- und Kennwerte

Die im Folgenden behandelten Begriffsbildungen werden an Hand des bipolaren Transistors eingeführt, sie gelten jedoch in sinngemäßer Weise auch für andere Halbleiterbauelemente.

Neben der Beschreibung durch Kennlinien findet man in den Datenblättern auch die Angabe von Kennwerten und absoluten Grenzwerten. Wegen der technologiebedingten großen Exemplarstreuung der Halbleiter-Kenndaten erfolgt zusätzlich zur Angabe der typischen Parameterwerte (Mittelwerte über viele Exemplare, Characteristic Data) die der garantierten Extremwerte (Maximum and Minimum Values) mit denen im ungünstigsten Fall gerechnet werden muss. So wird zum Beispiel für die Stromverstärkung β der typische Wert 100 angegeben, wobei ein Mindestwert von 20 garantiert wird. Der zulässige Betriebsbereich der Bauelemente ist durch sog. absolute Grenzwerte (Absolute Maximum Ratings) festgelegt.

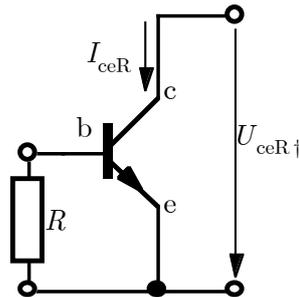


Abb. E.14: Zum Einfluss von R auf U_{ceR}^\dagger

Wird nur einer dieser Grenzwerte überschritten, muss mit irreversiblen Veränderungen des Bauelementeverhaltens gerechnet werden. Bei einem Transistor dürfen die Durchbruchspannungen (break down voltages) der gesperrten PN Übergänge nicht überschritten werden. Neben den Sperrspannungen der Kollektor-Basis-Diode U_{cb0}^\dagger und der Emitter-Basis-Diode U_{eb0}^\dagger wird auch die Grenzspannung zwischen Kollektor und Emitter U_{ce0}^\dagger angegeben (\rightarrow Abb. E.13). Diese ist kleiner als U_{cb0}^\dagger , da bei offener Basis der Kollektor-Reststrom I_{ce0} auftritt, der um die Gleichstromverstärkung β größer als der Kollektor-Basis-Reststrom I_{cb0} ist (\rightarrow Gl. E.13). Die durch den höheren Reststrom bedingte höhere Verlustleistung in der Sperrzone bedingt eine Reduktion der Durchbruchspannung.

Bei einem äußeren Widerstand R zwischen Basis und Emitter stellt sich ein Reststrom I_{ceR} ein, der zwischen den Extremfällen I_{cb0} (offener Emitter bedeutet stromloser Emitter, dieser Fall tritt auch bei Kurzschluss zwischen Basis und Emitter, d.h. $R = 0$ auf) und I_{ce0} (offene Basis) liegt. Dementsprechend liegt für diese Beschaltung der Grenzwert der Kollektor-Emitter-Spannung U_{ceR}^\dagger zwischen U_{cb0}^\dagger und U_{ce0}^\dagger (\rightarrow Gl. E.14).

$$I_{cb0} < I_{ceR} < I_{ce0} \quad (\text{E.29})$$

$$U_{cb0}^\dagger > U_{ceR}^\dagger > U_{ce0}^\dagger \quad (\text{E.30})$$

Für einen NPN Si-Transistor betragen die Grenzsperrspannungen typischerweise:

$$U_{cb0}^\dagger = 30 \text{ V} \dots > 1 \text{ kV} \quad (\text{E.31})$$

$$U_{eb0}^\dagger = 4 \dots 6 \text{ V} \quad (\text{E.32})$$

Bei sehr hohen Kollektorströmen kann bei Leistungstransistoren der sog. zweite Durchbruch (second break down) auftreten. Dabei kommt es durch Überhitzung der Basiszone zu einem Kurzschluss zwischen Kollektor und Emitter. Es darf daher ein bestimmter maximaler Kollektorstrom I_{cmax} nicht überschritten werden.

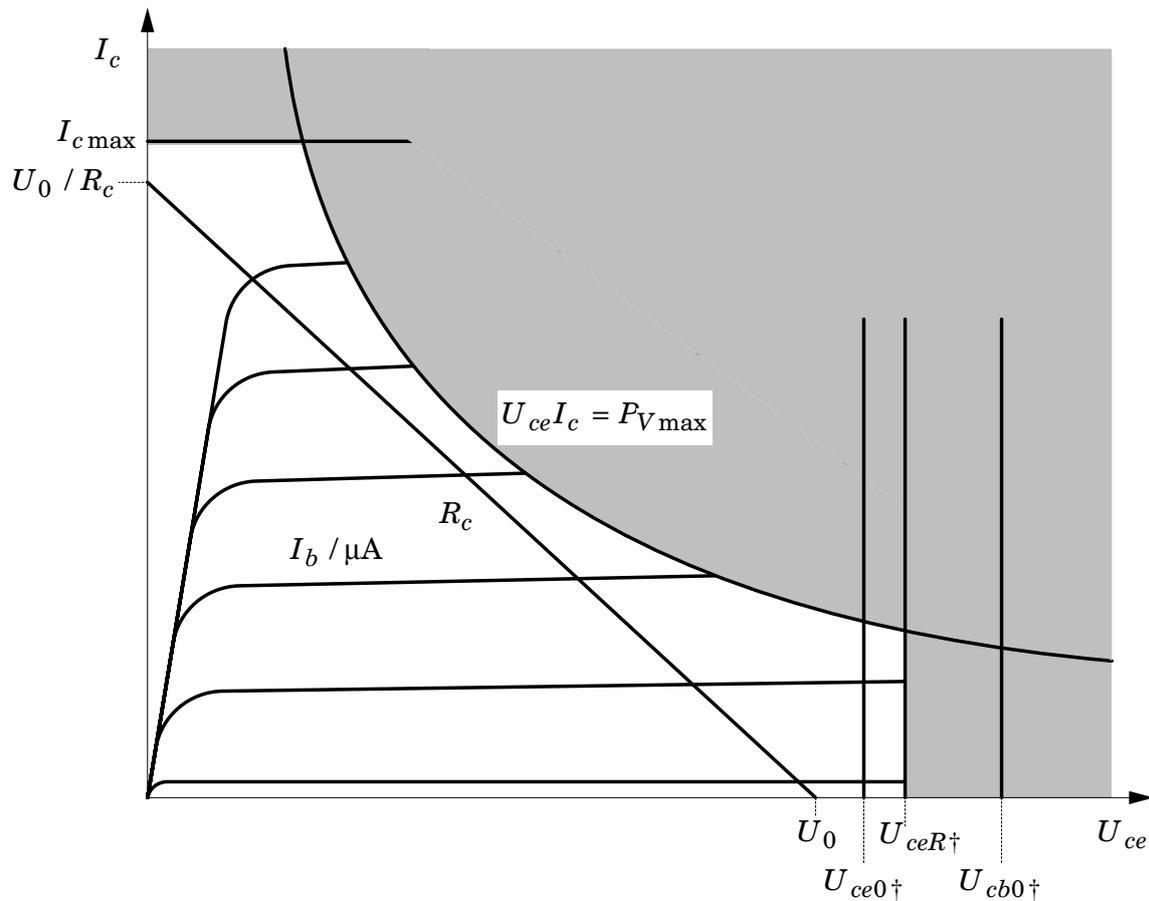


Abb. E.15: Zulässiger Betriebsbereich eines Transistors

Im normalen Betriebszustand (vgl. Abb. E.15, E.7, Quadrant I, Verstärkerbereich 2) tritt die maximale Verlustleistung im Bereich der Kollektor-Basis-Grenzschicht auf, da hier praktisch die ganze Kollektor-Emitter-Betriebsspannung U_{ce}

$$U_{cb} \approx U_{ce} \quad (\text{E.33})$$

auf kleinstem Raum abfällt (vgl. Abb. E.1). Die cb Sperrschicht ist daher die thermisch am stärksten beanspruchte Zone im bipolaren Transistor. Wegen $U_{cb} \gg U_{be}$ bzw. $I_b \ll I_c$ gilt näherungsweise:

$$P_V = U_{ce}I_c + U_{be}I_b = U_{cb}I_c + U_{be}I_e \cong U_{ce}I_c \cong U_{cb}I_c . \quad (\text{E.34})$$

Es darf ein bestimmter Grenzwert der Sperrschichttemperatur $T_{S_{\max}}$ und damit eine maximale Verlustleistung $P_{V_{\max}}$ nicht überschritten werden, da sonst irreversible Änderungen der Dotierung durch thermische Diffusion der Fremdatome auftreten. $T_{S_{\max}}$ für Si-Transistoren liegt bei ca. 175°C. Es wird auch oft zwischen einer maximalen Lager- und einer maximalen Betriebstemperatur unterschieden. Die maxima-

le Betriebstemperatur ist immer niedriger als die maximale Lagertemperatur, da bei sehr hohen Temperaturen die Eigenleitung in die Größenordnung der Störstellenleitung kommt und dadurch im Betriebsfall unkontrollierte zusätzliche Verlustleistungen im Bauelement auftreten. In Abb. E.15 ist der aufgrund der absoluten Grenzwerte eines Transistors beschränkte Ausgangskennlinienbereich (Quadrant I von Abb. E.5 und Abb. E.7) zusammenfassend dargestellt. Betriebsspannung U_0 und Arbeitswiderstand R_c sind so zu wählen, dass der zulässige Ausgangskennlinienbereich unter keinen Umständen überschritten werden kann.

Die in der Kollektor-Basis-Grenzschicht auftretende Verlustleistung, die praktisch gleich der Gesamtverlustleistung P_V ist, wird über den Kollektor an das Gehäuse abgegeben. Wie bereits am Anfang dieses Kapitels erwähnt, ist die thermisch gut leitende Verbindung zwischen Kollektor und Gehäuse ein Merkmal, wodurch sich der Kollektor vom Emitter unterscheidet. Im Interesse einer hohen Wärmeleitung zwischen Kollektor und Gehäuse wird bei Leistungstransistoren auch fast immer auf eine elektrische Isolierung zwischen Kollektor und Gehäuse verzichtet, da jede elektrische Isolierung auch den Wärmeübergangswiderstand vergrößert. Die Übertemperatur ΔT [C] der Sperrschicht S gegenüber der Umgebungsluft U stellt sich proportional der von der Sperrschicht an die Umgebungsluft fließenden Verlustleistung P_V [W] ein,

$$\Delta T = T_S - T_U = P_V R_{TSU}, \quad (\text{E.35})$$

wobei T_S die Sperrschichttemperatur und T_U die Umgebungstemperatur bedeuten. Der Proportionalitätsfaktor wird als Wärmeübergangswiderstand oder thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Umgebung R_{TSU} bezeichnet. Die Einheit für den thermischen Widerstand ist C/W.

Thermischer Widerstand ohne Kühlkörper

Der gesamte thermische Widerstand zwischen Sperrschicht und Umgebung R_{TSU} setzt sich aus dem thermischen Widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse R_{TSG} und dem thermischen Widerstand zwischen Gehäuse und Umgebung R_{TGU} zusammen.

$$R_{TSU} = R_{TSG} + R_{TGU} \quad (\text{E.36})$$

Thermischer Widerstand mit Kühlkörper

R_{TGU} lässt sich durch Anbringung eines Kühlkörpers, der die Oberfläche des Transistor-Gehäuses vergrößert, stark verringern. Dabei muss aber auch der neu hinzukommende thermische Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper R_{TGK} berücksichtigt wer-

den. Wegen der meist gewünschten elektrischen Isolierung zwischen Gehäuse (Kollektorpotential) und Kühlkörper (Massepotential) wird ein Glimmer-, BeO-, oder ein Al-Plättchen, dessen durch anodische Oxidation verstärkte Al_2O_3 Oxidschichte (Korund) als elektrische Isolierung genützt wird, zwischen Transistorgehäuse und Kühlkörper eingefügt. Dadurch wird aber auch der thermische Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper R_{TGK} erhöht.

$$R_{TSU} = R_{TSG} + R_{TGK} + R_{TKU} , \quad R_{TGK} + R_{TKU} \ll R_{TGU} \quad (\text{E.37})$$

In den Datenblättern sind meist zwei Extremfälle für $P_{V\max}$ angegeben:

1. Transistorgehäuse von ruhender Luft mit 25 C umgeben,
2. Transistorgehäuse auf 25 C gehalten (Grenzfall für $R_{TGU} \rightarrow 0$, unendlich leistungsfähiger Kühlkörper). Eine solche Temperaturfixierung trotz Verlustleistungseintrag kann in der Praxis z.B. durch Kühlung mit Fließwasser erreicht werden.

Beispiel E.2.

Kühlkörperdimensionierung

Gegeben: $P_V = 18 \text{ W}$, $T_S = 55 \text{ C}$

Gesucht: Geeigneter Leistungstransistor mit Kühlkörper. Zweckmäßige Auswahl für die erforderliche Leistung: Si-Leistungstransistor 2N 3055, TO-3 Gehäuse.

Aus Datenblatt:

$P_{V\max} = 2 \text{ W}$ in ruhender Luft von 25 C

$P_{V\max} = 100 \text{ W}$ Gehäuse auf 25 C

$P_V > 2 \text{ W}$ \Rightarrow Kühlung bzw. Kühlkörper erforderlich

$P_V < 100 \text{ W}$ \Rightarrow Dieser Transistor kann verwendet werden

$T_{S\max} = 150 \text{ C}$

$R_{TSG} = 1,8 \text{ C/W}$

$R_{TGK} = 1,7 \text{ C/W}$ Kollektorisolierung durch Glimmerplättchen

Damit folgt aus Gl.(E.35):

$$\Delta T_{S\max} = T_{S\max} - T_U = 150 \text{ C} - 55 \text{ C} = 95 \text{ C} = P_V R_{TSU} = 18 \text{ W} \times R_{TSU}$$

$$\Rightarrow R_{TSU} = 95 \text{ C}/18 \text{ W} = 5,3 \text{ C/W}$$

Aus Gl.(E.37) folgt:

$$R_{\text{TKU}} = R_{\text{TSU}} - R_{\text{TSG}} - R_{\text{TGK}} = 5,3 \text{ C/W} - 1,8 \text{ C/W} - 1,7 \text{ C/W} = 1,8 \text{ C/W}$$

Es muss ein Kühlkörper mit $R_{\text{TKU}} \leq 1,8 \text{ C/W}$ ausgewählt werden, um die gewünschte Leistung ohne Gefährdung des ausgewählten Leistungstransistors 2N 3055 abführen zu können.

E.1.9 Der Transistor als linearer Vierpol

Im Folgenden wird gezeigt, dass der Transistor für hinreichend kleine Spannungs- bzw. Stromänderungen, insbesondere für Wechselspannungen und ströme kleiner Amplitude, als linearer Vierpol beschrieben werden kann. Der allgemeine funktionale Zusammenhang, der durch die Eingangs- und Ausgangskennlinien des Transistors in Emittergrundschaltung (\rightarrow Quadrant III und I in Abb. E.5) dargestellt wird, lautet:

$$U_{\text{be}} = F_{\text{III}}(I_{\text{b}}, U_{\text{ce}}) \quad (\text{E.38})$$

$$I_{\text{c}} = F_{\text{I}}(I_{\text{b}}, U_{\text{ce}}) \quad (\text{E.39})$$

Die Bildung der totalen Differentiale ergibt

$$dU_{\text{be}} = \frac{\partial U_{\text{be}}}{\partial I_{\text{b}}} dI_{\text{b}} + \frac{\partial U_{\text{be}}}{\partial U_{\text{ce}}} dU_{\text{ce}} \quad (\text{E.40})$$

$$dI_{\text{c}} = \frac{\partial I_{\text{c}}}{\partial I_{\text{b}}} dI_{\text{b}} + \frac{\partial I_{\text{c}}}{\partial U_{\text{ce}}} dU_{\text{ce}} \quad (\text{E.41})$$

Die als Faktoren auftretenden partiellen Ableitungen sind nichts anderes als die Steigungen der Tangenten der Kennlinien im betrachteten Arbeitspunkt (vgl. Abb. E.5), sie werden auch als Hybridparameter h_{ij} des Transistors bezeichnet:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial U_{\text{be}}}{\partial I_{\text{b}}} & \frac{\partial U_{\text{be}}}{\partial U_{\text{ce}}} \\ \frac{\partial I_{\text{c}}}{\partial I_{\text{b}}} & \frac{\partial I_{\text{c}}}{\partial U_{\text{ce}}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tan \zeta & \tan \eta \\ \tan \xi & \tan \alpha \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{E.42})$$

Was für die totalen Differentiale exakt gilt, gilt für hinreichend kleine Differenzen in sehr guter Näherung. Die kleinen Differenzen können wir auch als zeitabhängige Wechselspannungen und Ströme interpretieren

$$dU_{\text{be}} \rightarrow \Delta U_{\text{be}} = u_{\text{be}} = u_1 \quad dI_{\text{c}} \rightarrow \Delta I_{\text{c}} = i_{\text{c}} = i_2 \quad (\text{E.43})$$

$$dI_{\text{b}} \rightarrow \Delta I_{\text{b}} = i_{\text{b}} = i_1 \quad dU_{\text{ce}} \rightarrow \Delta U_{\text{ce}} = u_{\text{ce}} = u_2 \quad (\text{E.44})$$

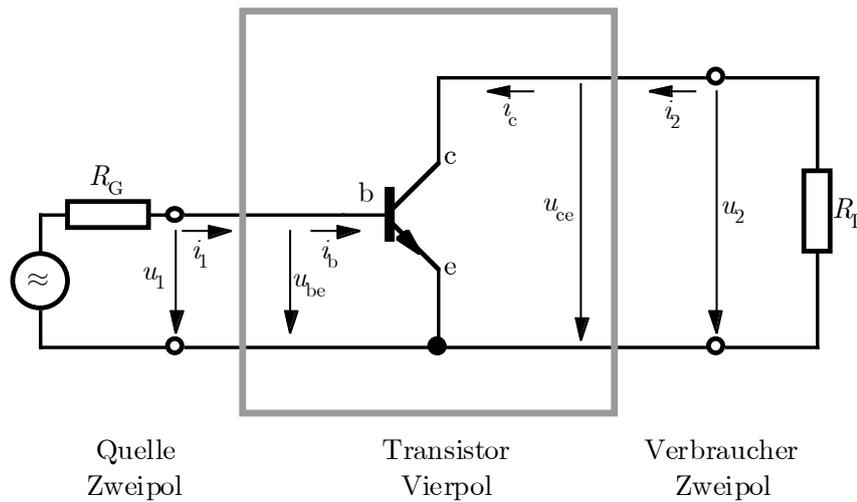


Abb. E.16: Der Transistor als Vierpol. Dargestellt sind nur die Wechselgrößen; die Gleichgrößen und die Massnahmen zur Einstellung des Arbeitspunktes sind getrennt zu betrachten.

Für kleine Wechselgrößen kann der Transistor für den jeweils eingestellten Arbeitspunkt als linearer Vierpol aufgefasst werden (siehe Abb. E.16), solange die Amplituden der Wechselgrößen u und i wesentlich kleiner sind als die entsprechenden Gleichspannungs- U bzw. Gleichstromwerte I im Arbeitspunkt.

$$\begin{aligned} |u_{be}|_{\max} &\ll U_{be} & |i_c|_{\max} &\ll I_c \\ |i_b|_{\max} &\ll I_b & |u_{ce}|_{\max} &\ll U_{ce} \end{aligned} \quad (\text{E.45})$$

$$\begin{pmatrix} u_{be} \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_b \\ u_{ce} \end{pmatrix} \quad (\text{E.47})$$

Für harmonische Größen (sinusförmige Zeitabhängigkeiten) können wir wieder die komplexe Schreibweise einführen.

$$u_{be} = u_1(t) = \text{real}(\tilde{U}_1) \quad i_c = i_2(t) = \text{real}(\tilde{I}_2) \quad (\text{E.48})$$

$$i_b = i_1(t) = \text{real}(\tilde{I}_1) \quad u_{ce} = u_2(t) = \text{real}(\tilde{U}_2) \quad (\text{E.49})$$

$$(\text{E.50})$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{U}_1 \\ \tilde{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{I}_1 \\ \tilde{U}_2 \end{pmatrix} \quad (\text{E.51})$$

Durch Gl.(E.47) bzw. (E.51) wird das sog. Kleinsignalverhalten des Transistors vollständig beschrieben. Mit Gl.(E.42) kann der Transistor als linearer Vierpol beschrie-

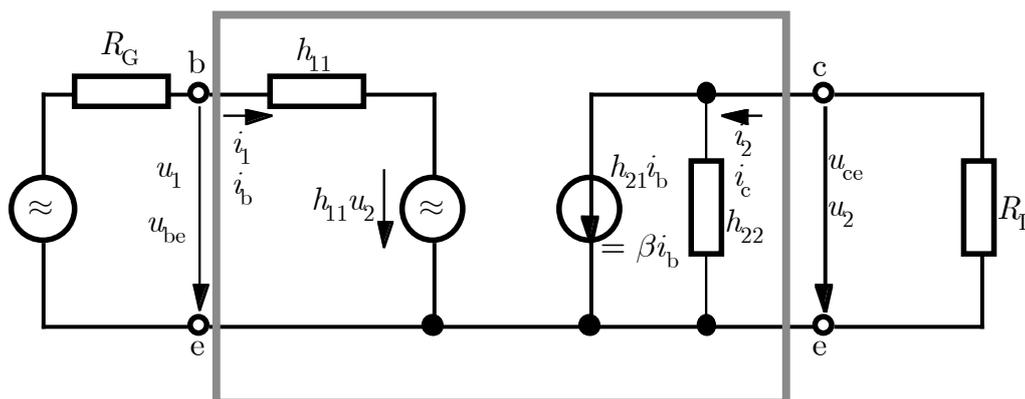


Abb. E.17: NF-Ersatzschaltbild des BJT in Emittter-Grundschtaltung.

	Bezeichnung [Einheit] e..Emittter-Grundscht.	Messv.		Engl. Indexbedeutung E..Common Emittter	typ. Wert
h_{11e}	Eingangswiderstand Ω	$u_2 = 2$	h_{IE}	I... Input resistance	200 Ω
h_{12e}	Spannungsrückw. [1]	$i_1 = 0$	h_{RE}	R... Reverse transfer	10^{-3}
h_{21e}	Stromverstärkung [1]	$u_2 = 0$	h_{FE}	F... Forward transfer	300
h_{22c}	Ausgangsleitwert [S]	$i_1 = 0$	h_{OE}	O... Output conduct.	$70\mu S$ $\Leftrightarrow 15k\Omega$

Tabelle E.1: Bezeichnung und Messvorschriften für die Hybridparameter der Emittter-Grundschtaltung

ben und damit als Baustein in linearen Netzwerken verwendet werden.

E.1.10 Kleinsignal-Ersatzschaltbild

Die Hybridparameter können auch als lineare Bauelemente in einem Ersatzschaltbild des Transistors dargestellt werden. Das folgende Ersatzschaltbild gilt für kleine Wechselstromsignale mit hinreichend niedriger Frequenz (NF-Ersatzschaltbild). Das Frequenzverhalten über einen größeren Frequenzbereich (HF-Ersatzschaltbild) kann durch frequenzabhängige Vierpolparameter bzw. durch entsprechende zusätzliche Kondensatoren im Ersatzschaltbild berücksichtigt werden.)

Zur Unterscheidung der Hybridparameter der verschiedenen Grundschtaltungen, wird im Index noch der entsprechende, kennzeichnende Buchstabe hinzugefügt.

$$h_{ije}, h_{ijc}, h_{ijb} \tag{E.52}$$

In den Datenblättern sind meist nur die Hybridparameter für die Emitttergrund-

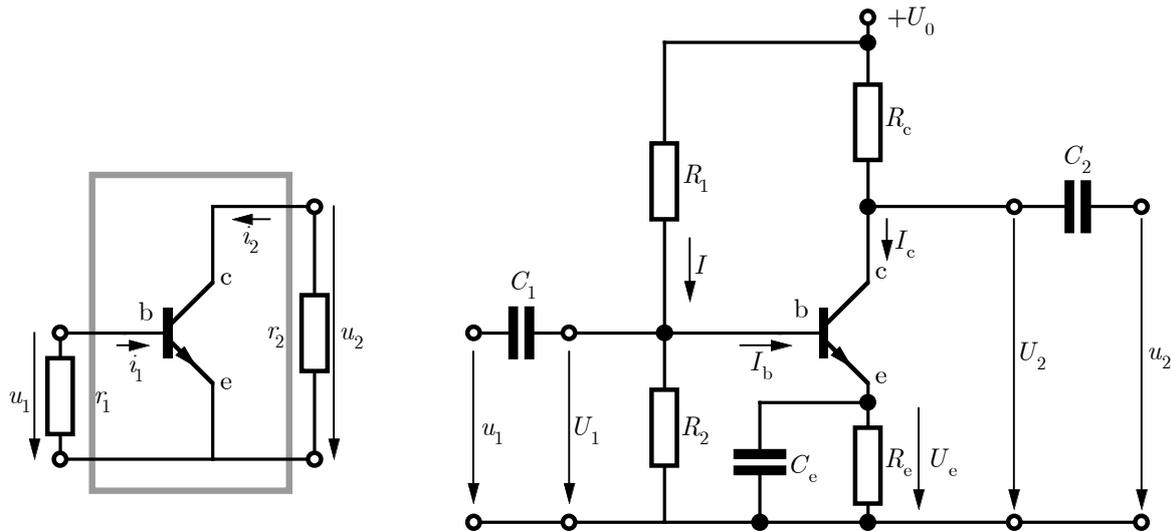


Abb. E.18: Auf der linken Seite ist das Wechselstromersatzschaltbild für die Emittergrundschaltung, auf der rechten Seite die entsprechende vollständige Schaltung mit Arbeitspunkteinstellung und thermischer Stabilisierung dargestellt.

schaltung angegeben.

Die Messvorschriften für die Messung der Hybridparameter für die Emitterschaltung folgen direkt aus den Vierpolgleichungen, durch die die Parameter definiert wurden. In der folgenden Tab.E.1 sind die Messvorschriften und die Bezeichnung der Parameter in englischsprachigen Datenblättern aufgelistet.

Die Spannungsrückwirkung h_{12e} ist so klein, dass sie fast immer vernachlässigt werden kann.

Es ist zweckmäßig, die Arbeitspunkteinstellung (Gleichspannungs-, Gleichstrom-einstellung) bzw. das Gleichstromverhalten getrennt vom Wechselstromverhalten zu betrachten. Es kann für alle drei Grundschaltungen, die gleiche Arbeitspunkt-Stabilisierungsschaltung (z.B. nach Abb. E.12) verwendet werden. Es ist allerdings zu beachten, dass die Widerstände, die für die Arbeitspunkteinstellung und Stabilisierung erforderlich sind, auch im Wechselspannungsersatzschaltbild aufscheinen.

In Abb. E.18 und Abb. E.19 ist dies für die Emitter- bzw. Kollektorgrundschaltungen gezeigt. Es ist zu beachten, dass die in Abb. E.18 eingezeichneten Elektrolytkondensatoren die ausschließliche Funktion der Trennung zwischen Wechselstrom- und Gleichstromverhalten haben, und für Wechselspannungen als Kurzschluss, für die Gleichspannungen als Unterbrechung („Abblock-Kondensatoren“) gedacht werden können. Auch die Betriebsgleichspannung, die meist mit einem (Elektrolyt-)kondensator „gepuffert“ wird, ist für Wechselspannungen als Kurzschluss zu denken.

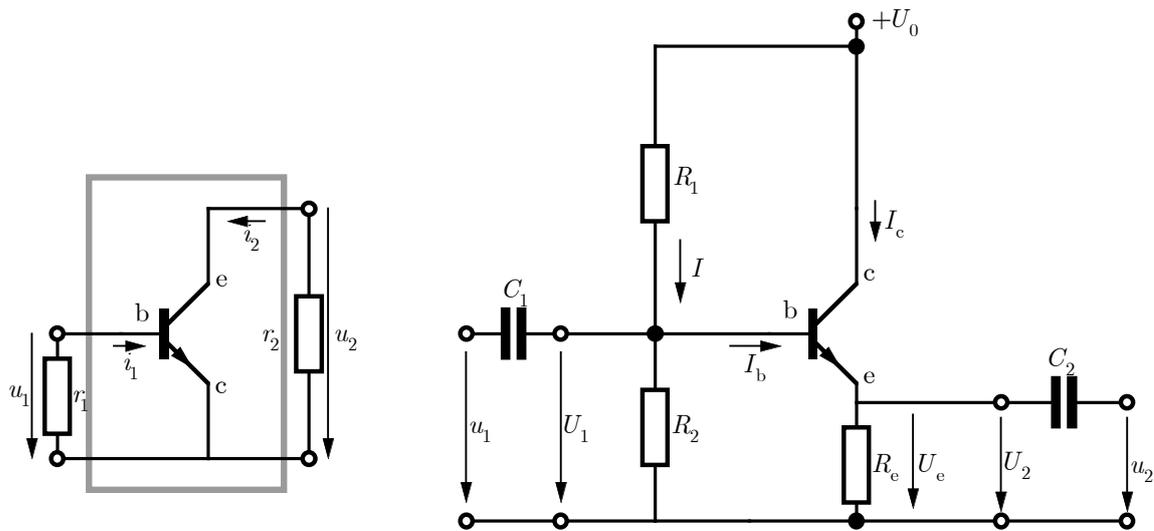


Abb. E.19: Auf der linken Seite ist das Wechselstromersatzschaltbild für die Kollektorgrundsaltung, auf der rechten Seite die entsprechende vollständige Schaltung mit Arbeitspunkteinstellung und thermischer Stabilisierung dargestellt.

Der Wert der Kleinsignalstromverstärkung „ h_{21e} “ bzw. h_{FE} unterscheidet sich etwas vom Wert der Gleichstromverstärkung β (vgl. Abb. E.7), häufig wird aber zwischen den beiden Definitionen nicht unterschieden und näherungsweise $h_{FE} \approx \beta$ gesetzt.

Die Hybridparameter kennzeichnen unterschiedliche Größen mit unterschiedlichen Einheiten (daher der Name „Hybrid“). Neben den Hybridparametern kann man auch die Widerstandsparameter (einheitliche Bedeutung und Einheit Widerstand bzw. Ohm), die Leitwertparameter (einheitliche Bedeutung und Einheit Leitwert bzw. Siemens), und die Kettenparameter angeben (unterschiedliche Größen mit unterschiedlichen Einheiten). Da sich aus einem Parametersatz alle anderen ein-eindeutig berechnen lassen und die Hybridparameter wegen ihrer direkten Bedeutung im Ersatzschaltbild für die Beschreibung des Transistors die gebräuchlichsten sind, werden in den Datenblättern fast ausschließlich die Hybridparameter angeführt.

$$h_{ije} \Leftrightarrow z_{ije} \Leftrightarrow y_{ije} \Leftrightarrow a_{ije} \quad (\text{E.53})$$

E.1.11 Abhängigkeiten der Transistorparameter

1. *Typenabhängigkeit:* Es gibt für die unterschiedlichen Einsatzzwecke unterschiedliche Transistortypen. Beispiele: Preisgünstige Allzweck-Transistoren (General

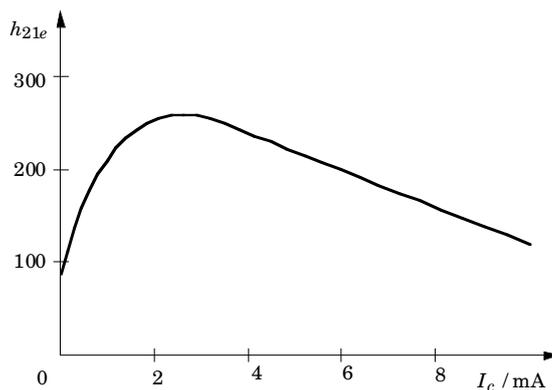


Abb. E.20: Regeltransistor mit ausgeprägter Abhängigkeit der Kleinsignalstromverstärkung vom Arbeitspunkt.

Purpose Transistoren), HF-Transistoren mit einem besonders gutem Hochfrequenzverhalten (hohe obere Grenzfrequenz), Vorstufentransistoren mit niedrigem Rauschen, Endstufentransistoren mit hoher zulässiger Verlustleistung.

2. *Exemplarstreuung:* Die in verschiedenen Chargen hergestellten Transistoren gleicher Type weisen technologiebedingt eine hohe Streuung der Parameter auf. Es werden daher in den Datenblättern meist der typische Wert für einen Parameter (z.B. typische Stromverstärkung $h_{FE} = 300$) und der garantierte Mindest- oder Maximalwert (z.B. min. Stromverstärkung $h_{FE} = 50$, max. Stromverstärkung $h_{FE} = 500$) angegeben.
3. *Arbeitspunkt:* Die Transistorparameter sind vom eingestellten Arbeitspunkt abhängig. Zum Beispiel ändert sich die Stromverstärkung typischerweise gemäß Abb. E.20, was zur Verstärkungsregelung verwendet werden kann.
4. *Sperrschichttemperatur:* Alle Parameter, aber besonders die Restströme, weisen eine starke Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur (und damit auch von der Umgebungstemperatur) auf.
5. *Arbeitsfrequenz:* Die Vierpolparameter weisen bei höheren Frequenzen eine starke Frequenzabhängigkeit auf.

E.1.12 Einfache Schaltungen

Vorverstärkerstufe

Die Standard-Arbeitspunktstabilisierungsschaltung nach Abb. E.12 kann direkt zur Verstärkung kleiner Signale, das heißt von Wechselspannungen kleiner Amplitude ver-

wendet werden. Die Dimensionierung der Emitter-Parallelkapazität C_e erfolgt so groß, dass sie für alle betrachteten Wechselstromfrequenzen den Emitterwiderstand R_e praktisch kurzschließt, d. h.

$$\left| \frac{1}{j\omega C_e} \right| \ll R_e \quad (\text{E.54})$$

gilt. Für den Eingangs- und Ausgangswechselstromwiderstand der Schaltung (vgl. Abb. E.18) gilt:

$$r_1 = R_1 || R_2 || h_{11e} \quad (\text{E.55})$$

$$r_2 = R_c || (1/h_{22e}), \quad (\text{E.56})$$

wobei h_{11e} häufig auch als Basisbahnwiderstand r_{be} und $1/h_{22e}$ als Kollektorinnenwiderstand r_{ce} bezeichnet wird. Typische Werte sind $h_{11e} = r_{be} \approx 200 \Omega$, $1/h_{22e} = r_{ce} \approx 15k\Omega$, (vgl. Tab.E1). Die Stromverstärkung g_i und die Spannungsverstärkung g_u sind definiert als

$$g_i = i_2/i_1 \quad g_u = u_2/u_1, \quad (\text{E.57})$$

die Leistungsverstärkung

$$g_p = p_2/p_1 = u_2 i_2 / u_1 i_1 = g_i g_u \quad (\text{E.58})$$

Bei der Emitterschaltung verringert sich die Ausgangsspannung u_2 bei Erhöhung der Eingangsspannung u_1 , es besteht damit zwischen Ausgangsspannung und Eingangsspannung eine Phasendrehung von 180° . Für die Berechnung dieser Verstärkungsfaktoren aus den Vierpolparametern und einem Schaltungsdimensionierungsbeispiel wird auf die Elektronik-Rechenübungen verwiesen.

E.1.13 Emitterfolger

Im Folgenden wird der Einfachheit halber nicht zwischen Gleichstromverstärkung und Kleinsignal-Stromverstärkung unterschieden und näherungsweise $\beta \approx h_{FE}$ gesetzt. Bei der Kollektor-Grundschtung gemäß E.19 folgt die Ausgangsspannung u_2 bei Änderung der Eingangsspannung u_1 direkt dem Verlauf der Eingangsspannung, da die Basis-Emitterspannung praktisch konstant ist (Die Diodendurchlass-Kniespannung für be Si-Dioden ist ca. 0,7 V). Da die Emitterspannung (=Ausgangsspannung) direkt der Eingangsspannung folgt, wird die Kollektorgrundschtung häufig auch „Emitterfolger“ genannt. Es gilt $u_2 = u_1$, die Spannungsverstärkung ist gleich 1. Der Emitterwiderstand erscheint eingangsseitig um den Stromverstärkungsfaktor β erhöht, da bei glei-

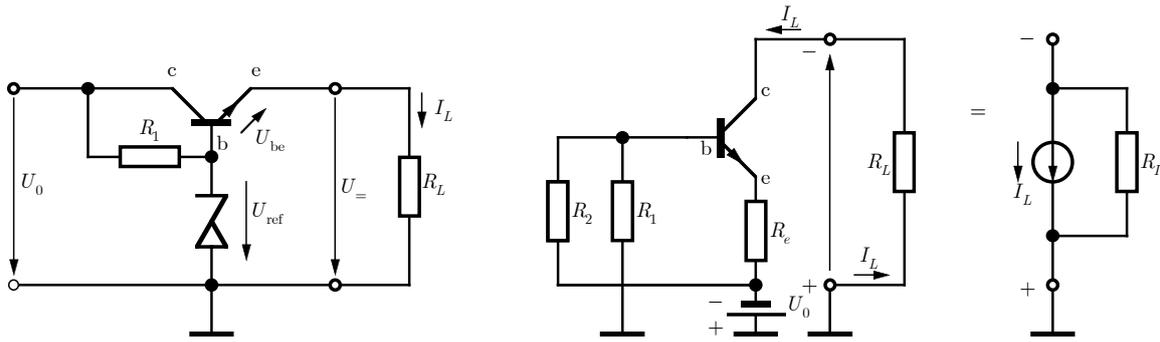


Abb. E.21: Grundschtung einer stabilisierten Spannungsquelle

cher Spannung durch den Widerstand R_e der Emitterstrom, in die Basis jedoch nur der um den Stromverstärkungsfaktor geringere Basisstrom fließt und

$$i_e = i_c + i_b = (\beta + 1)i_b \cong \beta i_b \quad (\text{E.59})$$

$$r_{\text{ein}} = r_{be} + (\beta + 1)R_e \approx \beta R_e \quad (\text{E.60})$$

gilt, wobei r_{ein} der Eingangswiderstand der Transistorschaltung zwischen Basis und Masse ist (ohne die paralleschalteten Widerstände R_1 und R_2). Der Emitterfolger fungiert hiemit als reiner Impedanzwandler, er macht aus einer hochohmigen, gering belastbaren Spannungsquelle, eine niederohmige, mit hohen Strömen belastbare Spannungsquelle. Für den Eingangs- und Ausgangs-Wechselstromwiderstand der Kollektor-Grundschtung gemäß E.19 gilt:

$$r_1 = R_1 || R_2 || r_{\text{ein}} \cong R_1 || R_2 || \beta R_e \quad (\text{E.61})$$

$$r_2 = R_e || [r_{be}/(1 + \beta)] \cong r_{be}/\beta \quad (\text{E.62})$$

Die Phasendrehung zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung beträgt 0° .

E.1.14 Konstantspannungsquelle

Die ZENER-Diodenschaltung zur Erzeugung einer stabilisierten Gleichspannung, die wir im vorhergehenden Abschnitt kennengelernt haben, hat den Nachteil, dass die so erzeugte Gleichspannung nur gering belastbar ist. Abb. E.21 zeigt, wie man die Impedanzwandler-Eigenschaft der Emitterschaltung zur Erzeugung einer hochbelastbaren, stabilisierten Spannungsquelle nutzen kann. Es gilt:

$$U_ = = U_{\text{ref}} - U_{be} \cong U_{\text{ref}} - 0,7 \text{ V} \quad (\text{E.63})$$

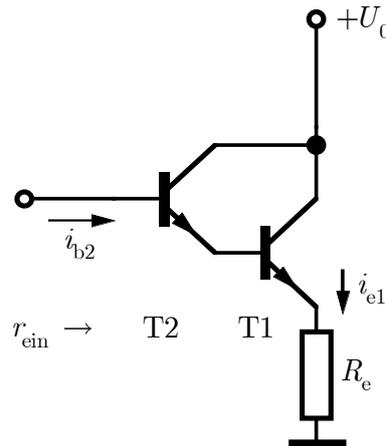


Abb. E.22: Darlington-Schaltung. Im Beispiel in einer Emitterfolgerschaltung angewandt.

E.1.15 Konstantstromquelle

Zur Erzeugung eines eingepprägten Stromes wird sehr häufig die Schaltung nach Abb. E.21 verwendet. Dabei nützt man den hochohmigen differentiellen Kollektorinnenwiderstand ($r_{ce} = 1/h_{22e} \approx 15 \text{ k}\Omega$) als Quellenwiderstand.

E.1.16 Darlington-Schaltung

Bei der Darlington-Schaltung wird die Basis des ersten Transistors T1 direkt vom Emitter des zweiten Transistors T2 gespeist. In E.22 ist als Beispiel die Verwendung als Emitterfolger gewählt. Die Schaltung zeichnet sich durch eine extrem hohe Stromverstärkung β aus, die sich aus dem Produkt der beiden Einzelstromverstärkungen $\beta_1\beta_2$ ableitet.

$$i_{e1} = (1 + \beta_1)i_{b1} \leftarrow i_{b1} = i_{e2} \leftarrow i_{e2} = (1 + \beta_2)i_{b2} \quad (\text{E.64})$$

$$i_{e1} = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)i_{b2} \cong \beta_1\beta_2 i_{b2} \quad (\text{E.65})$$

$$r_{\text{ein}} = r_{\text{be2}} + (1 + \beta_2)(r_{\text{be1}} + (1 + \beta_1)R_e) \cong \beta_2\beta_1 R_e \quad (\text{E.66})$$

E.1.17 Der BJT als Schalter

Wir verlassen nun die Voraussetzungen des Kleinsignalverhaltens und betrachten die Verwendung des Transistors als elektronischer Schalter. Dabei wird der volle Aussteuerbereich genutzt, der Transistor wird zwischen den Extrembereichen 3 (EIN Zu-

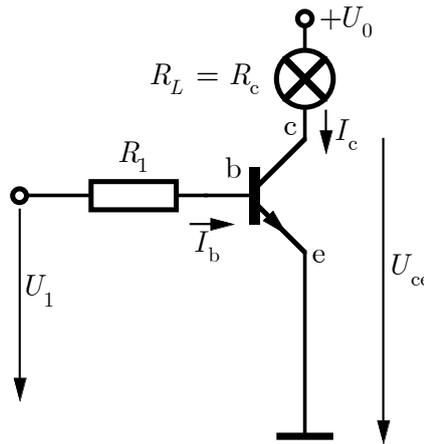


Abb. E.23: Der bipolare Transistor als Schalter. Im Beispiel das Ein- und Ausschalten einer Glühlampe mittels eines Transistors.

stand, BJT durchgeschaltet) und 1 (AUS Zustand, BJT abgeschaltet) im Ausgangskennlinienfeld (\rightarrow Abb. E.7) hin- und hergeschaltet. Wir verwenden daher - zur Unterscheidung von der Betrachtung des BJT als linearer Vierpol - wieder Grossbuchstaben für die elektrischen Spannungen und Ströme. Abb. E.23 zeigt als Beispiel eine Schaltung zum Ein- und Ausschalten einer Glühlampe, deren ohmscher Widerstand den Kollektorwiderstand R_c bildet.

Es gilt für den AUS Zustand

$$U_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_b = 0 \quad \Rightarrow \quad I_c \cong 0 \quad \Rightarrow \quad U_{ce} \cong U_0 \quad (\text{E.67})$$

und für den EIN Zustand

$$U_1 > 0 \quad \Rightarrow \quad I_b = \frac{U_1 - U_{be}}{R_1} \quad \Rightarrow \quad I_c = \frac{U_0 - U_{ce}}{R_c} \cong \frac{U_0}{R_c}, \quad U_{ce} \cong 0. \quad (\text{E.68})$$

Die rechte Seite von (Gl. E61) gilt dabei nur unter der Voraussetzung, dass der BJT wirklich voll durchgeschaltet ist, d. h.

$$\beta I_b \geq I_c \quad (\text{E.69})$$

E.2 Unipolare Transistoren FET

Beim unipolaren Transistor erfolgt die Steuerung des Stromes durch den Halbleiter leistunglos über ein elektrisches Feld. Man nennt diesen Transistortyp daher auch

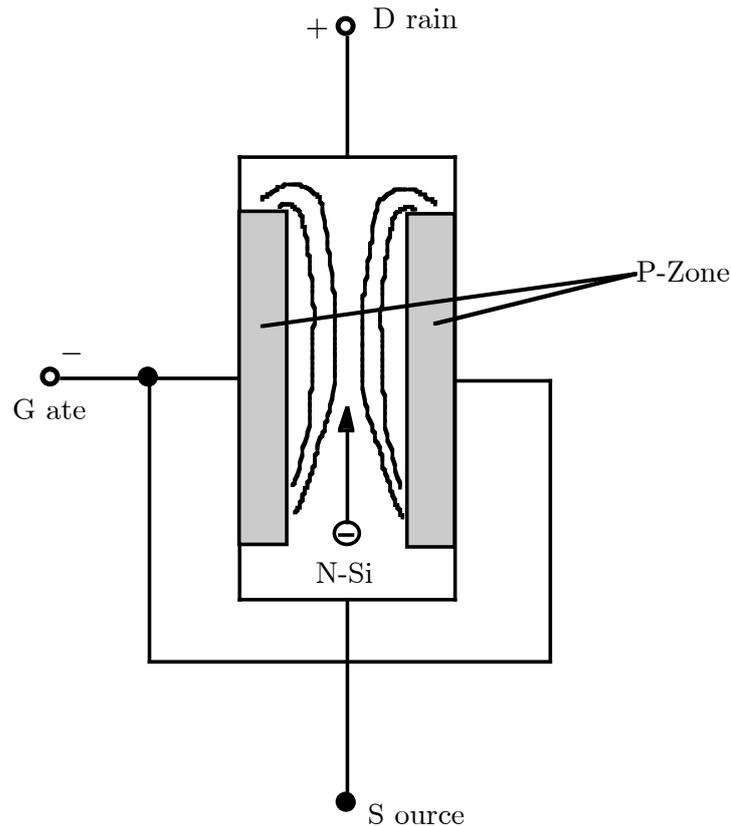


Abb. E.24: N-Kanal J-FET Aufbau

Feldeffekt-Transistoren (FET).¹ Je nach dem Aufbau unterscheidet man zwischen Sperrschicht- (Junction oder J-) FET und Metall-Oxid-(Metal Oxide Semiconductor oder MOS-) FET.

E.2.1 Sperrschicht-Feldeffekttransistor J-FET

Aufbau und Wirkungsweise

Die Funktionsweise des Sperrschicht-Feldeffekttransistors wird anhand der folgenden Abb. E.24, die die N-Kanal Version darstellt, erklärt. Die Anschlüsse des Feldeffekttransistors werden Source s, Gate g und Drain d genannt.

Im normalen Betriebsspannungsbereich ist der PN-Übergang in Sperrrichtung gepolt. Je negativer die Gate-Source Spannung, umso breiter ist die Sperrzone und die Einengung des leitenden Drain-Source Kanals. Bei einer hinreichend hohen Spannung (Pinch Off Spannung, einige Volt) kommt es zu einer vollständigen Abschneürung des

¹Der FET wurde bereits 30 Jahre vor dem BJT theoretisch beschrieben, die technologische Entwicklung hat jedoch die Makrtreife des BJT vor der des FET ermöglicht.

Stromflusses durch die dann über den ganzen Kanalquerschnitt reichende Sperr(= weitgehend ladungsträgerfreie)-Zone. Neben der in E.24 gezeigten N-Kanal Version gibt es auch eine entsprechende P-Kanal Version.

Der Gleichstrom-Eingangswiderstand des J-FET wird durch den Reststrom der in Sperrrichtung betriebenen Gate-Drain Diode bestimmt und liegt in der Größenordnung von 10^{10} bis $10^{12} \Omega$.

Kennlinien

Abb. E.25 zeigt das Ausgangskennlinienfeld und die Steuerkennlinie eines Feldeffekttransistors in Source-Grundschtaltung. Der FET kann als eine spannungsgesteuerte Stromquelle aufgefasst werden. Die wichtigste dynamische Kenngröße des Feldeffekttransistors ist die sog. Steilheit

$$S = \left. \frac{\partial I_d}{\partial U_{gs}} \right|_{U_{ds}} . \quad (\text{E.70})$$

Die Steilheit ist definiert als die Ausgangsstromänderung ΔI_d pro Eingangsspannungsänderung ΔU_{gs} bei konstanter Drain-Source Spannung U_{ds} . Die Steilheit wird in mA/V angegeben. Der FET wird im Unterschied zum BJT leistungslos gesteuert.

Im sog. Triodenbereich kann der FET als steuerbarer OHMScher Widerstand verwendet werden. (Lineare, um den Nullpunkt symmetrische Kennlinie).

E.2.2 Thermisch stabilisierte Arbeitspunkteinstellung des J-FET

Die typische Schaltung zur Einstellung des Arbeitspunktes eines Feldeffekttransistors ist in Abb. E.26 am Beispiel des J-FET dargestellt. Da R_1 praktisch gleichstromlos ist, gilt

$$U_{gs} = -U_{R_2} = -I_d R_2 \quad (\text{E.71})$$

R_1 wird typischerweise mit $1 \text{ M}\Omega$ gewählt.

Neben der Source-Grundschtaltung wird der FET auch in Drain-Grundschtaltung (Source-Folger) verwendet.

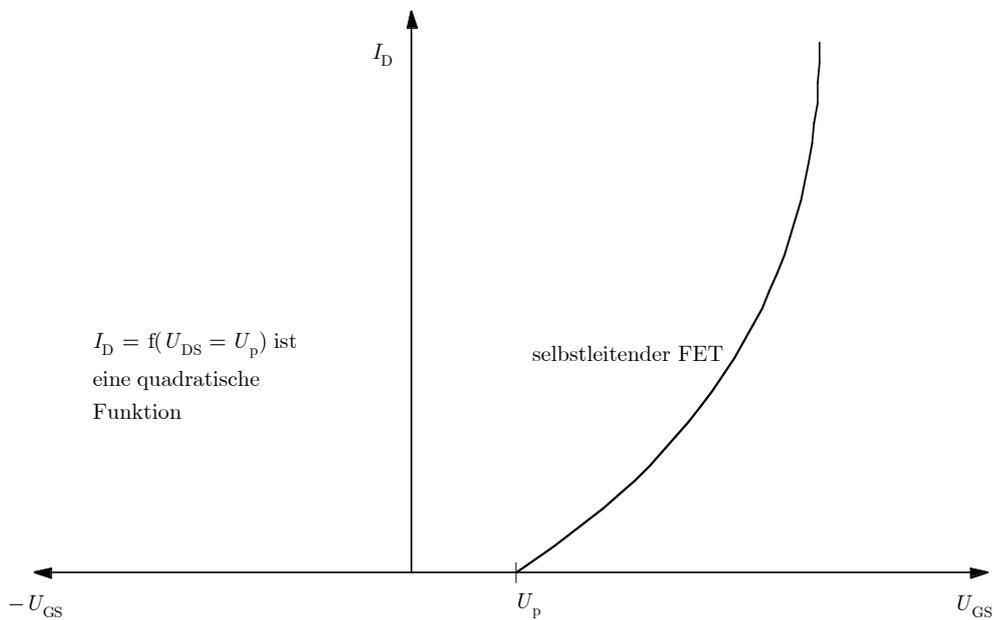
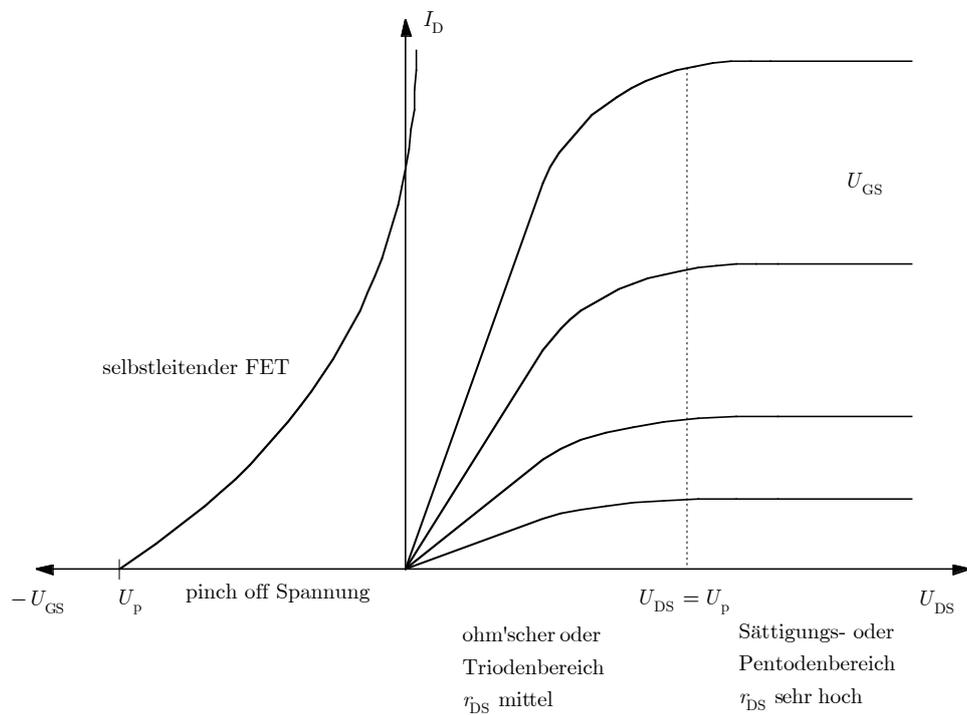


Abb. E.25: Steuer- und Ausgangskennlinien eines FET in Source-Grundschtung. Der J-FET ist immer vom selbstleitenden Typ, während der MOS-FET (siehe Abschnitt E.2.3) auch vom selbstsperrenden Typ sein kann.

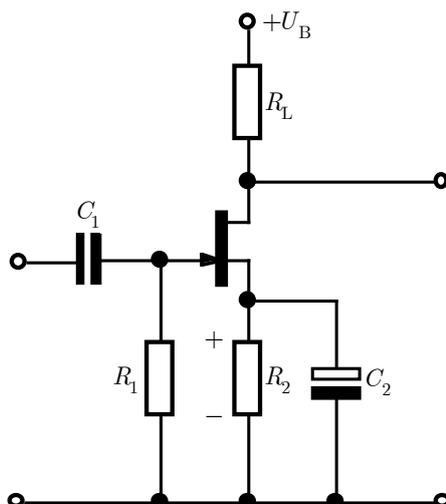


Abb. E.26: Beispiel für die Arbeitspunkteinstellung bei einem J-FET

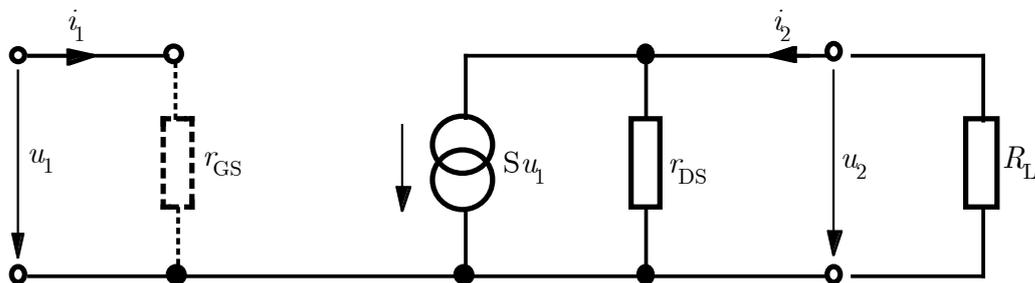


Abb. E.27: J-FET-Kleinsignal-Ersatzschaltbild

FET-Kleinsignal-Ersatzschaltbild

Im Kleinsignalschaltbild (\rightarrow Abb. E.27) wird der FET als spannungsgesteuerte Stromquelle dargestellt.

Für den Eingangsstrom i_1 und die Spannungsverstärkung g_u gilt

$$i_1 \approx 0, g_u = \frac{u_2}{u_1} = -S(r_{ds} \parallel R_L) \quad (\text{E.72})$$

wobei r_{ds} der differentielle Drain-Source Widerstand ist.

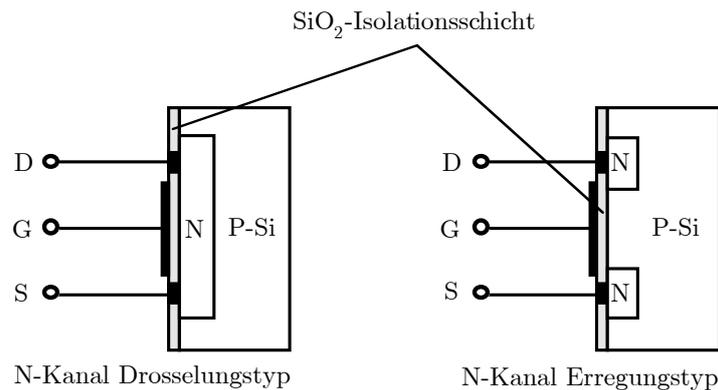


Abb. E.28: N-Kanal MOS-FET Aufbau.

E.2.3 Metalloxid-Feldeffekttransistor MOS-FET

Aufbau und Wirkungsweise

Beim MOS-FET ist die metallische Gate Elektrode vollständig durch eine dünne SiO₂ (Quarzglas)-Schicht vom Kanal isoliert. Man unterscheidet - abgesehen von einer P- oder N-Kanal Version - den Drosselungstyp (Depletion type) und den Anreicherungstyp (Enhancement type).

Beim Drosselungstyp erfolgt beim Aufbringen einer negativen Ladung am Gate eine Verdrängung der Elektronen im N-Kanal. Beim Aufladen einer Platte eines Kondensators wird auf der gegenüberliegenden Kondensatorplatte - durch die anziehende Wirkung von Ladungen mit unterschiedlichem Vorzeichen - eine Ladung mit entgegengesetztem Vorzeichen erzeugt. Man spricht vom Erzeugen einer Aufladung durch „Influenz“. Die Gate Elektrode kann als die eine Platte, die SiO₂ Isolierschicht als das Dielektrikum, und der N-Kanal als die andere Platte eines Kondensators aufgefasst werden.

Beim Erregungstyp ist im ladungsfreien Zustand des Gates die Drain-Source Strecke in beiden Richtungen gesperrt, da bei Anlegen einer beliebig gepolten Drain-Source Spannung immer einer der beiden PN-Übergänge in Sperrichtung betrieben wird. Beim N-Kanal MOS-FET vom Erregungstyp wird durch Aufbringen einer positiven Gate Ladung durch Influenz eine Anreicherung von Elektronen und damit eine Leitfähigkeit entlang der Drain-Source Strecke erzielt.

In Abb. E.29 sind die Schaltsymbole der verschiedenen FET-Typen gezeigt. Der Gleichstrom-Eingangswiderstand des MOS-FET wird durch die Güte der SiO₂ Isolierung

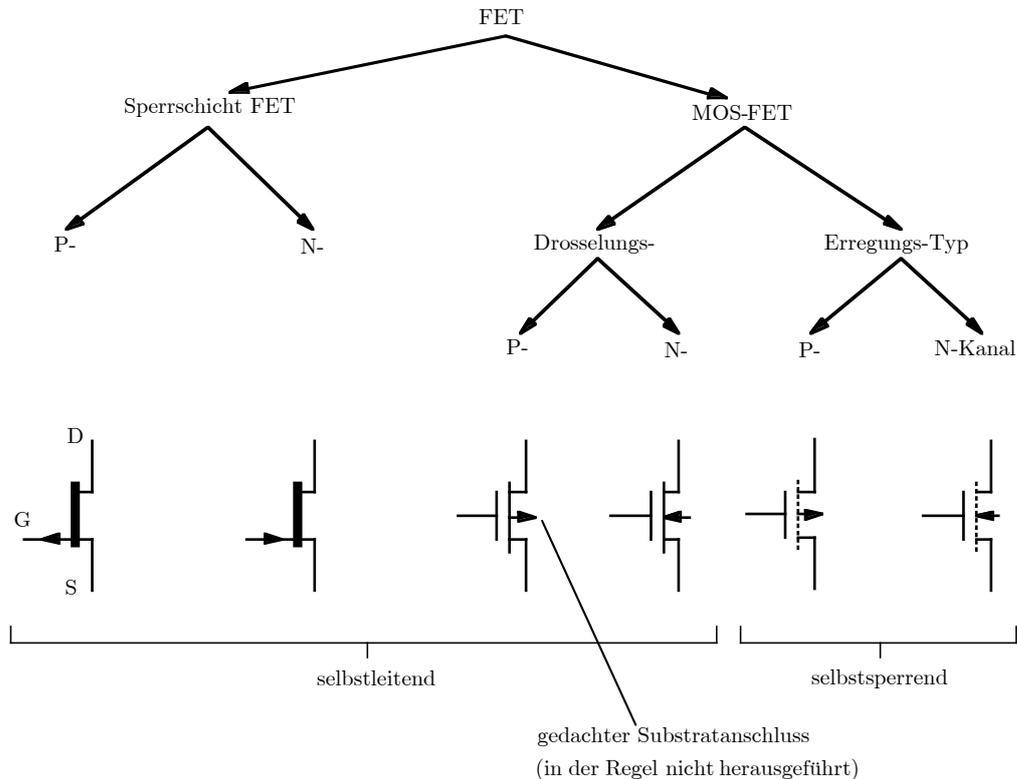


Abb. E.29: Schaltsymbole für FETs

zung bestimmt und liegt um ca. 3 Größenordnungen höher als der des J-FET. Die Grenzspannung zwischen Gate und Source bzw. Drain liegt zwar bei einigen 100 V, sie kann aber auf Grund des hohen Isolationswiderstandes von $10^{15} \Omega$ bereits durch geringfügige elektrostatische Aufladungen überschritten werden. MOS-FET werden daher mit den Anschlüssen in leitendem Schaumstoff steckend geliefert.

E.3 Differenzverstärker

Solange es nur darum geht, Wechselspannungen zu verstärken, lassen sich die temperaturbedingten Änderungen von Ausgangsspannungen durch Verwendung von Koppelkondensatoren vom Nutzsignal einfach trennen. Weiters lässt sich eine Stabilisierung der Arbeitspunkte der einzelnen Verstärkerstufen gegenüber Temperaturschwankungen durch eine sehr starke, ausschließlich bezüglich langsamer Gleichspannungsänderungen wirksame, Gegenkopplung erreichen, ohne dass dadurch die Wechselspannungsverstärkung beeinträchtigt wird.

Will man jedoch Gleichspannungen verstärken, müssen temperaturbedingte Aus-

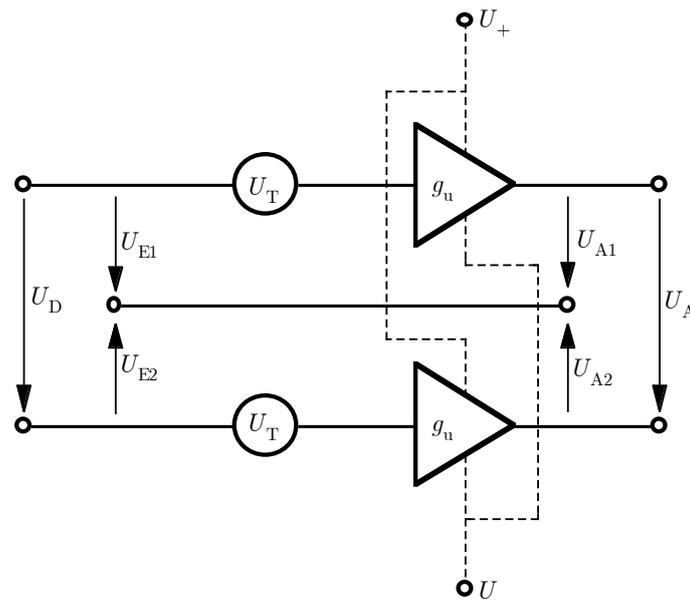


Abb. E.30: Verwendung zweier thermisch gekoppelter Verstärker und des Prinzips der Differenzspannungsverstärkung

gangsspannungsänderungen durch andere Maßnahmen bekämpft werden. Eine sehr einfache und gleichzeitig außerordentlich wirkungsvolle Methode ist die Verwendung zweier exakt gleicher, thermisch eng gekoppelter Verstärker als sog. Differenzverstärker, dessen Ausgangsspannungsdifferenz nur von der Eingangsspannungsdifferenz abhängt. Wir denken uns dabei der Einfachheit halber den gesamten Temperatureinfluss durch eine entsprechend temperaturabhängige Spannungsquelle U_T am Eingang berücksichtigt (vgl. Abb. E.30). Mit der für beide Stufen gleich groß angenommenen Spannungsverstärkung g_u gilt:

$$U_{A1} = g_u(U_{E1} + U_T) , \quad U_{A2} = g_u(U_{E2} + U_T) \quad (\text{E.73})$$

$$U_A = g_u(U_{E1} - U_{E2}) = g_u U_D \quad (\text{E.74})$$

Wegen seiner verschwindenden Temperaturdrift setzt man den Differenzverstärker auch dann ein, wenn man keine Spannungsdifferenz, sondern nur eine auf Masse bezogene Eingangsspannung verstärken will. In diesem Fall legt man einen der beiden Eingangsanschlüsse auf Nullpotential. Bei der angegebenen Schaltung, die einen Differenzeingang und einen Differenzausgang aufweist, besteht außer einer thermischen Kopplung keinerlei elektrische Verbindung zwischen den beiden Verstärkern. Diese naheliegendste Problemlösung hat jedoch einen entscheidenden Nachteil: Wenn kleine Differenzen U_D von großen Einspannungsspannungen U_{E1} bzw. U_{E2} verstärkt werden sollen, kann der Verstärker leicht in die Aussteuergrenze kommen („Übersteuerung“).

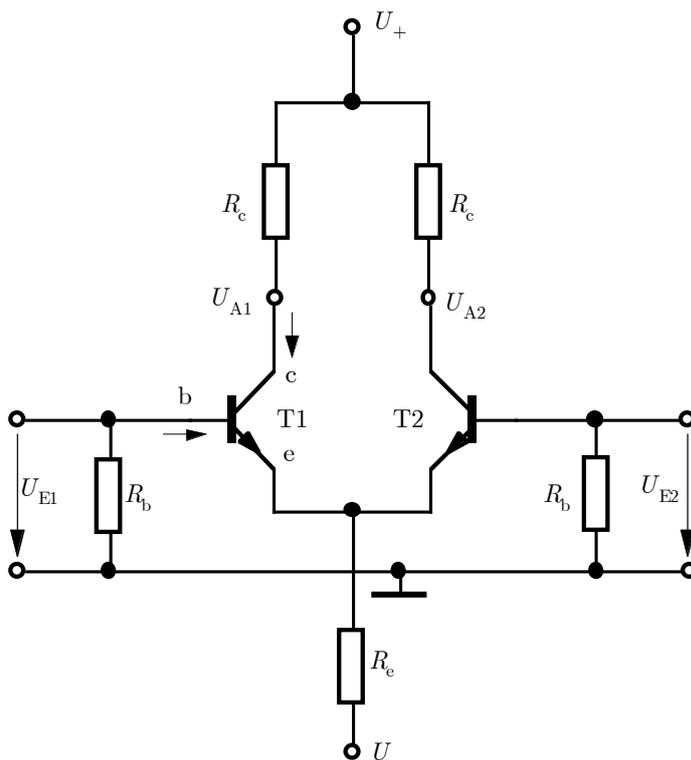


Abb. E.31: Eingangsstufe eines Differenzverstärkers

Die sog. Gleichakteingangsspannung U_{GT} (mittlere Eingangsspannung)

$$U_{GT} = \frac{U_{E1} + U_{E2}}{2} \quad (\text{E.75})$$

wird nämlich genauso wie U_D mit g_u multipliziert auf den Ausgang übertragen. Aus diesem Grund wird für Differenzverstärker immer dem Prinzip nach eine Eingangsstufe nach Abb. E.30 verwendet.

Wir analysieren zunächst die Schaltung nach Abb. E.30 für den Fall verschwindender Eingangsspannungen U_{E1} und U_{E2} :

$$U_{E1} = U_{E2} = 0 \Rightarrow U_{R_e} = U_- - U_{be} \quad (\text{E.76})$$

Aus Symmetriegründen können wir annehmen, dass

$$I_{c1} = I_{c2} \quad (\text{E.77})$$

$$I_{e1} = I_{e2} = I_e/2 \quad (\text{E.78})$$

$$I_{e1} = I_{c1} + I_{b1} \cong I_{c1} \quad (\text{E.79})$$

$$U_{A1} = U_+ - I_{c1}R_c, \quad U_{A2} = U_+ - I_{c2}R_c, \quad U_A = U_{A1} - U_{A2} = 0 \quad (\text{E.80})$$

Im Folgenden betrachten wir hinreichend kleine, ansonsten aber beliebige Eingangsspannungen U_{E1} und U_{E2} , die wir uns in eine Gleichaktspannung $U_{GT} = (U_{E1} + U_{E2})/2$ und eine Differenzspannung $U_D = U_{E1} - U_{E2}$ aufgeteilt denken. Wir studieren nun das Verhalten der Schaltung gegenüber beiden Anteilen getrennt. Die Gleichaktspannung U_{GT} wirkt auf beide Transistoren gleichsinnig. Diese besitzen einen gemeinsamen Emitterwiderstand R_e , den wir uns auf 2 einzelne parallelgeschaltete Emitterwiderstände $2R_e$ für jeden Transistor aufgeteilt denken können ($2R_e \parallel 2R_e = R_e$).

Bei gleichsinnigen Änderungen (d.h. bei konstant gehaltener Differenz) der Eingangsspannungen wird die Verbindung zwischen den beiden parallelgeschalteten Widerständen stromlos und kann damit aufgetrennt gedacht werden. Es liegen also zwei unabhängige Verstärkerstufen vor, deren Spannungsverstärkung (vgl. Emitterfolger, Abschnitt E.1.13) durch das Verhältnis $R_c/2R_e$ gegeben ist.

$$U_{A1} = -\frac{R_c}{2R_e}U_{E1} \quad (\text{E.81})$$

$$U_{A2} = -\frac{R_c}{2R_e}U_{E2} \quad (\text{E.82})$$

$$g_{uGT} = \frac{U_{AGT}}{U_{EGT}} = \frac{\frac{U_{A1}+U_{A2}}{2}}{\frac{U_{E1}+U_{E2}}{2}} = -\frac{R_c}{2R_e} \quad (\text{E.83})$$

Bei konstanter Gleichakt-Eingangsspannung gilt für die Verstärkung von (kleinen) Differenzspannungen hingegen

$$U_{E1} + U_- = U_{be1} + U_{R_e} \quad (\text{E.84})$$

$$U_{E1} - U_{be1} = U_{R_e} - U_- = U_{E2} - U_{be2} \quad (\text{E.85})$$

Wir denken uns nun U_D in $\Delta U_{be1} = U_D/2$ und $\Delta U_{be2} = -U_D/2$ aufgeteilt. (Für konstantgehaltene Gleichaktspannung und $r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$, das heißt kleine Arbeitspunktunterschiede bzw. $\Delta U_{be} \ll U_{be}$ folgt diese Aufteilung zwingend). Damit ergibt sich für

$$\Delta I_e = \Delta I_{e1} + \Delta I_{e2} = \frac{U_D/2}{h_{11e}} - \frac{U_D/2}{h_{11e}} = 0 \quad (\text{E.86})$$

d.h. die Spannung U_{R_e} bleibt trotz des Differenzeingangssignals konstant.

Den gemeinsamen Emitterpunkt der beiden Transistoren können wir uns daher bezüglich Differenzspannungen am Eingang virtuell mit der Masse verbunden denken (virtual ground) und die Transistoren arbeiten bezüglich der Spannungen $U_D/2$ und

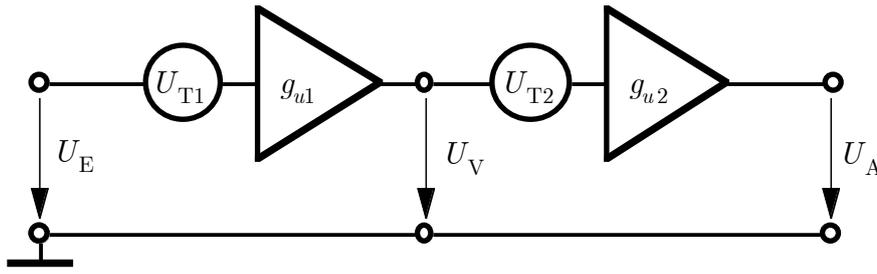


Abb. E.32: Kaskadenschaltung von Verstärkerstufen. U_E ist die Eingangsspannung und U_V die Ausgangsspannung der ersten Verstärkerstufe, U_V ist gleichzeitig die Eingangsspannung und U_A die Ausgangsspannung der zweiten Verstärkerstufe; g_{u1} und g_{u2} sind die Verstärkungen der ersten bzw. zweiten Verstärkerstufe; U_{T1} und U_{T2} an den Eingängen der Verstärkerstufen repräsentieren die temperaturbedingten Driftspannungen, die in der jeweiligen Verstärkerstufe entstehen.

$-U_D/2$ in einfacher Emitterschaltung. Für diese gilt aber:

$$\Delta U_{A1} = -R_c \Delta I_{c1} = -R_c \beta I_{b1} = \frac{-R_c \beta}{h_{11e}} \Delta U_{b1} = g_{uD} \Delta U_{b1} = g_{uD} \Delta U_D / 2 \quad (\text{E.87})$$

$$\Delta U_{A2} = -g_{uD} \Delta U_D / 2 \quad (\text{E.88})$$

$$\Delta U_A = \Delta U_{A1} - \Delta U_{A2} = g_{uD} \Delta U_D \quad (\text{E.89})$$

$$g_{uD} = -\frac{\beta R_c}{h_{11e}}, \quad h_{11e} = r_{be} \quad (\text{E.90})$$

Unter Gleichtaktunterdrückung (common mode rejection ratio CMRR) versteht man das Verhältnis aus Differenzverstärkung zu Gleichtaktverstärkung

$$\frac{g_{uD}}{g_{uGT}} = \frac{-\frac{\beta R_c}{h_{11e}}}{-\frac{R_c}{2R_e}} = \frac{2\beta R_e}{h_{11e}} \quad (\text{E.91})$$

Zur Erzielung einer hohen Gleichtaktunterdrückung wird daher R_e möglichst hoch zu wählen sein. Extrem hohe Werte erreicht man (bei gleichzeitig günstigem Arbeitspunkt) durch Verwendung einer Stromquelle statt R_e (vgl. Abschnitt E.1.4). Damit können Gleichtaktunterdrückungen bis 120 dB erreicht werden.

Abb. E.32 zeigt eine Hintereinanderschaltung von zwei Verstärkerstufen, aus dieser Schaltung läßt sich direkt die Auswirkung der temperaturbedingten Driftspannungen U_{T1} und U_{T2} , die in der jeweiligen Verstärkerstufe entstehen, auf die Ausgangsspannung U_A der Kaskadenschaltung ablesen:

$$\begin{aligned} U_A &= (U_V + U_{T2})g_{u2} = [(U_E + U_{T1})g_{u1} + U_{T2}]g_{u2} = \\ &= U_E g_{u1} g_{u2} + U_{T1} g_{u1} g_{u2} + U_{T2} g_{u2} \end{aligned} \quad (\text{E.92})$$

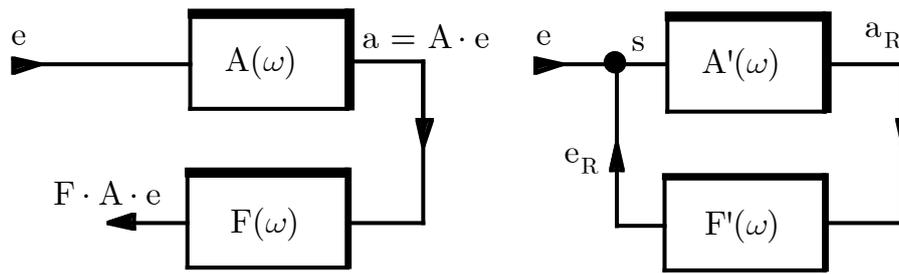


Abb. E.33: (a) Offener (b) Geschlossener Rückkopplungskreis

Daraus folgt, dass sich die Temperaturdrift der Vorstufe wesentlich stärker auswirkt, als die der Endstufe. Es genügt daher die Vorstufe als Differenzverstärker auszuführen.

E.3.1 Rückkopplung - Harmonische Oszillatoren

Unter *Rückkopplung* (engl. *feedback*) versteht man das Zurückführen eines Teils Fa des Ausgangssignals a einer Verstärkerschaltung auf deren Eingang. Je nachdem, ob dieses auf den Eingang rückgekoppelte Signal mit dem ursprünglichen Eingangssignal in Phase oder in Gegenphase ist, spricht man von Mitkopplung (positive feedback, z.B. bei Oszillatoren) oder Gegenkopplung (negative feedback, z.B. beim Operationsverstärker → Abschnitt E.4. Zum besseren Verständnis betrachten wir zunächst Abb. E.33(a), bei der der Rückkopplungskreis noch nicht geschlossen ist und bei der es sich um eine rein schematische Darstellung handelt. Wir gehen uns zunächst keine Rechenschaft darüber, ob die Eingangsgröße e bzw. die Ausgangsgröße a eine Spannung oder einen Strom bedeuten. Der Verstärkervierpol, dessen komplexe Übertragungsfunktion (Verstärkung) wir mit $A(\omega)$ bezeichnen, liefert am Ausgang die Ausgangsgröße $a = Ae$. Am Ausgang des Rückkopplungsvierpols erhalten wir $F Ae$.

Verbinden wir den Ausgang des Rückkopplungsnetzwerks mit dem Eingang der Verstärkerschaltung entsprechend Abb. E.33(b), so erhalten wir für die am Verstärkereingang effektiv wirkende Steuergröße

$$s = e + F' a_R \quad (\text{E.93})$$

Durch das Schließen des Rückkopplungskreises werden die Ausgangsgrößen der Verstärkerschaltung und des Rückkopplungsnetzwerks verändert, dem tragen wir durch

den Index R Rechnung. Ebenso werden aber im allgemeinen durch das Schließen des Rückkopplungskreises die effektiven Übertragungsfunktionen wegen der Impedanzänderung als Folge der geänderten Belastung beeinflusst ($A(\omega) \rightarrow A'(\omega)$, $F(\omega) \rightarrow F'(\omega)$), ein Umstand, der in der Literatur häufig übersehen wird. Wenn wir die nunmehr resultierende Ausgangsgröße a_R wieder durch die ursprüngliche Eingangsgröße e ausdrücken wollen, erhalten wir

$$a_R = A's = A'e + A'F'a_R \quad (\text{E.94})$$

$$a_R = \frac{A'}{1 - A'F'}e = A_R e \quad (\text{E.95})$$

wobei mit A_R die nunmehr wirksame Übertragungsfunktion für die Eingangsgröße e bezeichnet ist. Bei Nullwerden des Nenners $1 - A'F' = 0$ erhalten wir auch bei verschwindendem Eingangssignal e ein endliches Ausgangssignal. Die Größe $A'F'$ heißt Kreis- oder Schleifenverstärkung der Rückkopplungsanordnung,

$$A'F' = 1 \quad (\text{E.96})$$

ist die Rückkopplungsbedingung für den harmonischen Oszillator. Sie ist in der Regel nur für eine Frequenz ω_0 erfüllt, bei dieser ist der Betrag der Kreisverstärkung gleich 1, die Phase ψ gleich 0. Bei einem Oszillator mit invertierendem Verstärker muss das Rückkopplungsnetzwerk den Phasenwinkel zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung daher um $\psi_u = \pm\pi$ drehen.

In der Praxis wird die Kreisverstärkung etwas größer als 1 eingestellt, um sicheres Anschwingen zu erreichen. Auf Grund der immer vorhandenen Nichtlinearität jedes Verstärkers, die eine abnehmende Verstärkung mit zunehmender Amplitude und schließlich eine Signalbegrenzung bewirkt (vgl. die Übertragungskennlinie eines Op.-Amp. E.33), stellt sich dann jene Amplitude ein, bei der die Kreisverstärkung exakt gleich 1 ist. Bei hohen Anforderungen an die Sinusförmigkeit des Oszillatorsignals ist jedoch eine automatische Verstärkungsregelung (AGC Automatic Gain Control), die den Signalpegel auf einen hinreichend niedrigen Wert (linearer Verstärkungsbereich) stabilisiert, unerlässlich.

In der Literatur findet man häufig eine Klassifizierung der Rückkopplungsschaltungen nach der Art, wie der Verstärker- und der Rückkopplungsvierpol zusammengesaltet werden (Parallel-Parallel-, Parallel-Serie-Schaltung, etc.) bzw. welche Größen ausgangs- bzw. eingangsseitig addiert werden (Spannungs-Strom-, Spannungs-Spannungs-Rückkopplung).

E.4 Operationsverstärker

Der Operationsverstärker (OV; Operational Amplifier, Op Amp) ist ein Differenzverstärker, der ursprünglich in Analogrechnern (daher auch: „Rechenverstärker“) zur Realisierung mathematischer Funktionen eingesetzt wurde. Die Eingangsstufe ist immer als Differenzverstärkerstufe, die Endstufe hingegen fast immer nur als einfache (single ended) Verstärkerstufe ausgeführt. Charakteristisch für den OV ist seine außerordentlich hohe Geradeausverstärkung (open loop gain, $g_{uD} = A \approx 10^5 \dots 10^8$). Man versteht darunter die Differenzspannungsverstärkung, wenn keine äußere Beschaltung (Gegenkopplung) vorliegt. Die gewissermaßen „mathematische“ Präzision und die Flexibilität von OV-Schaltungen ist eine direkte Folge der Verwendung einer starken Gegenkopplung (negative feedback). Eine Gegenkopplung verbessert allgemein die Stabilität (vgl. Abschnitt E.1.5) eines Verstärkers - allerdings auf Kosten der Verstärkung. Durch die hohe Geradeausverstärkung können OV's außerordentlich stark gegengekoppelt und trotzdem die gewünschte Verstärkung erzielt werden.

Dadurch werden die Eigenschaften dominierend von den passiven Bauelementen im Rückkopplungskreis bestimmt. Passive Bauelemente - insbesondere OHMSche Widerstände - lassen sich aber mit weit geringeren Toleranzen und Temperaturabhängigkeiten herstellen als Halbleiterbauelemente.

E.4.1 Grundregeln beim idealen Operationsverstärker

Zur Vereinfachung der Schaltungsanalyse geht von idealisierten Voraussetzungen aus:

1. Die Geradeausverstärkung $A \rightarrow \infty$
2. Die Eingangsimpedanz $Z_E \rightarrow \infty$
3. Die Ausgangsimpedanz $Z_A = 0$

Der Eingang des Operationsverstärkers, der bei Erhöhung seiner Spannung gegenüber Masse eine negative Ausgangsspannungsänderungen erzeugt, wird invertierender Eingang genannt (hier mit o, häufig mit $-$ gekennzeichnet), der Eingang, welcher bei Erhöhung seiner spannung gegenüber Masse eine positive Ausgangsspannungsänderung erzeugt, wird nichtinvertierender Eingang genannt (häufig mit $+$ gekennzeichnet).

Ohne Gegenkopplung wird der OV als Spannungskomparator verwendet: Wenn die Steuerspannung u_S einen noch so kleinen positiven Wert annimmt ($u_+ > u_-$), wird die Ausgangsspannung bis zur positiven Aussteuergrenze getrieben, wenn sie einen noch

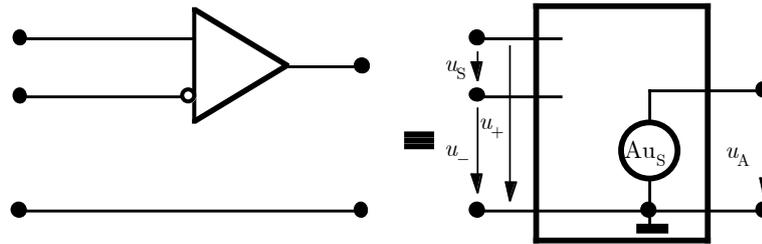


Abb. E.34: Schaltsymbol des idealen OV. Der o bezeichnet den sog. invertierenden Eingang, die Betriebsspannungsvorsorgung wird in der Regel nicht eingezeichnet.

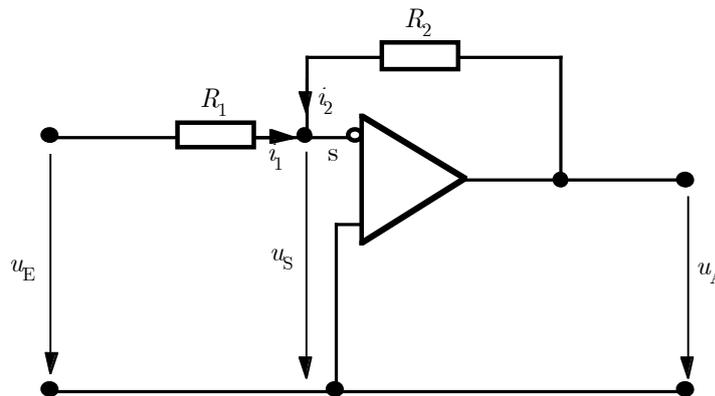


Abb. E.35: Der OV als invertierender Verstärker

so kleinen negativen Wert annimmt ($u_+ < u_-$), wird die Ausgangsspannung bis zur negativen Aussteuerungsgrenze durchgesteuert; der OV arbeitet also als Schalter.

Abb. E.35 zeigt die einfachste Gegenkopplungsschaltung (closed loop amplifier)

Da der Ausgang über R_2 an den Punkt S, der auch Summenpunkt genannt wird, rückgekoppelt ist, wird sich immer jene Ausgangsspannung einstellen, bei der u_S gerade verschwindet. Nimmt man z.B. an, dass durch eine positive Spannung u_E eine kleine positive Steuerspannung entsteht, so wird diese den Ausgang auf einen so hohen negativen Wert treiben, dass die Rückwirkung der negativen Ausgangsspannung auf den Punkt S die Steuerspannung u_S praktisch zum Verschwinden bringt. Aus dieser Überlegung bzw. den idealisierten Voraussetzungen folgen direkt die zwei wichtigen Summenpunktregeln:

1. In keinen der OV-Eingänge kann ein Strom fließen (Unendlicher Eingangswiderstand)
2. Zwischen den beiden OV-Eingängen kann sich bei geschlossener Rückkopplungsschleife keine Spannung ausbilden (virtueller Kurzschluss)

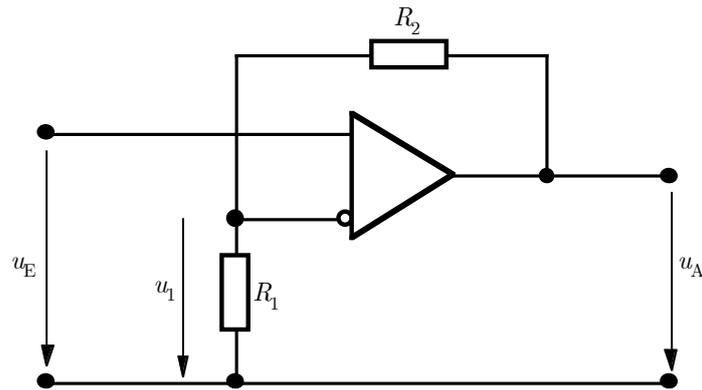


Abb. E.36: Nichtinvertierender oder Elektrometer-Verstärker

E.4.2 Schaltungen mit Operationsverstärkern

Bei den nachfolgenden Operationsverstärkerschaltungen sind die Betriebsspannungszuführungen und die interne Masseverbindung nicht eingezeichnet.

Invertierender Verstärker

Aus den beiden Summenpunktregeln folgt für die Verstärkung G des invertierenden Verstärkers gemäß Abb. E.35:

1. Summenpunktregel:

$$i_1 = -i_2 \quad (\text{E.97})$$

2. Summenpunktregel:

$$\frac{u_E}{R_1} = -\frac{u_A}{R_2} \quad (\text{E.98})$$

Einsetzen von E.98 in E.97 ergibt:

$$G = \frac{u_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{E.99})$$

Der Eingangswiderstand der Schaltung ist wegen des virtuellen Kurzschlusses zwischen den OV-Eingängen gleich R_1 , da die Eingangsspannung U_E direkt an R_1 anliegt.

Nichtinvertierender Verstärker

Wir betrachten die Schaltung gemäß Abb. E.36. Da kein Strom in den invertierenden Eingang des OV fließt, bilden R_2 und R_1 einen einfachen, nicht belasteten Spannungsteiler:

$$\frac{u_A}{u_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (\text{E.100})$$

Wegen der zweiten Summenpunktregel gilt $U_E = u_1$ und damit wird

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (\text{E.101})$$

Der Eingangswiderstand dieser Schaltung ist auch bei einem endlichen Widerstand zwischen den beiden OV-Eingangsklemmen außerordentlich hoch, da nur ein verschwindender Bruchteil der Eingangsspannung an dem Widerstand zwischen den beiden Eingangsklemmen wirksam wird. Dadurch sind mit dieser Schaltung effektive Eingangswiderstände bis in den $T\Omega$ -Bereich erzielbar.²

Spannungsfolger

Für den Spezialfall $R_2 = 0, R_1 \rightarrow \infty$ wird aus dem invertierenden Verstärker nach Abschnitt E.4.2 ein sog. Spannungsfolger, da die Ausgangsspannung exakt der Eingangsspannung „folgt“.

$$G = u_A/U_E \equiv 1 \quad (\text{E.102})$$

Die Schaltung weist im Idealfall den Eingangswiderstand ∞ und den Ausgangswiderstand 0 auf („Impedanzwandlerstufe“) und wird z.B. verwendet um aus einer nicht belastbaren (z.B. Referenz-) Spannungsquelle eine belastungsunabhängige Spannung zu erzeugen.

Summierschaltung

Wir betrachten die Schaltung in Abb. E.38. Aus den beiden Summenpunktregeln folgt:

$$\frac{u_{E1}}{R_1} + \frac{u_{E2}}{R_2} + \dots + \frac{u_{En}}{R_n} = -\frac{u_A}{R_A} \quad (\text{E.103})$$

²Da derart hohe Eingangswiderstände früher nur mit sog. Elektrometer-Verstärkerröhren erreicht wurden, wird Abb. E.36 auch als Elektrometer-Verstärkerschaltung bezeichnet.

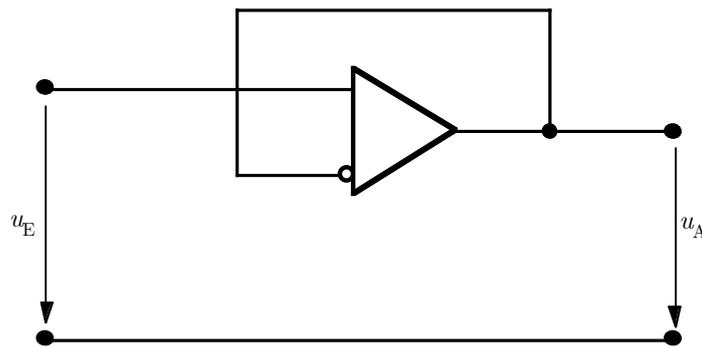


Abb. E.37: Spannungsfolger

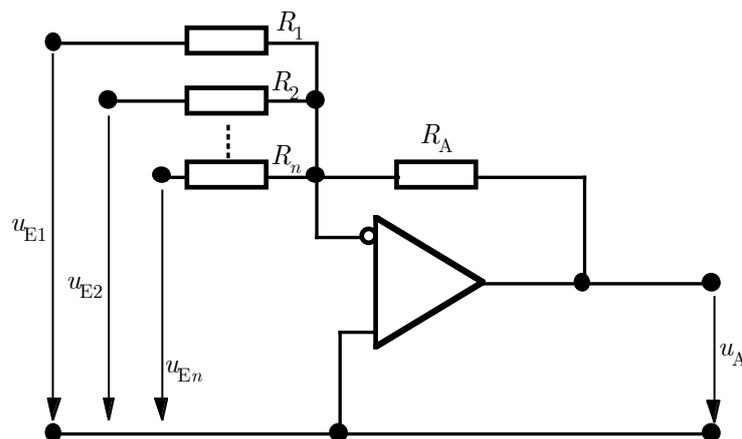


Abb. E.38: Summierschaltung

für $R_1 = R_2 = \dots R_n = R_A = R$ wird

$$u_A = - \sum_{i=1}^n u_{Ei} \quad (\text{E.104})$$

Im Falle unterschiedlicher R_i ergibt sich eine entsprechende Gewichtung der zugehörigen Eingangsspannungen. Die Schaltung ist von besonderem Wert, wenn zwei oder mehrere auf Masse bezogene Spannungen (z.B. die Ausgangsspannungen zweier Oszillographen-Tastköpfe) - die ja physisch nicht in Reihe geschaltet werden können - addiert werden sollen.

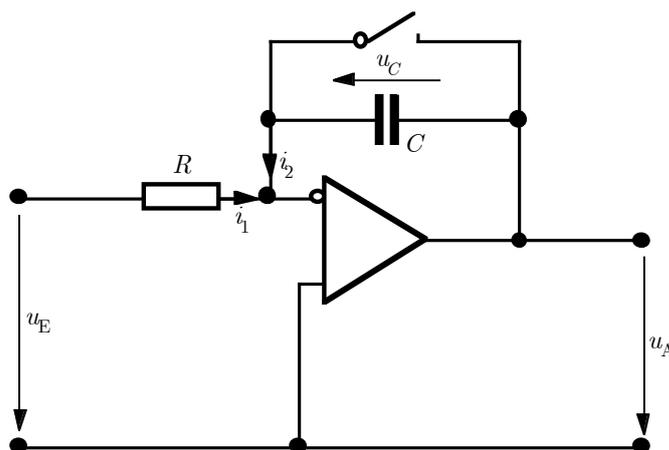


Abb. E.39: Integrator mittels eines Operationsverstärkers

Integrator

Für die in Abb. E.39 dargestellte Schaltung gilt:

$$\frac{U_E}{R} = i_1 = -i_2 = -C \frac{du_C}{dt} = -C \frac{du_A}{dt} \quad (\text{E.105})$$

$$u_A = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_E(t') dt' \quad (\text{E.106})$$

Der Schalter dient zum Nullsetzen des Ausgangs vor Beginn der Integration. Die Schaltung ist außerordentlich empfindlich auf Ausgangs-Offsetspannungen (siehe „reale“ OV, Abschnitt E.4.3), da diese durch die Integration in eine permanente Ausgangsspannungsdrift - die den Ausgang in die Aussteuergrenze treiben kann - umgesetzt wird. Es müssen daher OVs mit extrem geringer Offsetspannung (z.B. Chopper-stabilisierte OVs) verwendet werden. Eine diesbezügliche Abhilfe schafft auch ein hochohmiger Widerstand parallel zum Kondensator C , der ein uferloses Aufladen des Kondensators verhindert. Dadurch wird aber das ideale Integrationsverhalten bei sehr niedrigen Frequenzen beeinträchtigt.

Differentiator

Für die in Abb. E.40 dargestellte Schaltung gilt:

$$i_1 = C \frac{du_C}{dt} = C \frac{du_E}{dt} = -i_2 = -\frac{u_A}{R} \quad (\text{E.107})$$

$$u_A = -RC \frac{du_E}{dt} \quad (\text{E.108})$$

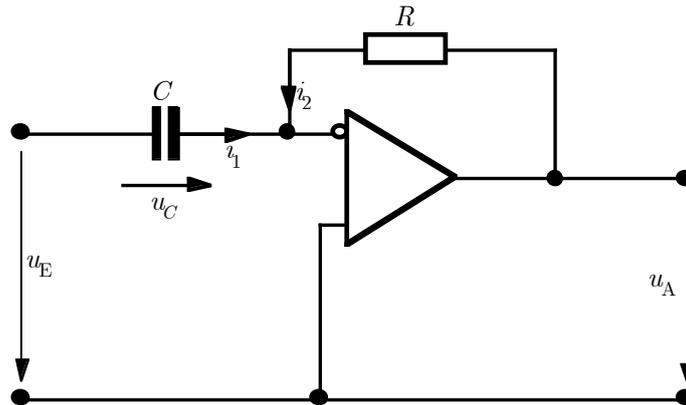


Abb. E.40: Differentiator mittels eines Operationsverstärkers

E.4.3 Der reale Operationsverstärker

Durch die heutigen, in Hybridtechnik oder in Form von hochintegrierten Schaltkreisen auf einem einzigen Si-Chip hergestellten OV werden nicht nur die Eigenschaften eines idealen OV sehr gut angenähert, sondern auch universell einsetzbare und außerordentlich preiswerte Bauelemente zur Verfügung gestellt, deren Verhalten erst durch die entsprechende Beschaltung mit äußeren, in aller Regel passiven Bauelementen auf den jeweiligen Anwendungsfall eingestellt, also gewissermaßen „programmiert“ wird.

Bei hohen Anforderungen können sich die Abweichungen der technischen Realisierungen vom idealisierten Fall doch störend bemerkbar machen, und es ist dann notwendig, sich mit den Kenngrößen realer OVs auseinanderzusetzen.

Definition der Kenngrößen

Die *Geradeausverstärkung* (open loop gain) A hat hier im Gegensatz zum idealen Operationsverstärker einen endlichen Wert, der in der Größenordnung von 10^6 bzw. bei 120 dB liegt. Die Angabe erfolgt meist in dB:

$$A [\text{dB}] = 20 \log \frac{u_A}{u_S} \quad (\text{E.109})$$

Außerdem ist dieser Wert von der Größe der Eingangsspannung selbst abhängig (Nichlinearität der Verstärkung, begrenzter Aussteuerungsbereich), vgl. Abb. E.42.

Weiters tritt eine Frequenzabhängigkeit der Verstärkung $A = A(\omega)e^{j\psi(\omega)}$ auf,

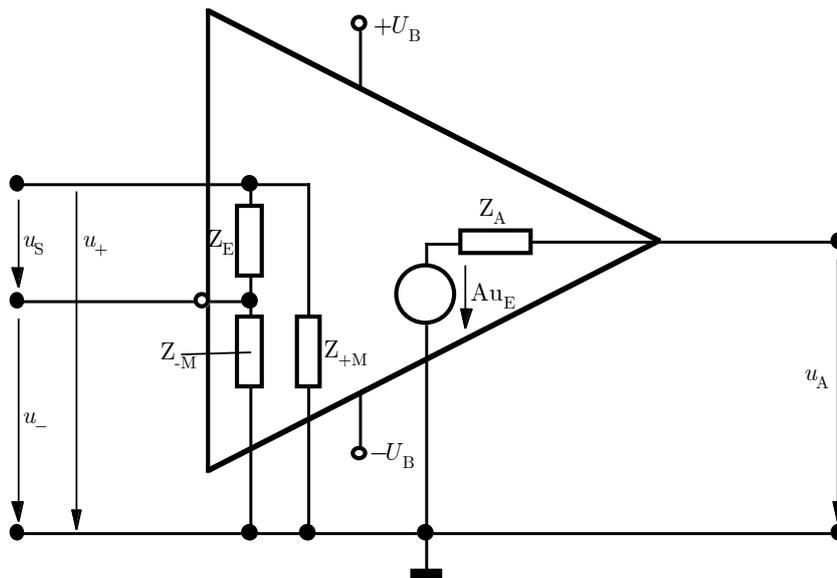


Abb. E.41: Vereinfachte Ersatzschaltung eines realen OV

die beim gegengekoppelten Verstärker (closed loop amplifier) auch die Ursache der Schwingneigung der Schaltung ist. Bei höheren Frequenzen verwandelt sich die Gegenkopplung aufgrund der zunehmenden Phasendrehung zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung in eine Mitkopplung, die Schaltung arbeitet als Oszillator. Zur Verhinderung dieser Schwingneigung dient die sogenannte Frequenzkompensation. Es handelt sich dabei um eine Maßnahme, durch die die Verstärkung des Operationsverstärkers im kritischen Frequenzbereich hinreichend reduziert wird. Zu diesem Zweck sind bei jenen Operationsverstärkern, die die Frequenzkompensation nicht bereits intern realisiert haben, zwei Anschlüsse herausgeführt, die mit einem von der Stärke der Gegenkopplung abhängigen R,C -Glied zu beschalten sind (siehe Herstellerangaben).

Die Eingangsimpedanz Z_E zwischen den beiden Eingangsklemmen liegt bei realen Operationsverstärkern zwischen 10^4 und über 10^9 Ohm. sie ist immer um einige Größenordnungen kleiner als die Impedanzen Z_{+M} und Z_{-M} zwischen nicht invertierendem bzw. invertierendem Eingang einerseits und dem Massepunkt andererseits.

Die Ausgangsimpedanz Z_A ist meist von der Größenordnung $10^2 \Omega$, sie wird durch die Gegenkopplung jedoch wesentlich verkleinert. Bei zu niedrigem Lastwiderstand kann es zur Stromsättigung kommen.

Neben den in Abb. E.41 bereits berücksichtigten Abweichungen des Operationsverstärkers vom Idealfall gibt es noch folgende wichtige Kenngrößen:

1. Die *Eingangsoffsetspannung* (input offset voltage) U_{E0} gibt an, welche Spannung

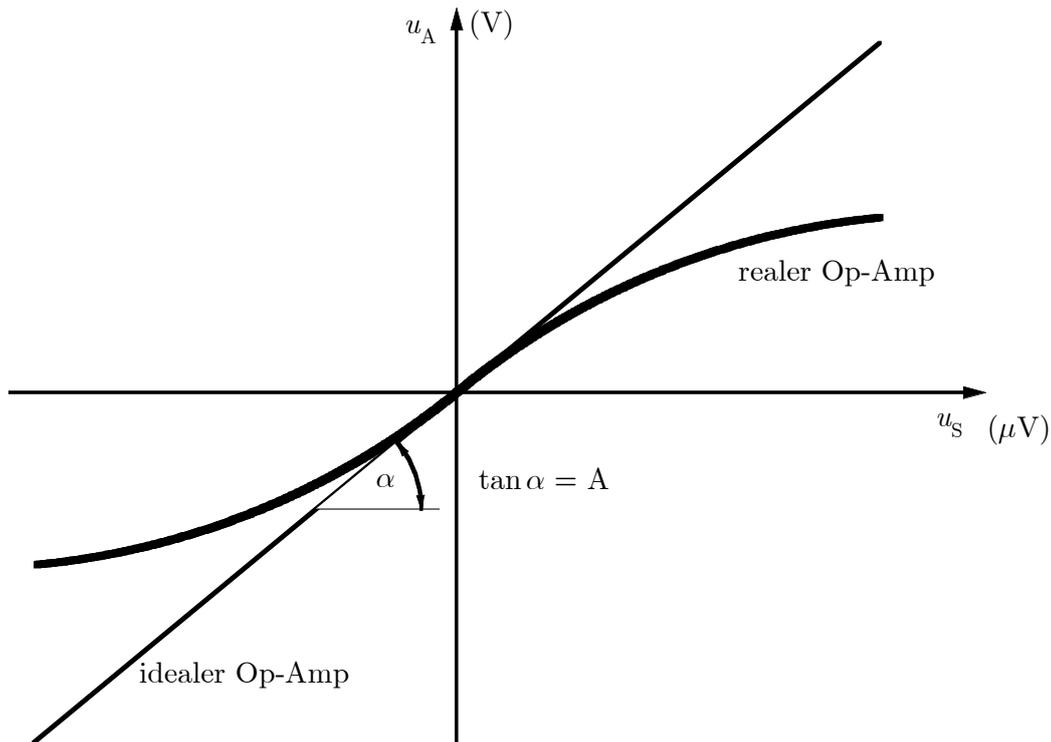


Abb. E.42: Spannungsübertragungskurve eines Operationsverstärkers. Die Abweichung der Kurve von der Tangente im Nullpunkt spiegelt die Amplitudenabhängigkeit der Verstärkung wider.

u_S am Eingang anliegen muss, damit die Ausgangsspannung u_A exakt gleich 0 ist (beim idealen Op-Amp ist dies natürlich bei der Eingangsspannung $u_S = 0$ der Fall).

2. Die *Ausgangsoffsetspannung* (output offset voltage) u_{A0} ist die am Ausgang bei kurzgeschlossenem Eingang auftretende Spannung. Sie wird meist nicht angegeben, da sie aus $U_{A0} = AU_{S0}$ errechnet werden kann, und es zweckmäßiger ist, alle Größen auf den Eingang zu beziehen.
3. Störender als der Wert der Offsetspannung selbst ist die *Temperaturabhängigkeit* (Temperaturdrift) $\partial U_{S0}/\partial T$ derselben, da letztere ungleich schwieriger kompensiert werden kann.
4. Der *Gleichtaktfehler* gibt den Einfluss der Gleichtaktspannung $u_{GT} = (u_- + u_+)/2$ auf die Ausgangsspannung u_A an. Während beim idealen Op-Amp

$$u_A = Au_S \quad (\text{E.110})$$

gilt, kommt beim realen Op-Amp noch ein der Gleichtaktspannung proportionaler

Summand hinzu

$$u_A = Au_S + \frac{A}{GTU}u_{GT} \quad (\text{E.111})$$

5. Der Proportionalitätsfaktor $1/GTU$ wird zweckmäßig als Bruchteil der Gleichaktverstärkung ausgedrückt. GTU ist die sogenannte *Gleichtaktunterdrückung* (common mode rejection ratio CMRR), sie erreicht bei den diesbezüglichen besten Op-Amp Werte über 150 dB.
6. Schließlich sei noch der Kennwert $\partial u_A/\partial U_B$ erwähnt, der den Einfluss von Betriebsspannungsschwankungen auf die Ausgangsspannung beschreibt. Der reziprokwert $\partial U_B/\partial U_A$ wird auch supply voltage rejection ratio genannt.

Die zahlreichen auf dem Markt erhältlichen Operationsverstärker haben sehr unterschiedliche Kenngrößen, so dass man für den jeweiligen Anwendungsfall den bestgeeigneten Bauteil aussuchen kann.

E.5 Nichtlineare Verstärker

E.5.1 Stetige nichtlineare Verstärker

Wir haben uns bisher ausschließlich mit Rückkopplungsnetzwerken beschäftigt, die aus linearen Bauelementen zusammengesetzt waren. Bei Verwendung von nichtlinearen Bauelementen im Gegenkopplungsweig eines Operationsverstärkers erhält man einen nichtlinearen Verstärker.

Logarithmischer Verstärker

z.B. ergibt eine im Durchlaßbereich betriebene Halbleiterdiode im Gegenkopplungsweig auf Grund der exponentiellen Abhängigkeit des Diodenstromes von der anliegenden Diodenspannung eine logarithmische Abhängigkeit der Verstärkerausgangs- von der Verstärkereingangsspannung.

E.5.2 Unstetige nichtlineare Verstärker

Neben den nichtlinearen Verstärkern mit stetigem Funktionsverlauf zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung unterscheidet man nichtlineare Verstärker, deren Ausgangs-

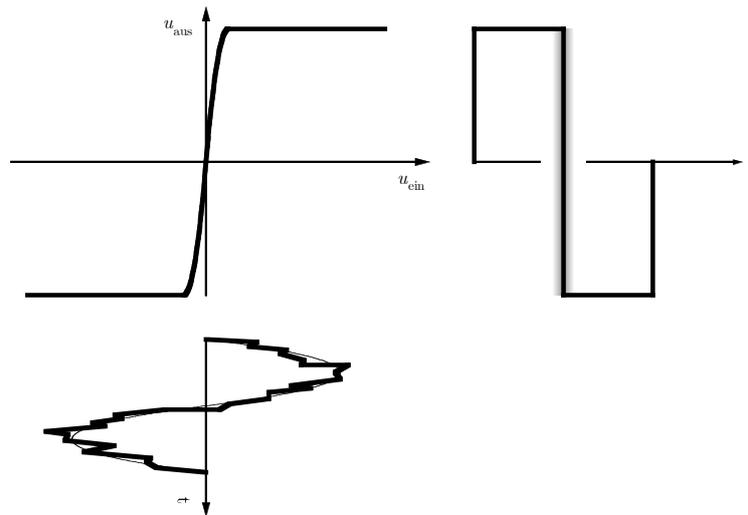


Abb. E.43: Darstellung der Rechteckimpulsformung durch Projektion des zeitlichen Verlaufs der Eingangsspannung u_{ein} auf die Übertragungskennlinie einer hochverstärkenden und begrenzenden Verstärkerstufe.

spannung sich bei Erreichen einer bestimmten Eingangsspannung praktisch sprunghaft ändert. Hierzu zählen z.B. Rechteckimpulsformer, die auf der extremen Übersteuerung eines Verstärkers beruhen, Komparatoren und Schmitt-Trigger.

Rechteckimpulsformer

→ Abb. E.43.

Komparator

Beim Komparator werden zwei Eingangsspannungen u_1 und u_2 miteinander verglichen, die Ausgangsspannung u_{aus} ist z.B. gleich dem unteren Grenzwert für $u_1 < u_2$ und gleich dem oberen Grenzwert für $u_1 > u_2$.

Bei der Schaltung nach Abb. E.44 bewirkt neben der Eingangs-Offsetspannung bei großen u_1 und u_2 auch der Gleichtaktfehler eine Verfälschung des Schaltpunktes. Letzterer Nachteil wird von Abb. E.45 vermieden, bei der eine Inverterstufe für u_2 einem Summationsverstärker vorgeschaltet ist.

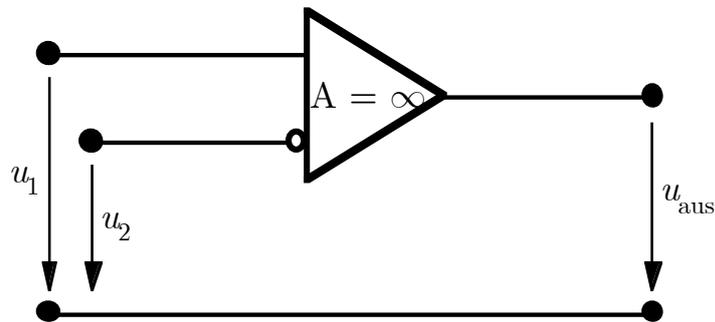


Abb. E.44: Realisierung eines Komparators mittels eines „open loop“ betriebenen Operationsverstärkers

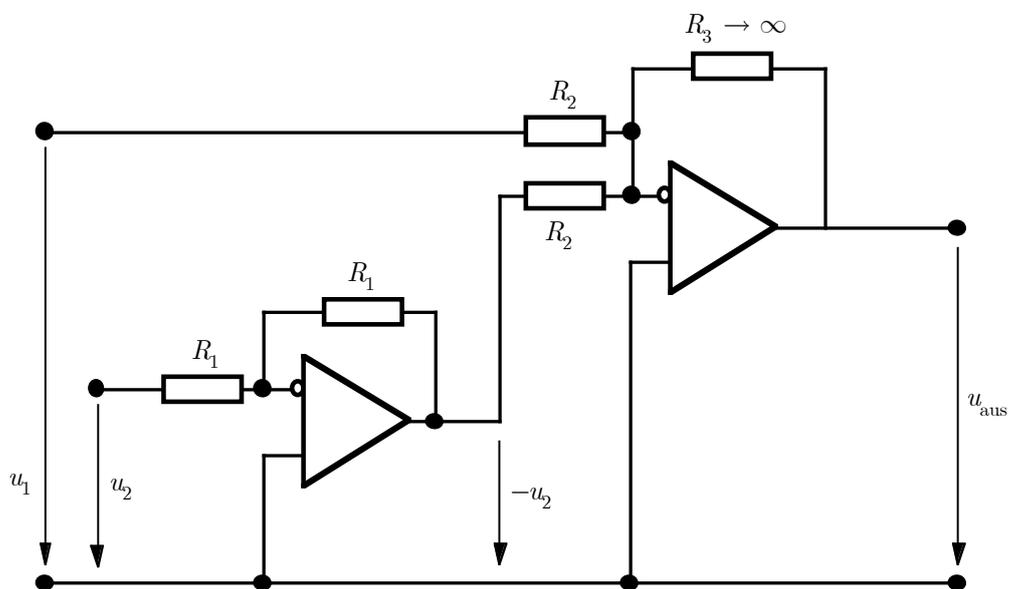


Abb. E.45: Komparatorschaltung, bei der der Gleichtaktfehler der Operationsverstärker keine Verfälschung des Schaltpunktes bewirkt.

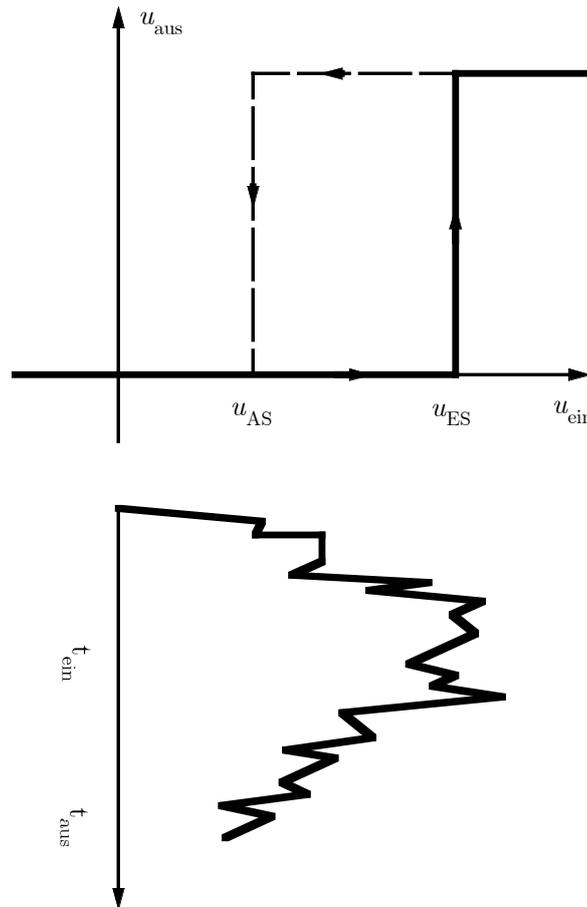


Abb. E.46: Übertragungskennlinie des Schmitt-Triggers

Schmitt-Trigger

Beim Schmitt-Trigger fallen im Unterschied zum Komparator Einschalt- und Ausschalt- punkt nicht zusammen. Die Ausgangsspannung wechselt von einem Extremwert zum anderen, wenn die Eingangsspannung u_{ein} größer als die Einschaltspannung u_{ES} wird und springt erst zurück, wenn u_{ein} kleiner als die Ausschaltspannung u_{AS} wird, wobei $u_{ES} > u_{AS}$ ist.

Der Schmitt-Trigger liefert im Unterschied zum Komparator auch dann nur einen Schalt- punkt, wenn die auslösende Spannung u_{ein} nur langsam ansteigt oder abfällt und von höherfrequenten Störungen überlagert ist, was typischerweise bei Verbindungs- leitungen auftreten kann. Die Eingangsstufen von Ethernet-, USB-Kabeln, etc., sind daher immer als Schmitt-Trigger ausgeführt.