

Elektronik

Fachhochschule Karlsruhe - Hochschule für Technik
Fachbereich Elektro- und Informationstechnik
Studiengang Energie- und Automatisierungstechnik
Prof. Dr. K. Wolfrum *

10. Januar 2005

*Ergänzende Unterlagen: <http://www.home.fh-karlsruhe.de/~wokl0001>

Inhaltsverzeichnis

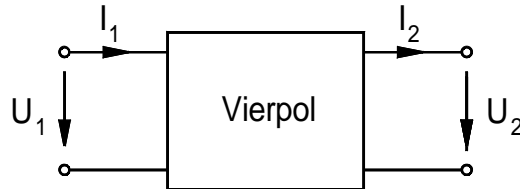
1	Verstärkung und Dämpfung in dB	4
2	Passive RC-Netzwerke	5
2.1	RC-Tiefpass	5
2.2	RC-Hochpass	6
2.3	Der reale Widerstand	8
2.4	Der reale Kondensator	11
3	Eigenschaften von Halbleitermaterialien	13
3.1	Eigenleitung	13
3.2	Störstellenleitung	15
3.3	Der pn-Übergang	15
4	Halbleiterdioden	17
4.1	Kennlinie in Durchlassrichtung	18
4.2	Anwendungsbereiche	19
4.3	Übersicht über typische Kenn- und Grenzdaten	19
4.4	Dioden in der Optoelektronik	20
4.4.1	Photodioden	20
4.4.2	Leuchtdioden (LED)	21
5	Bipolartransistoren	22
5.1	Kennlinien und Kenngrößen	22
5.2	Transistor als Schalter	24
5.3	Transistor als Kleinsignalverstärker	25
5.3.1	Spannungsverstärkung	27
5.3.2	Kleinsignalersatzschaltbild	27
5.3.3	Arbeitspunkteinstellung	28
5.3.4	Arbeitspunkteinstellung durch Stromgegenkopplung	30
5.3.5	Konstantstromquelle	31
5.3.6	Darlingtonschaltung	31
5.4	Der Differenzverstärker	32
5.5	Transistor in Kollektorschaltung	35
5.6	Leistungsverstärker	36
5.7	Komplementär-Gegentaktschaltung	37
5.8	Typische Transistordaten im Vergleich	39
5.9	Digitale Grundsaltungen	40
5.9.1	Inverter	40
5.9.2	Kippschaltungen	41
5.9.3	Flip-Flop	42
6	Feldeffekttransistoren (FET)	43
6.1	Klassifikation	43
6.1.1	Sperrschicht-FET	45
6.1.2	MOS-FET	45
6.2	Kennlinien	47

6.3	Grundsaltungen	48
6.3.1	Sourceschaltung	48
6.3.2	Drainschaltung (Sourcefolger)	51
6.4	Typische Kenndaten	52
7	Wärmeabfuhr bei Halbleiterbauelementen	53
7.1	Thermisches Ersatzschaltbild	53
7.2	Gehäusebauformen und Wärmewiderstand	54
7.3	Sicherer Arbeitsbereich	54
8	Operationsverstärker	56
8.1	Eigenschaften von Operationsverstärkern	56
8.2	Verstärkungseinstellung durch Gegenkopplung	57
8.3	Interner Aufbau	59
8.4	Frequenzgangkompensation	61
8.5	Vergleich typischer Daten	64
8.6	Nichtinvertierender Verstärker	64
8.7	Invertierender Verstärker	66
8.8	Umkehrsummierer	66
8.9	Subtrahierer	67
8.10	Instrumentenverstärker	68
8.11	Umkehrintegrator	70
8.12	Komparatoren und Schmitt-Trigger	71
9	Anwendungsbeispiele	73
9.1	Analogschalter	73
9.2	Abtast-Halte-Glied (Sample & Hold)	75
9.3	Gleichrichterschaltungen	76
9.3.1	Betragsmittelwert	76
9.3.2	Scheitelwert	77
9.4	Spannungsversorgung	78
9.4.1	Prinzip der Linearwandler	78
9.4.2	Beispiel für Festspannungsregler	78
9.4.3	Spannungsregler mit geringem Spannungsverlust	79
A	Eine Auswahl empfehlenswerter Bücher	80
B	Bezeichnungsschema für Halbleiterbauelemente	81

1 Verstärkung und Dämpfung in dB

Elektrischer Vierpol (Übertragungsglied)

Charakterisiert durch Klemmenspannungen \hat{U}_1, \hat{U}_2 und Klemmenströme \hat{I}_1, \hat{I}_2



Linearer Vierpol

Netzwerk linearer Bauelemente (z. B. Widerstände, Kondensatoren, eisenlose Spulen).

Nichtlinearer Vierpol

enthält nichtlineare Bauelemente (z. B. Dioden, Transistoren).

Passiver Vierpol

Ausgangsleistung P_2 immer kleiner als Eingangsleistung P_1
(z. B. Dämpfungsglieder, passive Filterschaltungen)

Aktiver Vierpol

durch Hilfsenergiequelle (Stromversorgung), $P_2 > P_1$ möglich
(z. B. Verstärker, aktive Filter).

Logarithmische Übertragungsmaße für Leistung und Spannung

$10 \lg(P_2/P_1)$ Leistungsübertragungsmaß in dB

$20 \lg(\hat{U}_2/\hat{U}_1)$ Spannungsübertragungsmaß in dB

\hat{U}_2/\hat{U}_1	$20 \lg(\hat{U}_2/\hat{U}_1)$	P_2/P_1	$10 \lg(P_2/P_1)$
0.01	- 40 dB	0.0001	- 40 dB
0.1	- 20 dB	0.01	- 20 dB
0.316	- 10 dB	0.1	- 10 dB
0.5	- 6 dB	0.25	- 6 dB
$1/\sqrt{2} \approx 0,707$	- 3 dB	0.5	- 3 dB
1	0 dB	1	0 dB
$\sqrt{2} \approx 1,414$	3 dB	2	3 dB
2	6 dB	4	6 dB
3.16	10 dB	10	10 dB
10	20 dB	100	20 dB
100	40 dB	10000	40 dB

Absolute Pegel $0 \text{ dB}_m \equiv 1 \text{ mW}$ (dB_m ist bezogen auf $P_1 = 1 \text{ mW}$)

$0 \text{ dB}_{\mu V} \equiv 1 \mu V$ ($\text{dB}_{\mu V}$ ist bezogen auf $U_1 = 1 \mu V$)

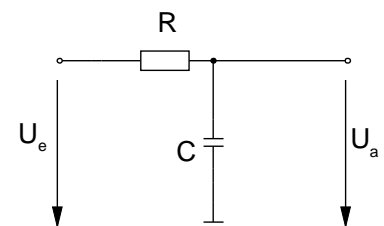
2 Passive RC-Netzwerke

Bei dem Entwurf und der Berechnung elektronischer Schaltungen sind die Eigenschaften von RC-Netzwerken von grundlegender Bedeutung. Daher sollen die wichtigsten Eigenschaften kurz zusammengefaßt werden.

2.1 RC-Tiefpass

Ein Tiefpass ist ein Übertragungsglied, das tiefe Frequenzen weitgehend unverfälscht überträgt, hohe Frequenzen werden gedämpft und erfahren eine Phasenverschiebung.

Der Tiefpass stellt einen Spannungsteiler dar, bestehend aus dem Ohmschen Widerstand R und der Kapazität C . Bei tiefen Frequenzen ist der Kondensator C hochohmig, bei hohen Frequenzen stellt C nahezu einen Kurzschluß dar.



Ausgangsspannung $U_a(\omega)$:

$$\underline{U}_a(\omega) = \underline{U}_e(\omega) \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

komplexe Übertragungsfunktion:

$$\underline{A}(\omega) = \frac{\underline{U}_a(\omega)}{\underline{U}_e(\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Betrag A und Phase φ der Übertragungsfunktion:

$$A = |\underline{A}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

$$\tan \varphi = \frac{\text{Im}(\underline{A})}{\text{Re}(\underline{A})} \Rightarrow$$

$$\varphi = -\arctan \omega RC$$

Zur Charakterisierung des Übertragungsverhaltens wird die sogenannte -3 dB Grenzfrequenz definiert, bei der die Übertragungsfunktion auf -3 dB, d. h. auf das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fache abgesunken ist:

$$|\underline{A}(f_g)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

Zusammenfassung:

1. Bei tiefen Frequenzen: $f \ll f_g \rightarrow |\underline{A}| \approx 1$
2. Bei hohen Frequenzen: $f \gg f_g \rightarrow |\underline{A}(\omega)| \sim \frac{1}{\omega RC}$

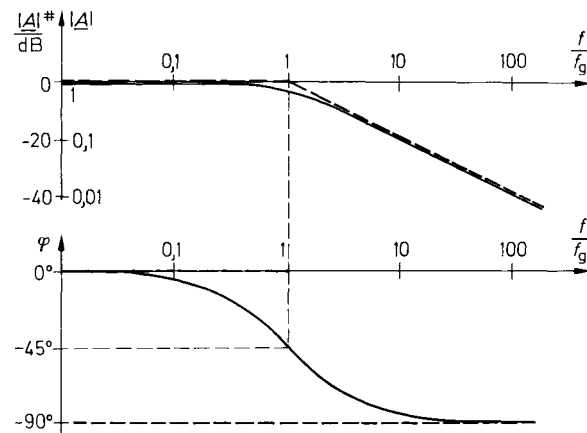


Abbildung 1: Bode-Diagramm RC-Tiefpass

Bei Verdopplung der Frequenz (Oktave) erhält man eine Halbierung der Ausgangsspannung (entspricht -6 dB), d. h. die Asymptotensteigung beträgt -6 dB pro Oktave. Bei Verzehnfachung der Frequenz (Dekade) ergibt sich entsprechend eine Abnahme auf ein Zehntel, entsprechend -20 dB pro Dekade. Diese Asymptotensteigung ist charakteristisch für Tiefpässe 1. Ordnung. Bei der Reihenschaltung von mehreren Tiefpässen gleicher Grenzfrequenz f_{g0} ist zu beachten, dass die resultierende -3 dB Grenzfrequenz sinkt:

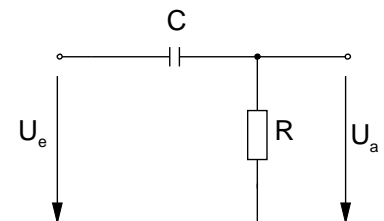
Bei Hintereinanderschaltung von n Tiefpässen mit gleicher Grenzfrequenz f_{g0} :

$$f_g \approx \frac{f_{g0}}{\sqrt{n}}$$

2.2 RC-Hochpass

Der Hochpass ist ein Übertragungsglied, das hohe Frequenzen weitgehend unverfälscht überträgt, tiefe Frequenzen werden gedämpft und erfahren eine Phasenverschiebung.

Der Hochpass stellt einen Spannungsteiler dar, bestehend aus dem Ohmschen Widerstand R und der Kapazität C . Bei tiefen Frequenzen ist der Kondensator hochohmig, d. h. der Hochpass sperrt, bei hohen Frequenzen wird C niederohmig.



Ausgangsspannung $U_a(\omega)$:

$$\underline{U}_a(\omega) = \underline{U}_e(\omega) \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

komplexe Übertragungsfunktion:

$$\underline{A}(\omega) = \frac{\underline{U}_a(\omega)}{\underline{U}_e(\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

Betrag A und Phase φ der Übertragungsfunktion:

$$A = |\underline{A}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2}}}$$

$$\tan \varphi = \frac{\operatorname{Im}(\underline{A})}{\operatorname{Re}(\underline{A})} \Rightarrow$$

$$\varphi = \arctan \frac{1}{\omega RC}$$

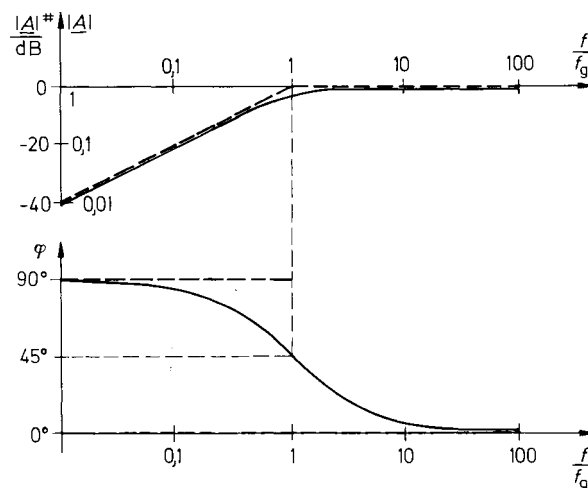


Abbildung 2: Bode-Diagramm RC-Hochpass

Wie beim Tiefpass ergibt sich die -3 dB Grenzfrequenz zu:

$$|\underline{A}(f_g)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

Zusammenfassung:

1. Bei hohen Frequenzen: $f \gg f_q \rightarrow |\underline{A}| \approx 1$
2. Bei tiefen Frequenzen: $f \ll f_q \rightarrow |\underline{A}(\omega)| \sim \omega RC$

Bei Verdopplung der Frequenz (Oktave) erhält man eine Verdopplung der Ausgangsspannung (entspricht + 6 dB), d. h. die Asymptotensteigung beträgt + 6 dB pro Oktave. Bei Verzehnfachung der Frequenz (Dekade) ergibt sich entsprechend eine Zunahme auf das Zehnfache, entsprechend +20 dB pro Dekade. Diese Asymptotensteigung ist charakteristisch für Hochpässe 1. Ordnung.

Bei der Reihenschaltung von mehreren Hochpässen gleicher Grenzfrequenz f_{g0} ist zu beachten, dass die resultierende -3 dB Grenzfrequenz steigt:

Bei Hintereinanderschaltung von n Hochpässen mit Grenzfrequenz f_{g0} :

$$f_g \approx f_{g0} \sqrt{n}$$

RC-Hochpässe werden sehr häufig als Koppelglieder verwendet, um Gleichspannungsanteile zu unterdrücken (Wechselspannungskopplung, AC-Kopplung).

2.3 Der reale Widerstand

Folgende Bauformen bzw. Widerstandsmaterialien finden in der Elektronik Verwendung:

- Drahtwiderstand (für hohe Belastbarkeit)
- Kohleschichtwiderstand
- Metallfilmwiderstand
- Leitfähiger Kunststoff (bei Potentiometern)

Aufgrund der Bauform ergibt sich immer eine unerwünschte („parasitäre“) Induktivität L_s in Reihe zum erwünschten Ohmschen Widerstand R und eine parallele parasitäre Kapazität C_p . Ersatzschaltbild:

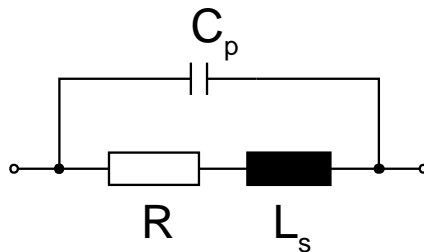
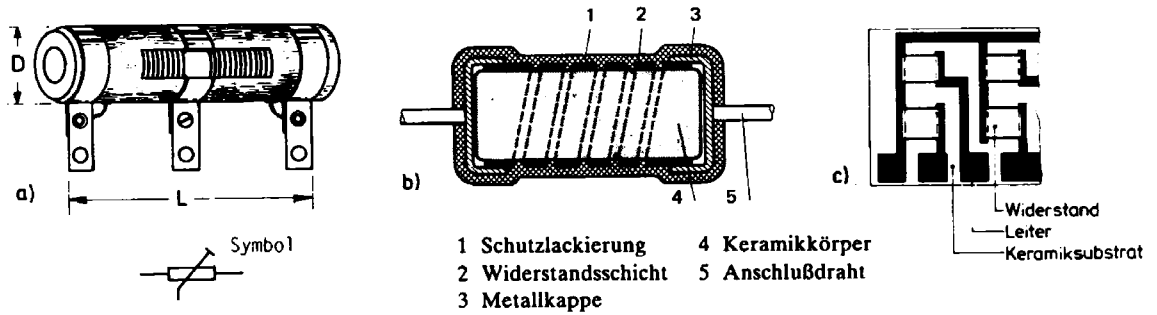


Abbildung 3: Realer Widerstand

Insbesondere bei Drahtwiderständen muß die Serieninduktivität L_s beachtet werden. Bei den gebräuchlichen Metallfilmwiderständen darf bis zu Frequenzen von ca. 1 MHz mit nahezu idealem Verhalten gerechnet werden, d. h. $L_s \approx 0$, $C_p \approx 0$.

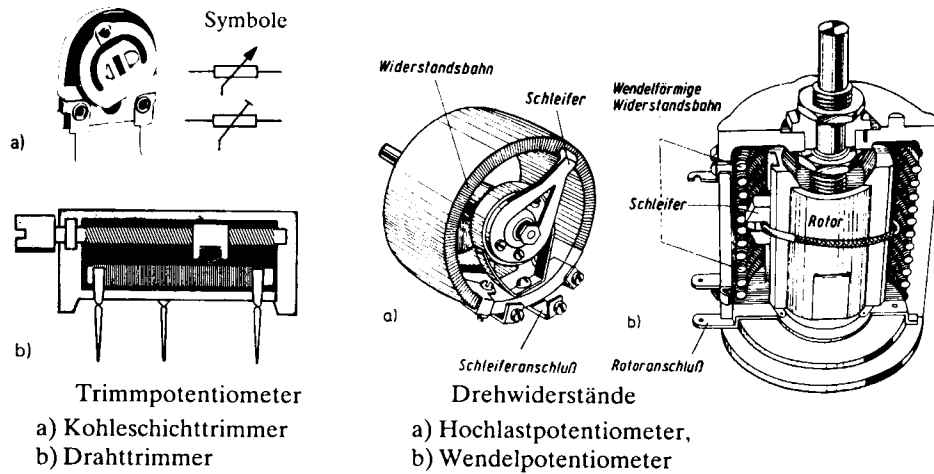
Bauformen von Festwiderständen



Ausführungsformen von Widerständen

a) Drahtwiderstand, b) Schichtwiderstand, c) Dickschichtkombination

Bauformen veränderlicher Widerstände



Trimpotentiometer

a) Kohleschichttrimmer
b) Drahttrimmer

Drehwiderstände

a) Hochlastpotentiometer,
b) Wendelpotentiometer

Farbcode und Normreihen

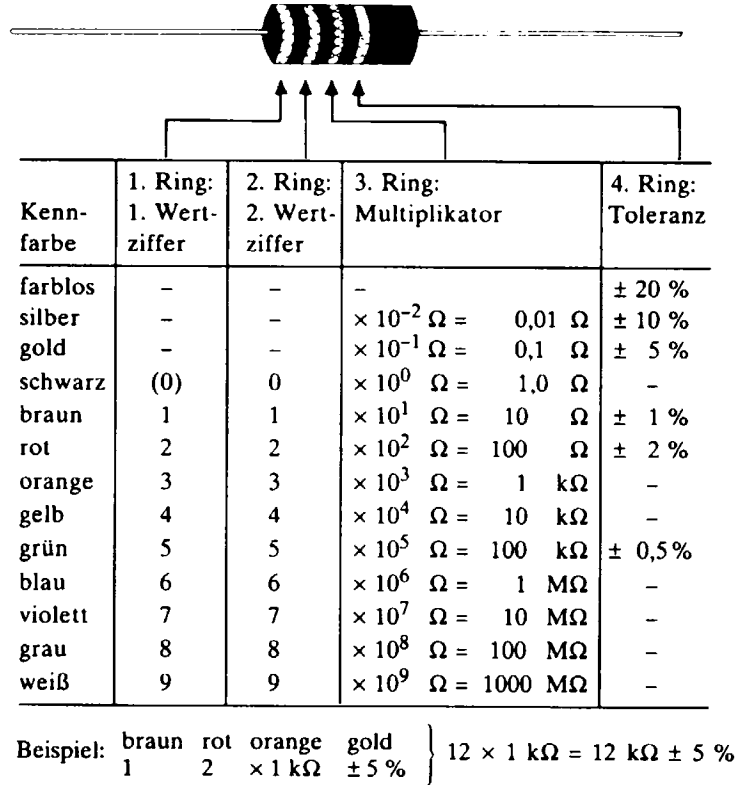


Abbildung 4: Farbcode für Widerstände

E6 Toleranz ± 20 %	E 12 Toleranz ± 10 %	E 24 Toleranz ± 5 %
1,0	1,0	1,0
		1,1
	1,2	1,2
		1,3
1,5	1,5	1,5
		1,6
	1,8	1,8
		2,0
2,2	2,2	2,2
		2,4
	2,7	2,7
		3,0
3,3	3,3	3,3
		3,6
	3,9	3,9
		4,3
4,7	4,7	4,7
		5,1
	5,6	5,6
		6,2
6,8	6,8	6,8
		7,5
	8,2	8,2
		9,1

Für Anwendungen, die geringere Toleranzen erfordern, gibt es darüber hinaus die Normreihen E48 (±2%) und E96 (±1%).

2.4 Der reale Kondensator

Folgende Bauformen bzw. Dielektrika finden Verwendung:

Bauformen

- Scheibenkondensatoren, bedrahtet oder unbedrahtet, 1 pF ... 10 nF
- Wickelkondensatoren, 100 pF ... 1 μ F
- Vielschicht („Sandwich“) -Kondensatoren, 1 nF ... 10 μ F
- Elektrolyt-Kondensator (Elko), gepolt, 0,1 μ F ... 100 mF
- Doppelschicht-Kondensator (Supercap, Goldcap), gepolt, 0,1 F ... 50 F

Dielektrika

- Keramik
- Kunststoff
- imprägniertes Papier (für Hochspannung)
- Elektrolytlösung
- spezielle Doppelschichten für extrem hohe Kapazität (> 1 F)

Aufgrund der Bauform liegen in Reihe zur erwünschten Kapazität C die parasitäre Induktivität L_s sowie der Serienwiderstand R_s . Zusätzlich liegt parallel der Isolationswiderstand R_p des Dielektrikums.

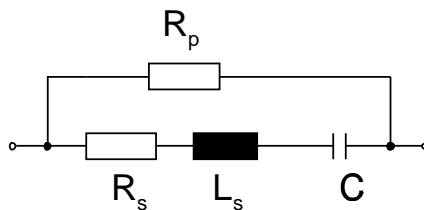


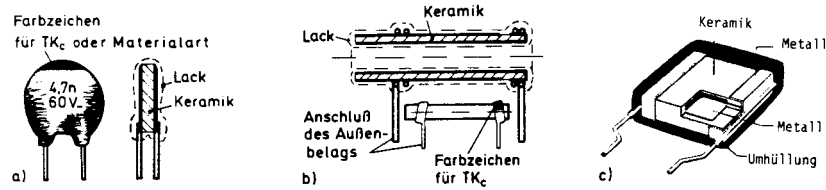
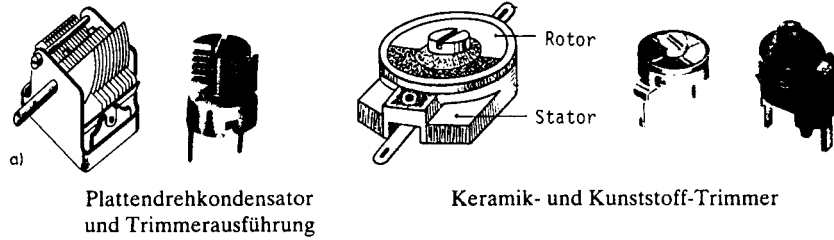
Abbildung 5: Realer Kondensator

Bei Keramik- und Folienkondensatoren kann fast immer $R_p \approx \infty$ angenähert werden, d. h. R_p darf vernachlässigt werden. Bei Elektrolytkondensatoren ist mit $R_p \approx 1 \text{ M}\Omega \dots 100 \text{ M}\Omega$ zu rechnen, d. h. es kann ein meßbarer Leckstrom durch den Kondensator fließen.

Insbesondere bei elektronischen Schaltungen mit impulsartigen Spannungen und Strömen ist R_s und L_s bei gewickelten Kondensatoren nicht vernachlässigbar.

Verringerung des wirksamen Serienwiderstandes R_s bzw. der wirksamen Serieninduktivität L_s ist durch Parallelschaltung von mehreren Kondensatoren möglich.

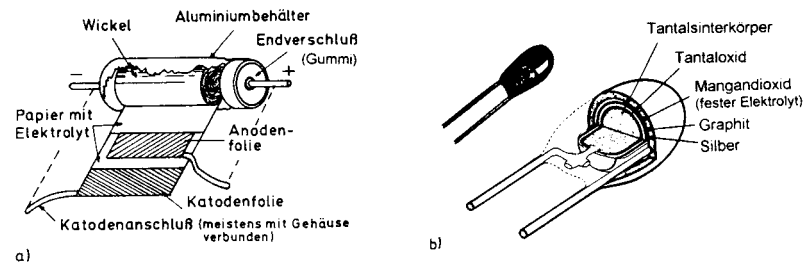
Bauformen von Kondensatoren



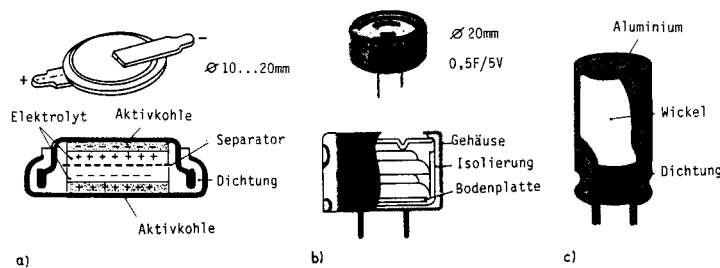
Keramikfestkondensatoren



Aufbau und Kennzeichnung von Wickel- und Schichtkondensatoren



Elektrolytkondensatoren (Elkos)



Doppelschicht-Kondensatoren

3 Eigenschaften von Halbleitermaterialien

Für das Verständnis der Eigenschaften von Halbleiterbauelementen sind einige Grundlagen der Festkörperphysik notwendig.

Die in der Elektrotechnik bzw. Elektronik verwendeten Werkstoffe lassen sich nach ihrem spezifischen Widerstand ρ in drei Klassen einteilen:

- Leiter
- Halbleiter
- Isolatoren

Metallische Leiter wie z. B. Kupfer zeichnen sich durch quasi frei bewegliche Elektronen aus, die den elektrischen Strom leiten. Charakteristisch für metallische Leiter ist ein positiver Temperaturkoeffizient für den spezifischen Widerstand ρ , d. h. der Widerstand steigt mit zunehmender Temperatur an. Dieses sogenannte Kaltleiter-Verhalten wird durch zunehmende Stöße mit bei steigender Temperatur stärker um ihre Ruhelage schwingende Gitteratome erklärt.

3.1 Eigenleitung

Halbleiter wie z. B. Silizium (Si) oder Germanium (Ge) haben gegenüber Metallen einen deutlich höheren spezifischen Widerstand. Reines Silizium kristallisiert im Diamantgitter und bei tiefen Temperaturen sind alle 4 Valenzelektronen in kovalenten Bindungen lokalisiert.

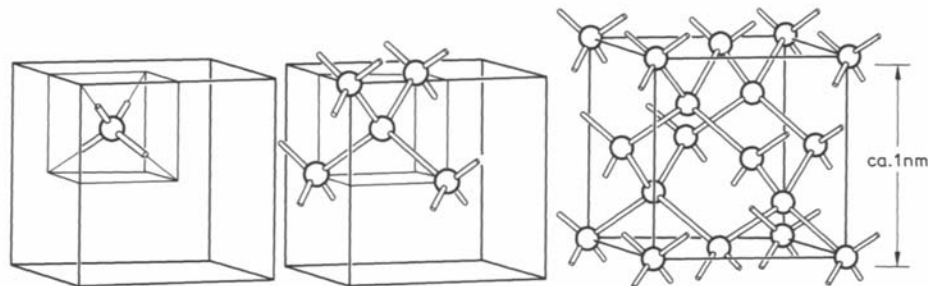


Abbildung 6: Si-Atom mit 4 Valenzelektronen, kovalente Bindungen zu den nächsten Nachbarn, 3-dimensionaler Aufbau des Kristallgitters

Mit steigender Temperatur werden mehr und mehr Elektronen aus ihren kovalenten Bindungen gelöst und tragen als negative Ladungsträger, sogenannte n-Träger, zur Leitfähigkeit bei. Die zurückbleibende positiv geladene Fehlstelle wird als Defektelektron oder Loch bezeichnet und kann als positiver Ladungsträger, sogenannter p-Träger, angesehen werden. Beim reinen Halbleiter ist die Anzahl der n-Träger immer gleich der Anzahl der p-Träger. Die sogenannte intrinsische Leitfähigkeit bzw. Eigenleitung des reinen Halbleiters wächst mit steigender Temperatur, d. h. der intrinsische Halbleiter weist ein Heißeiter-Verhalten auf.

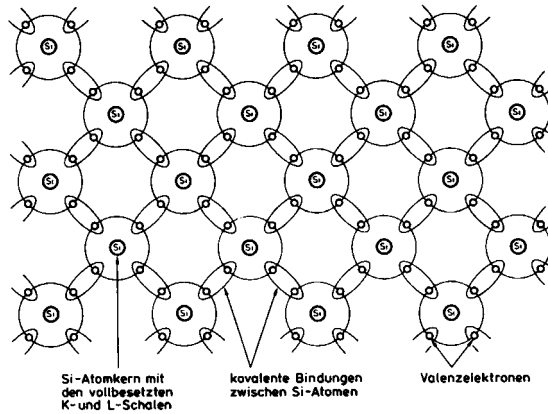


Abbildung 7: 2-dimensionale Projektion des Kristallgitters

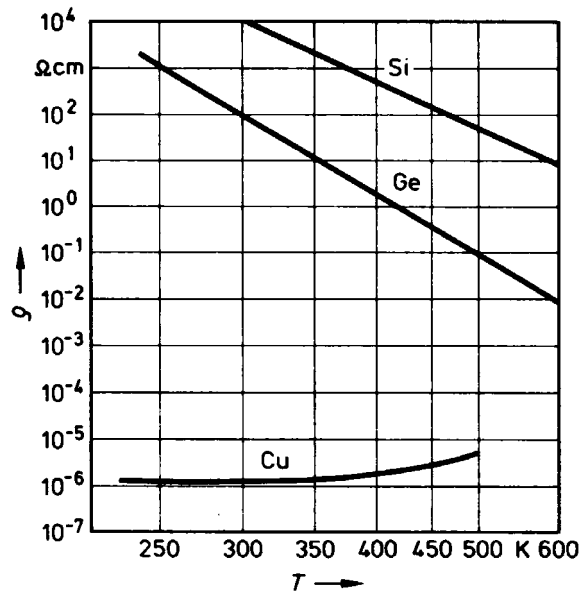


Abbildung 8: Temperaturabhängigkeit des spezifischen Widerstands

Ohne Anlegen eines äußeren elektrischen Felds führen die Ladungsträger eine ungerichtete Diffusionsbewegung aus. Wird ein äußeres Feld angelegt, so stellt sich eine gerichtete

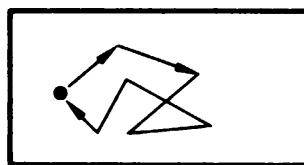


Abbildung 9: Diffusion

Bewegung ein, die zum sogenannten Driftstrom führt. Hierbei fließen die p-Träger in Richtung

des elektrischen Felds von „Plus“ nach „Minus“, die n-Träger entsprechend in umgekehrter Richtung.

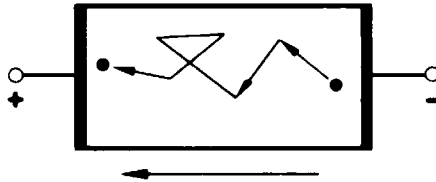


Abbildung 10: Driftstrom der n-Träger

3.2 Störstellenleitung

Durch gezielte Verunreinigung (Dotierung) mit Fremdatomen kann die Zahl der p- bzw. n-Träger gezielt verändert werden.

n-Dotierung Werden dem 4-wertigen Halbleiter 5-wertige Atome beigemischt (dotiert), so ist pro Dotierungsatom ein Elektron „überflüssig“ für die kovalente Bindung. Dieses Elektron kann als nahezu frei beweglicher n-Träger zum Stromfluss beitragen. Als Donatoren werden Elemente der 5. Hauptgruppe des Periodensystems verwendet, z. B. Arsen (As) oder Phosphor (P).

p-Dotierung Wird mit 3-wertigen Atomen wie z. B. Aluminium (Al) dotiert, so fehlt pro Dotierungsatom ein Elektron für die kovalente Bindung. Das Dotierungsatom stellt einen sogenannten Akzeptor dar, der ein Elektron einer kovalenten Bindung eines Si-Atoms aufnehmen kann. Dadurch entsteht an anderer Stelle ein Defektelektron, das als nahezu frei beweglicher p-Träger zum Stromfluss beitragen kann.

Die Konzentration der p- bzw. der n-Träger kann durch die Konzentration der Donatoren bzw. Akzeptoren in weiten Grenzen eingestellt werden.

3.3 Der pn-Übergang

pn-Übergang ohne äußere Spannung An einem abrupten Übergang zwischen p- und n-Dotierung herrscht zunächst ein extremes Konzentrationsgefälle. Dieser sogenannte Dichtegradient wird durch eine einsetzende Diffusionsbewegung verringert. Dabei diffundieren n-Träger in den p-Bereich und p-Träger in den n-Bereich. Der vorher elektrisch neutrale p-Bereich lädt sich durch den entstehenden Mangel an Elektronen positiv auf, der n-Bereich entsprechend negativ. Durch diese sogenannte Raumladung entsteht ein elektrisches Feld, das einen der Diffusionsbewegung entgegengerichteten Driftstrom hervorruft. Es stellt sich ein dynamisches Gleichgewicht zwischen Diffusionsstrom und Driftstrom ein. Im Bereich des pn-Übergangs rekombinieren p- mit n-Träger, so dass eine sogenannte Verarmungszone entsteht, die aufgrund der niedrigen Ladungsträgerkonzentration hochohmig ist.

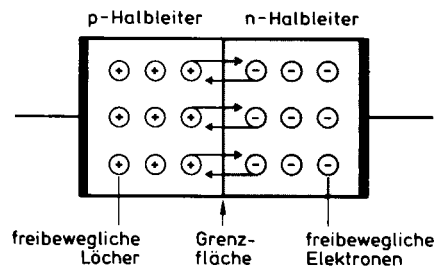


Abbildung 11: pn-Übergang ohne äußere Spannung

Sperrrichtung Wird im pn-Übergang das interne Feld durch eine gleichgerichtete äußere Spannung verstärkt, so verbreitert sich die Verarmungszone. Aufgrund der Polarität der externen Spannung können auch keine Ladungsträger aus dem p- bzw. n-Gebiet in die Sperrschicht injiziert werden, der pn-Übergang sperrt den Stromfluss. Dieser Fall ist in Abb.12 gezeigt.

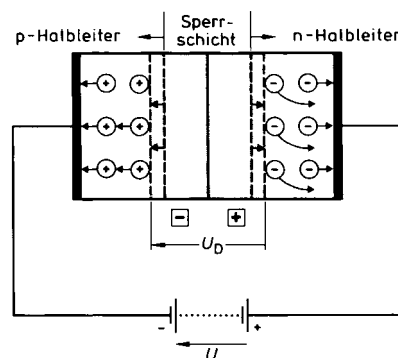


Abbildung 12: pn-Übergang in Sperrrichtung

Durchlassrichtung Wird das interne Feld im pn-Übergang durch die externe Spannung geschwächt, so können - getrieben durch das äußere Feld - positive Ladungsträger vom p-Bereich zum n-Bereich gelangen und umgekehrt. Für diesen in Abb. 13 gezeigten Fall leitet der pn-Übergang den Strom.

Die Leitfähigkeit des pn-Übergangs hängt somit von der Polarität der angelegten Spannung ab. Diese Eigenschaft wird in den Halbleiterdioden ausgenutzt, die im folgenden Abschnitt betrachtet werden.

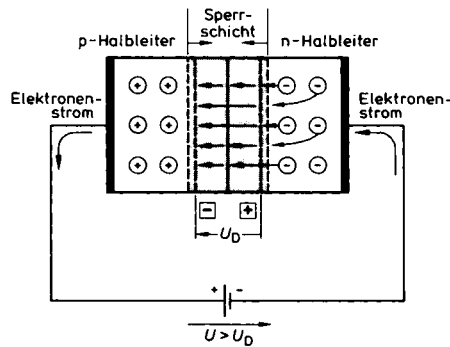


Abbildung 13: pn-Übergang in Durchlassrichtung

4 Halbleiterdioden

Begriffsübersicht deutsch - englisch

Flussspannung	forward voltage	U_F
Diodenstrom in Durchlassrichtung	forward current	I_F
max. zulässiger Diodenstrom	max. forward current	I_{Fmax}
Schleusenspannung (Durchlassspannung) (Flussspannung bei $I_F = \frac{I_{Fmax}}{10}$)	threshold voltage	U_{F0}
Diodenstrom in Sperrichtung	reverse current	I_r
max. Sperrspannung	max. reverse voltage	U_{rmax}
max. Sperrstrom	max. reverse current	I_{rmax}
max. Sperrschichttemperatur	max. junction temperature	ϑ_{Jmax}
Rückwärtserholzeit	reverse recovery time	t_{rr}

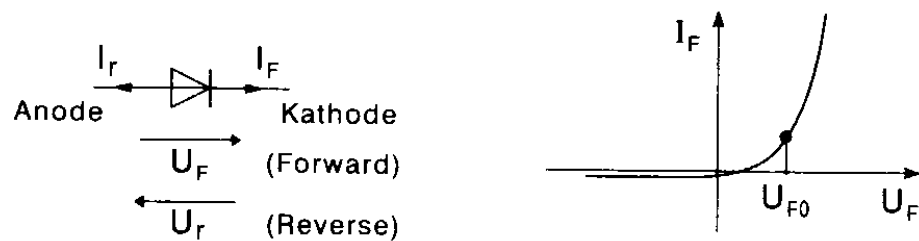


Abbildung 14: Kennlinie einer Halbleiterdiode

4.1 Kennlinie in Durchlassrichtung

Die Kennlinie der Halbleiterdiode ist stark nichtlinear und wird durch die folgende exponentielle Abhängigkeit beschrieben:

$$I_F = I_r(T) \left(e^{\frac{U_F}{mU_T}} - 1 \right) \quad (1)$$

$I_r(T)$: Sperrstrom (temperaturabhängig)

m : Korrekturfaktor $1 < m < 2$

$$U_T = \frac{kT}{e} \approx 26 \text{ mV} \quad \text{bei } T = 296 \text{ K} \quad (\text{Temperaturspannung})$$

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \quad (\text{Boltzmannkonstante})$$

$$e = 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ As} \quad (\text{Elementarladung})$$

Temperaturabhängigkeit der Flussspannung (2)

$$\frac{\Delta U_F}{\Delta T} \approx \frac{-2 \text{ mV}}{K} \quad \text{bei } I_F = \text{const}$$

(Zahlenwert gilt nur für Silizium-Dioden)

Da im 1. Quadranten üblicherweise nur der Durchlassbereich interessiert ($U_F \gg U_T$), ist für praktische Rechnungen die Näherung $I_F \approx I_r(T) \left(e^{\frac{U_F}{mU_T}} \right)$ zulässig.

Die Temperaturabhängigkeit der Flussspannung (Glg. 2) wird dominiert von der Temperaturabhängigkeit des Sperrstroms $I_r(T)$ und nicht von U_T . Dieser Effekt wird in manchen Anwendungen zur Temperaturmessung ausgenutzt.

4.2 Anwendungsbereiche

- **Gleichrichterdioden**

erwünschte Eigenschaften:

- niedrige Schleusenspannung U_{F0}
- hohe Sperrspannung U_{rmax}
- niedriger Sperrstrom I_{rmax}
- kurze Rückwärtserholzeit t_{rr}

- **Z-Dioden**

erwünschte Eigenschaften:

- kontrollierter Durchbruch bei $U_r = U_Z$
- niedriger differentieller Widerstand im Durchbruchsbereich
- Anwendung zur Spannungsbegrenzung und Spannungsstabilisierung

- **Kapazitätsdioden**

ausgenutzte Eigenschaften:

- Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Sperrspannung
- Anwendung zur Abstimmung von Schwingkreisen (HF-Technik) etc.

Verwendete Halbleitermaterialien

Gebräuchlichste Ausführung: Silizium-Dioden
 vor allem für Hochfrequenz: Germanium-Dioden
 Schnelle Schalter und Gleichrichter: Schottky-Dioden (Metall-Halbleiter Kontakt)

4.3 Übersicht über typische Kenn- und Grenzdaten

	Silizium (Si)	Germanium (Ge)	Schottky
U_{F0}	0,5 ... 0,8 V	0,2 ... 0,4 V	0,2 ... 0,4 V
I_{Fmax}	0,1 ... 1000 A	0,01 ... 1 A	0,1 ... 100 A
U_{rmax}	80 ... 1500 V	40 ... 100 V	20 ... 100 V
I_{rmax}	5 ... 500 nA	10 ... 500 μ A	5 ... 1000 μ A
ϑ_{Jmax}	150 ... 200 °C	ca. 80 °C	ca. 120 °C
t_{rr}	0,1 ... 100 μ s	10 ns	100 ps

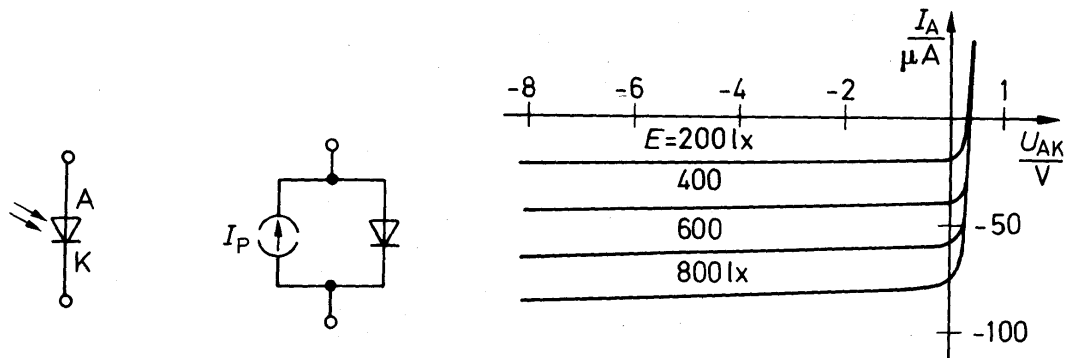
Im Einzelfall muss anhand der Herstellerangaben (Datenblätter) der jeweils optimal passende Diodentyp herausgesucht werden. Die obige Tabelle kann dabei lediglich als Orientierungshilfe dienen.

Typenbeispiele (angegeben ist jeweils U_{rmax} / I_{Fmax}):

1 N 4148 (100 V / 100 mA), 1 N 4007 (1000 V / 1 A), BY 550-800 (800 V / 5 A),
 BAT 48 (Schottky-Diode, 0,2 A / 40 V).

4.4 Dioden in der Optoelektronik

4.4.1 Photodioden



Schaltsymbol

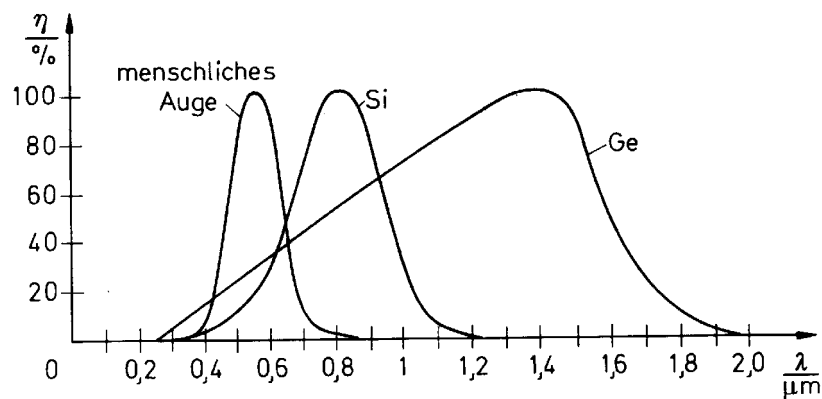
Ersatzschaltbild

Kennlinienfeld

- Betrieb in Sperrrichtung (3. Quadrant, Photodioden-Betrieb):
Sperrstrom I_r der Diode ist von der Beleuchtungsstärke E des pn-Übergangs abhängig, I_r ist über viele Größenordnungen proportional zu E .
- Betrieb ohne äußere Spannung (4. Quadrant, photovoltaischer Betrieb):
 - Kurzschlussstrom $I_K \sim E$
 - Bei Si-Dioden: Leerlaufspannung beträgt bis ca. 0,5 V
→ Photoelement (großflächige Ausführung → Solarzelle)

Typenbeispiel: BPX 65, BPW 34 (Siemens bzw. Infineon)

Die spektrale Empfindlichkeit von Photodioden hängt vom verwendeten Halbleitermaterial ab und ist gegenüber der Augenempfindlichkeit in den nahen Infrarot-Bereich verschoben.



Relative Empfindlichkeit η von Germanium- und Siliziumphotodioden

¹Einheit der Beleuchtungsstärke E : $[E] = lux$

4.4.2 Leuchtdioden (LED)

Silizium eignet sich aufgrund seiner Halbleitereigenschaften nicht zur Erzeugung von Licht. Es werden daher sogenannte Verbindungshalbleiter verwendet. Durch Variation der „Rezeptur“ kann die Wellenlänge und damit die Farbe nahezu beliebig eingestellt werden:

Farbe	Wellenlänge / nm	Halbleitermaterial	Flussspannung U_F / V bei $I_F = 10$ mA
infrarot (IR)	1300	Indium-Gallium-Arsenid (InGaAs)	1 ... 1,4
infrarot (IR)	930	Gallium-Arsenid (GaAs)	1,3 ... 1,5
rot	655	Gallium-Arsenid-Phosphid (GaAsP)	1,6 ... 1,8
hellrot	635	Gallium-Arsenid-Phosphid (GaAsP)	2,0 ... 2,2
gelb	583	Gallium-Arsenid-Phosphid (GaAsP)	2,0 ... 2,2
grün	565	Gallium-Phosphid (GaP)	2,2 ... 2,4
blau	490	Silizium-Carbid (SiC)	2,7 ... 4
blau	440	Gallium-Nitrid (GaN)	3 ... 5
weiß	Fluoreszenz- konversion	Gallium-Nitrid (GaN) mit im Gehäuse eingelagertem Farbstoff	3 ... 5

Anwendungen

- Infrarot LED:
Fernbedienung, Datenkommunikation, Glasfaserübertragung, Lichtschranken etc.
- Farbige LED:
Signalisierung, alphanumerische Anzeigen (Sieben-Segment, Punktmatrix),
Zusatzbremsleuchten
- weiße LED:
Skalenbeleuchtung, kleine Scheinwerfer,
in Zukunft: Konkurrenz zu Glühlampen und Leuchtstofflampen

LED sind in nahezu allen erdenklichen Gehäuseformen erhältlich,
Hersteller z. B. Hewlett-Packard (HP), Siemens, Osram.

5 Bipolartransistoren

5.1 Kennlinien und Kenngrößen

Der Bipolartransistor (bipolar junction transistor, BJT) stellt ein aktives Bauelement dar. Mit Hilfe des Basisstroms I_B bzw. der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} kann der Kollektorstrom I_C gesteuert werden.

Modellvorstellung:

Der Basisstrom I_B steuert über die Basis-Emitter Diode den Kollektorstrom I_C , d. h. $I_C = I_C(I_B)$. Somit kann der Bipolartransistor als stromgesteuerte Stromquelle aufgefaßt werden.

Da der Basisstrom I_B von der angelegten Basis-Emitter-Spannung U_{BE} abhängt, kann der Transistor alternativ dazu auch als spannungsgesteuerte Stromquelle $I_C = I_C(U_{BE})$ aufgefaßt werden.

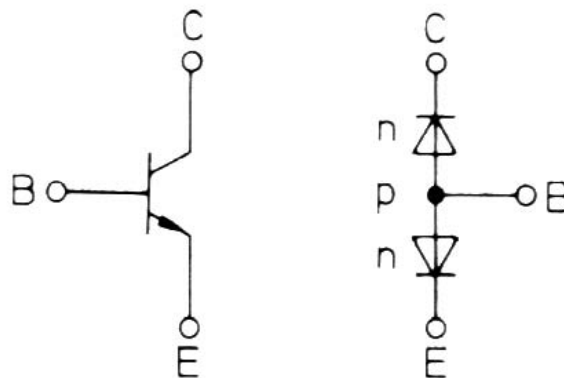


Abbildung 15: Schaltsymbol eines npn-Bipolartransistors mit Dioden-Äquivalent: Basis B, Emitter E, Kollektor C.

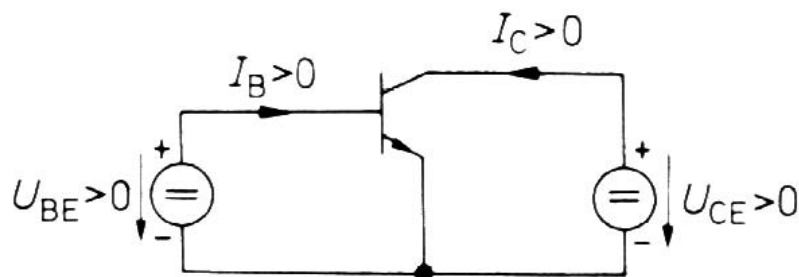


Abbildung 16: npn-Transistor im „Normalbetrieb“: BE-Diode in Durchlaßrichtung, CE-Diode in Sperrrichtung.

statische Stromverstärkung(Gleichstromverstärkung)

$$B = \frac{I_C}{I_B} \quad (B \text{ schwach abhängig von } I_C) \quad (3)$$

resultierender Emitterstrom

$$I_E = I_B + I_C = I_B + B I_B$$

Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$ (vgl. Diodenkennlinie)

$$I_B = I_{Bs}(T) e^{\frac{U_{BE}}{mU_T}} \quad (4)$$

I_{Bs} : Sperrstrom der BE-Diode (temperaturabhängig)

m : Korrekturfaktor $1 < m < 2$

Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter Spannung

$$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} \approx \frac{-2 \text{ mV}}{K} \quad \text{bei } I_B = \text{const. (vgl. Si-Diode, Glg. 2)} \quad (5)$$

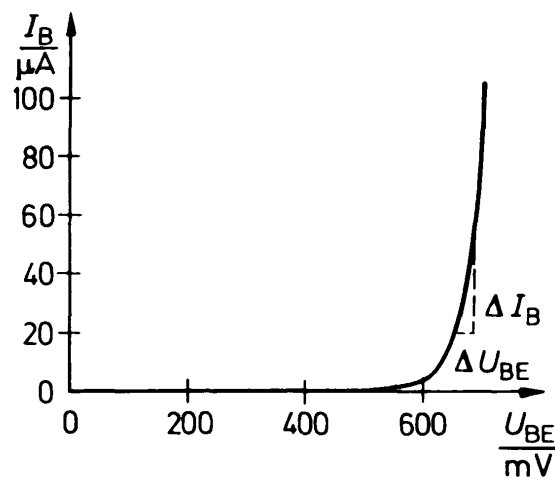


Abbildung 17: Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$

Übertragungskennlinie $I_C(U_{BE})$

$$I_C = I_{Cs} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (6)$$

I_{Cs} : Kollektor-Basis Sperrstrom (abhängig von T und U_{CE})

U_{CE} : Kollektor-Emitter Spannung

U_{BE} : Basis-Emitter Spannung

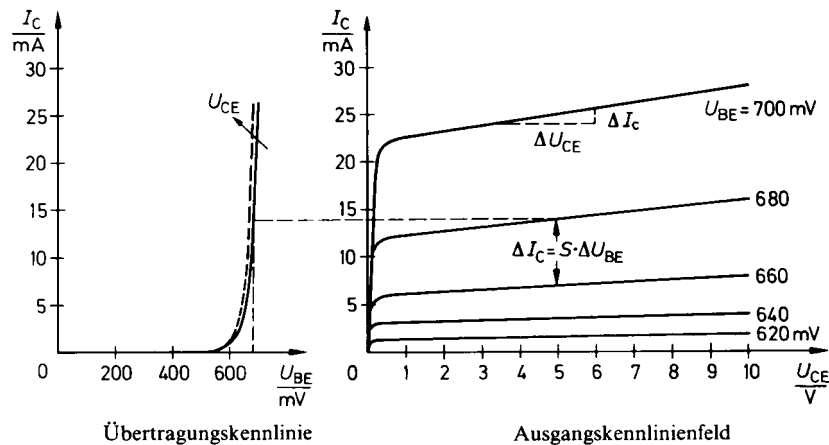


Abbildung 18: Übertragungskennlinie $I_C(U_{BE})$ (links) und Ausgangskennlinienfeld $I_C(U_{CE})$ mit U_{BE} als Parameter (rechts)

5.2 Transistor als Schalter

Transistor wird zwischen den Zuständen „Aus“ und „Ein“ hin und her geschaltet („Großsignalaussteuerung“).

- „Aus“:
Transistor gesperrt: $I_B = 0 \Rightarrow I_C = 0$
Kollektor-Emitter-Strecke ist hochohmig
- „Ein“:
Transistor wird durch ausreichend großen Basisstrom I_B vollkommen durchgesteuert („gesättigt“):
Kollektor-Emitter-Strecke ist niederohmig.
Es stellt sich die minimal mögliche Kollektor-Emitter-Spannung ein:
 $U_{CE} = U_{CEsat}$ (Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung)
Typische Werte für U_{CEsat} : 0,2...0,5 V

Schaltungsberechnung:

Anwenden der Übertragungskennlinie $I_C(U_{BE})$ für Großsignalaussteuerung:

$$I_C = I_{Cs} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (7)$$

oder näherungsweise

$$I_C = B I_B \quad \text{mit} \quad U_{BE} \approx \text{const.} \approx 0,7 \text{ V}$$

5.3 Transistor als Kleinsignalverstärker

Das Kleinsignalverhalten beschreibt die Signalübertragung bei sehr kleiner Aussteuerung um einen festen Arbeitspunkt A mit zugehöriger Basis-Emitter-Spannung U_{BEA} und Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEA} . Alle im folgenden definierten differentiellen bzw. dynamischen Größen beziehen sich auf den jeweils eingestellten Arbeitspunkt.

- Einstellen von $U_{BE} = U_{BEA} = U_e$ mit resultierendem Kollektorstrom I_C und $U_{CE} = U_{CEA} = U_a$ durch äußere Beschaltung (im unten gezeigten Beispiel z. B. durch Einstellen von U_g). Dazu muß eine Betriebsspannung U_b über den Arbeitswiderstand R_C angelegt werden.
- Überlagerung einer kleinen Spannungsänderung ΔU_g , die eine Änderung der Eingangsspannung $\Delta U_e = \Delta U_{BE}$, hervorruft. Die dadurch hervorgerufene Basisstromänderung ΔI_B hat eine Kollektorstromänderung ΔI_C zur Folge.

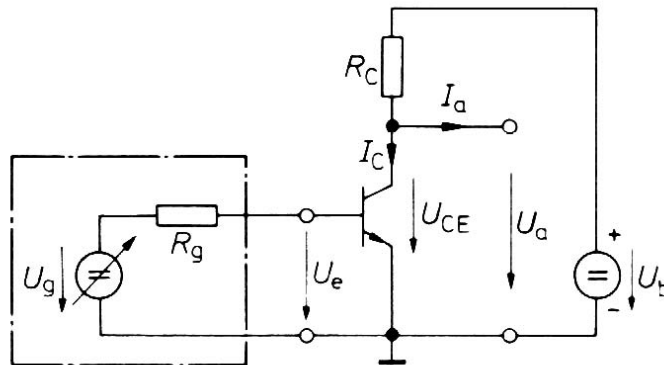


Abbildung 19: Prinzip eines Transistorverstärkers in Emitterschaltung

Ausgangsspannung $U_a = U_{CEA}$ bei eingestelltem Kollektorstrom I_C :

$$U_a = U_b - I_C R_C$$

bei Aussteuerung mit $\Delta U_e = \Delta U_{BE} > 0$ ergibt sich:

$$\Delta U_a = - \Delta I_C R_C$$

Bei einer Zunahme des Kollektorstroms $\Delta I_C > 0$ erfolgt eine Abnahme der Ausgangsspannung, d. h. $\Delta U_a < 0$. $\Delta U_{BE} > 0$ hat also $\Delta U_a < 0$ zur Folge.

Zur quantitativen Beschreibung der Vorgänge bei Kleinsignalaussteuerung wird die Näherung verwendet, daß der Basisstrom I_B nicht von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} abhängt (d. h. die sogenannte Spannungsrückwirkung wird vernachlässigt; das kann für praktisch alle für uns wichtigen Fälle angenommen werden).

Die Veränderung von Basis- und Kollektorstrom ΔI_B und ΔI_C in Abhängigkeit der Basisansteuerung ΔU_{BE} und der Kollektor-Emitter-Spannungsänderung ΔU_{CE} kann durch die folgenden Übertragungsgleichungen (8,9) beschrieben werden:

Kleinsignal-Übertragungsgleichung

$$\Delta I_B = \frac{1}{r_{BE}} \Delta U_{BE} \quad (8)$$

$$\Delta I_C = S \Delta U_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} \Delta U_{CE} \quad (9)$$

S **Steilheit:**

ΔI_C in Abh. von ΔU_{BE} bei $U_{CE} = \text{const.}$

$$S = \frac{I_C}{U_T} \quad \text{aus Übertragungskennlinie berechnet} \quad (10)$$

r_{CE} **differentieller Ausgangswiderstand:**

ΔU_{CE} in Abh. von ΔI_C bei $U_{BE} = \text{const.}$

$$r_{CE} = \frac{U_Y}{I_C} \quad \text{mit } U_Y \text{ Early-Spannung} \quad (11)$$

80V < U_Y < 200V für npn-Transistoren

40V < U_Y < 150V für pnp-Transistoren

r_{BE} **differentieller Basis-Emitter-Widerstand**

ΔU_{BE} in Abh. von ΔI_B bei $U_{CE} = \text{const.}$

$$r_{BE} = \frac{mU_T}{I_B} = \frac{\beta U_T}{I_C} = \frac{\beta}{S} \quad (12)$$

differentielle (dynamische) Stromverstärkung

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad \text{bei } U_{CE} = \text{const.} \quad (13)$$

$\beta \approx B$ (B Gleichstromverstärkung) in den meisten praktischen Fällen

Zusammenhang mit Vierpolparametern in Transistordatenblättern:

$$r_{BE} = h_{11e} = \frac{1}{y_{11e}}$$

$$r_{CE} = \frac{1}{h_{22e}} = \frac{1}{y_{22e}} = \frac{U_Y}{I_C}$$

$$\beta = h_{21e}$$

5.3.1 Spannungsverstärkung

ΔI_C verursacht durch Spannungsabfall an R_C die Spannungsänderung ΔU_a :

$$\Delta U_a = -\Delta I_C R_C \quad \text{mit Glg. (9)} \quad \Rightarrow$$

$$\Delta U_a = -S \Delta U_{BE} R_C - \frac{R_C}{r_{CE}} \Delta U_{CE}$$

$$\Delta U_a \approx -S \Delta U_{BE} R_C \quad \text{wenn } R_C \ll r_{CE}$$

Spannungsverstärkung (im Leerlauf)

$$A = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{BE}}$$

$$A = -S R_C \quad \text{wenn } r_{CE} \gg R_C \tag{14}$$

Zur Veranschaulichung der Spannungsverstärkung beim Kleinsignalverstärker soll die Abb. ?? dienen. Gezeigt ist die Aussteuerung mit einem aus einer Eingangsspannung U_e resultierenden Basisstrom I_B . Der dadurch veränderte Kollektorstrom I_C verursacht einen veränderlichen Spannungsabfall am Kollektorwiderstand R_C .

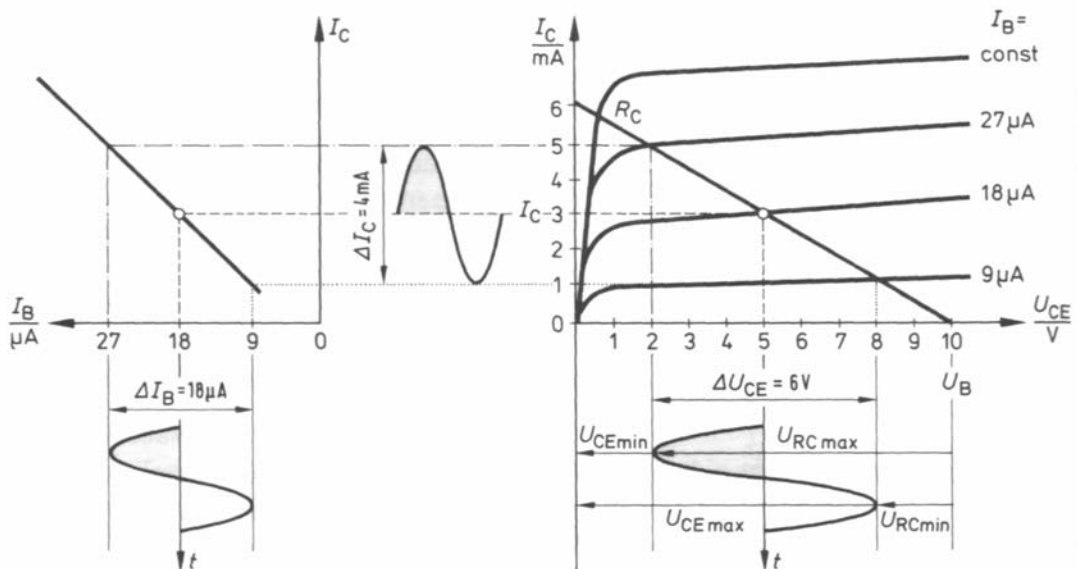


Abbildung 20: Aussteuerung eines Kleinsignalverstärkers in Emitterschaltung

5.3.2 Kleinsignalersatzschaltbild

- Eingangssignal:** $u_e = u_{BE}$
 Eingangsspannung $U_e = U_g \frac{r_{BE}}{r_{BE} + R_g}$, d. h. U_e ist gegenüber der Generatorspannung U_g reduziert (Einfluß von r_{BE}).

Eingangswiderstand:

$$r_e = r_{BE} = \frac{\beta}{S}$$

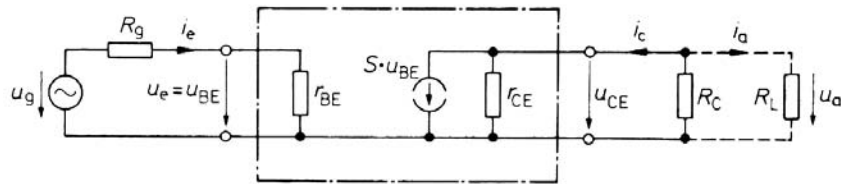


Abbildung 21: Transistorverstärker als spannungsgesteuerte Stromquelle im Kleinsignalersatzschaltbild

- **Ausgangssignal:** $u_a = u_{CE} = -S u_{BE} (r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L)$
Der (dynamische) Ausgangsstrom $S u_{BE}$ fließt durch die Parallelschaltung $r_{CE} \parallel R_C \parallel R_L$. D. h. die Widerstände r_{CE} , R_C und R_L liegen „wechselstrommäßig“ parallel und bilden den Belastungswiderstand der Stromquelle.

Ausgangswiderstand:

$$r_a = r_{CE} \parallel R_C = \left(\frac{U_V}{I_C} \right) \parallel R_C$$

- **Resultierende Gesamtverstärkung der Schaltung:**

$$A' = -S \frac{r_{BE}}{r_{BE} + R_g} (R_C \parallel r_{CE} \parallel R_L)$$

$$\text{Bei } R_g = 0, R_L \rightarrow \infty \text{ und } r_{CE} \gg R_C \Rightarrow$$

$$A' = -S R_C \quad (\text{siehe Glg. 14})$$

5.3.3 Arbeitspunkteinstellung

Die Anpassung eines Transistorverstärkers an eine bestimmte Aufgabe (Kleinsignalverstärker oder Schalter) erfolgt durch die Wahl des Arbeitspunktes im Ausgangskennlinienfeld.

- **Sperrbereich:** Transistor ist vollständig gesperrt, d. h. $I_C = 0$ und $I_B = 0$,
 $U_{CE} = U_B \rightarrow$ Schnittpunkt der Arbeitsgeraden mit der U_{CE} -Achse (1).
- Schnittpunkt der Arbeitsgeraden mit der I_C -Achse (5):
kann beim realen Transistor nicht erreicht werden, da immer eine kleine Restspannung $U_{CE\text{rest}}$ mit $0 < U_{CE\text{rest}} < U_{CE\text{sat}}$ bleibt.
- **Aktiver Bereich:**
Transistor ist weder vollständig gesperrt noch übersteuert. Aktiver Bereich ist begrenzt durch die Schnittpunkte (2) und (3) \rightarrow Arbeitsbereich für Kleinsignalverstärker
- **Übersteuerungsgrenze:**
Arbeitsgerade schneidet im abknickenden Bereich der Ausgangskennlinie im Schnittpunkt (3), d. h. $U_{CE\text{sat}} \leq U_{CE}$.
- **Übersteuerungsbereich:**
zwischen Schnittpunkten (3) und (4) der Arbeitsgeraden mit Ausgangskennlinie. Schnittpunkt (4) stellt sich für maximal zulässigen Basisstrom ein.

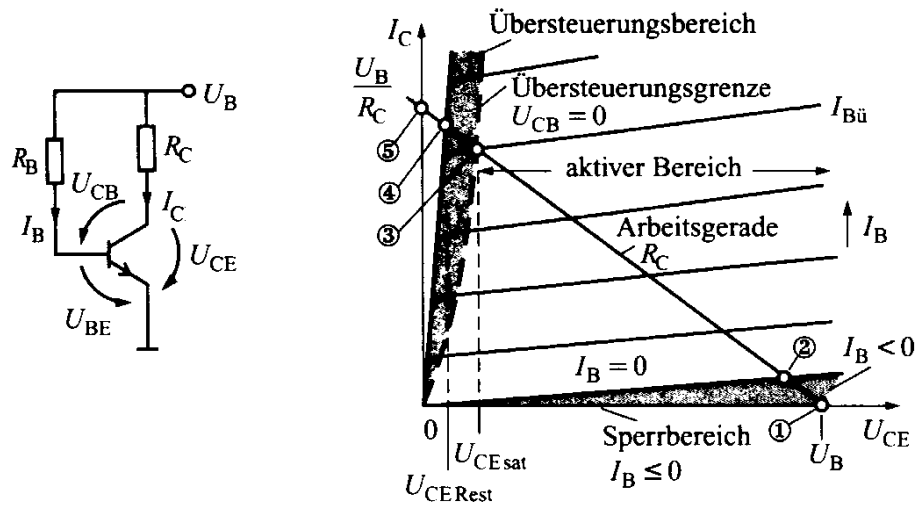


Abbildung 22: Transistor in Emitterschaltung und Ausgangskennlinienfeld

$$0 < U_{CE\text{rest}} \leq U_{CE} \leq U_{CE\text{sat}}$$

Für minimale Verlustleistung bei Transistorschaltern ist im Schaltzustand „Ein“ Schalter der Übersteuerungsbereich einzustellen.

5.3.4 Arbeitspunkteinstellung durch Stromgegenkopplung

Die im Abschnitt 5.3.3 skizzierte Methode zur Arbeitspunkteinstellung mit einem einfachen Basisvorwiderstand ist in der Praxis nicht geeignet. Wegen der Temperaturabhängigkeit von U_{BE} ist der sich einstellende Basisstrom I_B und damit der Kollektorstrom I_C stark temperaturabhängig.

Zur Stabilisierung wird der Emitter nicht direkt auf Masse gelegt, sondern ein Emitterwiderstand R_E eingeschaltet (vgl. Abb.5.3.4). Eine Erhöhung des Basisstroms (und damit des Kollektorstroms I_C) bewirkt einen erhöhten Spannungsabfall an R_E und erhöht damit das Emitterpotential U_E . Dadurch wird U_{BE} vermindert, was wiederum den Basisstrom reduziert.

Gegenkopplung: Rückführung eines Teils des Ausgangssignals, so daß es dem Eingangssignal entgegenwirkt.

Die Spannungsverstärkung erniedrigt sich gegenüber der Schaltung ohne Gegenkopplung:

$$\text{für } \frac{R_C}{R_E} \ll S(R_C \parallel r_{CE})$$

$$\Rightarrow A = -\frac{R_C}{R_E} \quad (15)$$

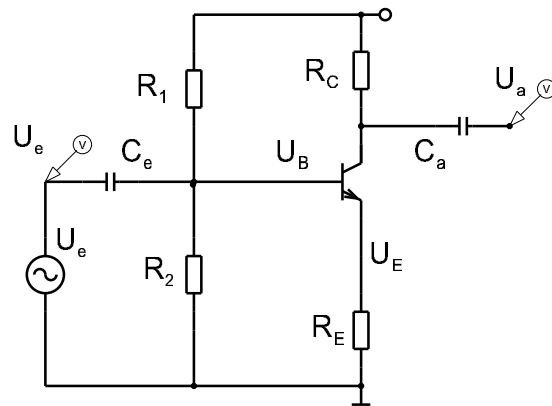


Abbildung 23: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Im Fall starker Gegenkopplung ist die Verstärkung unabhängig von den Eigenschaften des Transistors, die nichtlinearen Verzerrungen sind damit stark reduziert.

Ist für Wechselspannung eine höhere Verstärkung erwünscht, so kann der Emitterwiderstand „wechsellspannungsmäßig“ durch einen parallelgeschalteten Kondensator C_E überbrückt werden. Damit erhält man eine frequenzabhängige Verstärkung, die für Gleichspannung und sehr niedrige Frequenzen den Wert $A = -\frac{R_C}{R_E}$ annimmt. Im Frequenzbereich, in dem C_E als Kurzschluß betrachtet werden kann, gilt $A = -S(R_C \parallel r_{CE})$. D. h. $R_E \parallel C_E$ wirkt wie ein Hochpaß. Da prinzipiell nur der Gleichstromanteil gegengekoppelt wird, spricht man hierbei von Gleichstromgegenkopplung.

Auch die Koppelkondensatoren C_e , C_a bilden mit den zugehörigen Eingangs- bzw. Ausgangswiderständen der Schaltung Hochpässe, so daß der Frequenzgang der Schaltung von 3 Hochpässen bestimmt wird.

Für Frequenzen $f > 100$ kHz müssen die internen Kapazitäten des Transistors berücksichtigt werden, die wiederum ein Tiefpaßverhalten der Schaltung bewirken.

5.3.5 Konstantstromquelle

Die Kollektorstrom stabilisierende Wirkung der Stromgegenkopplung kann zur Realisierung einer einfachen Konstantstromquelle verwendet werden. Der Kollektorwiderstand ist dabei der Lastwiderstand R_L , dessen Strom I_a konstant gehalten werden soll. Wie für eine Stromquelle zu fordern ist, ist der Ausgangswiderstand r_a aufgrund der Eigenschaften der Emitterschaltung hoch.

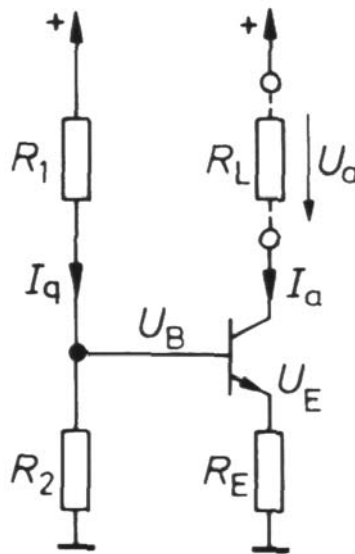


Abbildung 24: Einfache Konstantstromquelle

Der Strom I_a durch den Lastwiderstand R_L ergibt sich zu:

$$I_a = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E} \quad \text{unabhängig von } R_L \text{ und } U_b \quad (16)$$

$$r_a = r_{CE} \left[1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + R_E} \right] \quad (17)$$

Der Ausgangsstrom I_a kann vom Transistor nur unter der Voraussetzung konstant gehalten werden, dass $U_{CE} > U_{CEsat}$. Da der Ausgangswiderstand um so höher wird, je niederohmiger $R_1 \parallel R_2$ gewählt wird. Es bietet sich daher der Ersatz von R_2 durch eine Z-Diode mit sehr kleinem r_z an.

5.3.6 Darlingtonschaltung

Für den Fall, dass die Stromverstärkung eines einzelnen Bipolartransistors nicht ausreicht, können zwei Transistoren in der sogenannten Darlingtonschaltung verwendet werden. Dabei wird der Basisstrom von T_2 von T_1 geliefert, so dass sich die Stromverstärkungen beider Transistoren multiplizieren.

Bei der Arbeitspunkteinstellung von Darlingtontransistoren ist zu beachten, dass zwei Basis-Emitter-Strecken in Reihe geschaltet sind und daher mit einer resultierenden $U_{BE} \approx 1,4 \text{ V}$ zu rechnen ist.

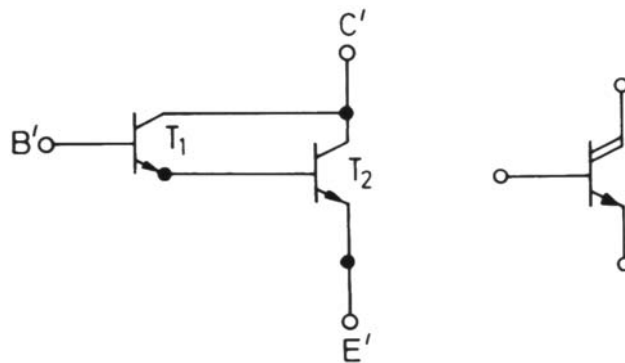


Abbildung 25: Darlingtonschaltung (links) und zugehöriges Schaltsymbol (rechts)

Mit $I_{C1} \approx I_{B2}$ lassen sich die folgenden Eigenschaften für die Darlingtonschaltung herleiten:

resultierende Stromverstärkung

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 \quad (18)$$

Eingangswiderstand

$$r_{BE} = 2 \beta_1 \beta_2 \frac{U_T}{I_C} \quad (19)$$

Ausgangswiderstand

$$r_{CE} = \frac{2}{3} r_{CE2} \quad (20)$$

5.4 Der Differenzverstärker

Die bisher behandelten Verstärkerschaltungen eignen sich in erster Linie zur Verstärkung von Wechselspannungen. Wegen der Wechselspannungskopplung an Eingang und Ausgang sind sie zur Verstärkung von Gleichspannung nicht geeignet. Der Differenzverstärker aus zwei Transistoren eignet sich dahingegen auch für die Verstärkung von Gleichspannung.

Prinzipiell besteht der Differenzverstärker aus zwei Transistoren in Emitterschaltung mit gekoppelten Emitttern. Die Stromquelle I_k (Innenwiderstand r_k) bewirkt, daß $I_{E1} + I_{E2} = I_k$.

Beliebige Kombinationen von Eingangsspannungen U_{e1} , U_{e2} werden rechnerisch aufgeteilt in eine Differenzeingangsspannung sowie in eine Gleichtakteingangsspannung:

U_D Differenzeingangsspannung

$$U_D = U_{e1} - U_{e2}$$

U_{Gl} Gleichtakteingangsspannung

$$U_{Gl} = \frac{1}{2}(U_{e1} + U_{e2})$$

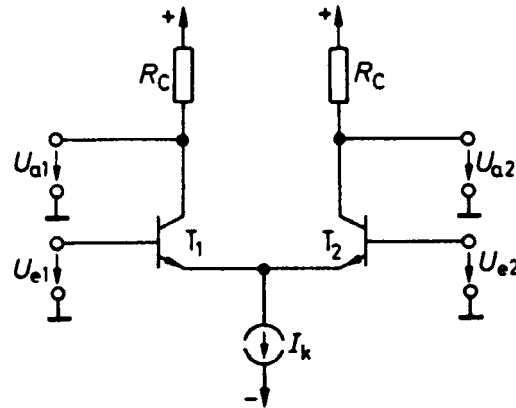


Abbildung 26: Grundschtung eines Differenzverstärkers

Daraus ergeben sich unterschiedliche Verstärkungsfaktoren für Differenzverstärkung A_D und Gleichtaktverstärkung A_{Gl} . Erwünscht ist eine möglichst große Unterdrückung des Gleichtaktanteils.

A_D Differenzverstärkung

$$A_D = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_D} = - \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_D} = - \frac{1}{2} S (R_C \parallel r_{CE}) \quad (21)$$

A_{Gl} Gleichtaktverstärkung

$$A_{Gl} = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_{Gl}} = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_{Gl}} = - \frac{1}{2} \frac{(R_C \parallel r_{CE})}{r_k} \quad (22)$$

G Gleichtakunterdrückung

$$G = \frac{A_D}{A_{Gl}} = S \cdot r_k \quad (23)$$

Aus dem Ersatzschaltbild des Differenzverstärkers liest man folgende Beziehungen ab:

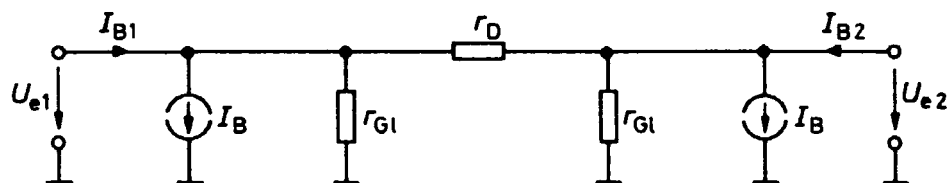


Abbildung 27: Ersatzschaltbild des Differenzverstärkers nach Abb. 26

r_D Differenzeingangswiderstand

$$r_D = 2 \cdot r_{BE} \quad (24)$$

r_{Gl} Gleichtakteingangswiderstand

$$r_{Gl} = 2 \cdot \beta \cdot r_k \tag{25}$$

r_a Ausgangswiderstand

$$r_a = R_C \parallel r_{CE} \tag{26}$$

$I_{e1,2}$ Eingangsruheströme

$$I_{e1,2} = I_{B1,2} = \frac{1}{2} \frac{I_k}{B} \tag{27}$$

Aufgrund der parasitären Basis-Kollektor-Kapazitäten nehmen sowohl Differenzverstärkung als auch Gleichtaktverstärkung bei höheren Frequenzen ab, wobei die obere Grenzfrequenz für A_{Gl} deutlich niedriger liegt als für A_D . Die Gleichtaktunterdrückung nimmt daher für höhere Frequenzen deutlich ab.

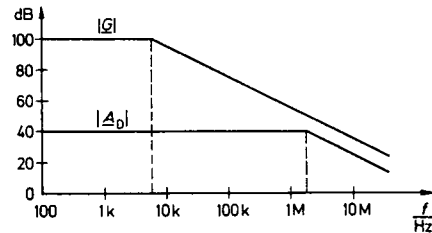


Abbildung 28: Typischer Frequenzgang von $|A_D|$ und $|G|$

Läßt man so große Eingangsspannungen zu, daß die Kleinsignalnäherung nicht mehr anwendbar ist, so muß man wieder auf das Großsignal-Übertragungsverhalten Glg. (7) zurückgreifen. Nach einigen mathematischen Umformungen erhält man mit $I_k = I_{C1} + I_{C2}$ und $U_D = U_{BE1} - U_{BE2}$:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_D}{U_T}}$$

$$I_{C1} = \frac{I_k}{2} \left(1 + \tanh \frac{U_D}{2U_T} \right) \tag{28}$$

Aufgrund der Eigenschaften der tanh-Funktion in Glg. (28) ergibt sich ein relativ großer linearer Aussteuerungsbereich, die nichtlinearen Verzerrungen sind gegenüber einer Verstärkerschaltung mit einem einzigen Transistor in Emitterschaltung deutlich reduziert.

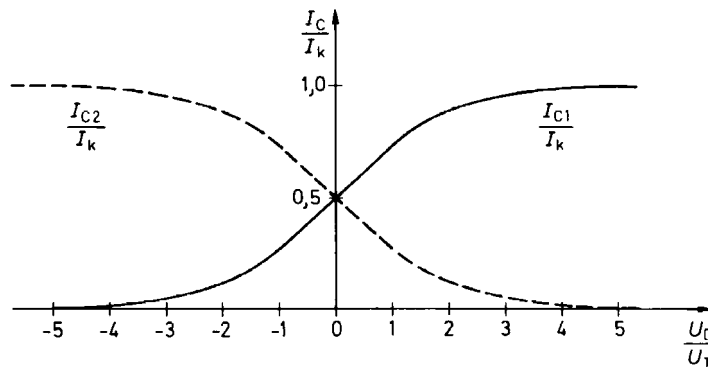


Abbildung 29: Großsignal-Übertragungskennlinie gemäß Glg. (28)

5.5 Transistor in Kollektorschaltung

Bei den bisher betrachteten Schaltungen war der Emittor die wechsellspannungsmäßig gemeinsame Elektrode für Eingangs- und Ausgangsspannung, das Ausgangssignal wurde am Kollektor abgegriffen. Wird das Ausgangssignal am Emittor abgegriffen, so stellt der Kollektor die gemeinsame Elektrode dar und man spricht von der Kollektorschaltung.

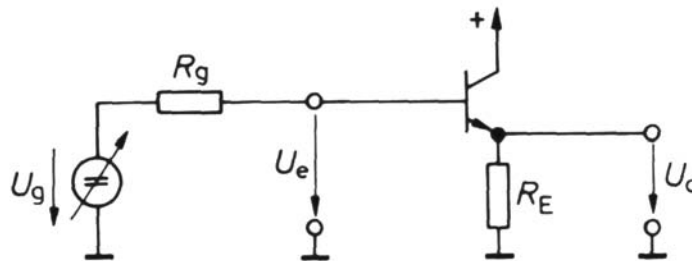


Abbildung 30: Transistor in Kollektorschaltung

Zum anschaulichen Verständnis der Schaltung kann man zunächst annehmen, dass die Basis-Emitterspannung U_{BE} bei Aussteuerung näherungsweise konstant ist. Dann gilt $\Delta U_a \approx \Delta U_e$, d. h. die Spannungsänderung am Emittor folgt der Aussteuerung an der Basis. Daher nennt man diese Schaltung auch „Emittorfolger“. Eine genauere Rechnung mit Berücksichtigung der Gegenkopplung durch R_E ergibt:

$$A = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = \frac{S R_e}{1 + S R_E} = S_{\text{red}} R_E \quad (29)$$

$$\text{mit } S_{\text{red}} = \frac{S}{1 + S R_E} \quad \text{reduzierte Steilheit} \quad (30)$$

Für den Fall, dass $R_E \gg 1/S$ kann man $S_{\text{red}} \approx S$ annähern, so dass $A \approx 1$, in Übereinstimmung mit der näherungsweisen Überlegung für $U_{BE} = \text{const.}$

Für Eingangs- und Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung ergibt sich:

$$r_e = r_{BE} + \beta R_E \quad \text{Eingangswiderstand} \quad (31)$$

$$r_a = \left(\frac{1}{S} + \frac{R_g}{\beta} \right) \parallel R_E \quad \text{Ausgangswiderstand} \quad (32)$$

Eingangsseitig verhält sich die Kollektorschaltung wie die Reihenschaltung aus r_{BE} und dem β -fachen Emittorwiderstand R_E . Ausgangsseitig erhält man die Parallelschaltung aus R_E und der Reihenschaltung aus $1/S$ und dem $1/\beta$ -fachen des Generatorinnenwiderstands R_g . Die wirksamen Widerstände werden mit β bzw. $1/\beta$ skaliert, was durch die Stromverstärkung des Bipolartransistors erklärt wird.

5.6 Leistungsverstärker

Zum Treiben niederohmiger Lasten, wie z. B. Lautsprechern, werden üblicherweise Einstufen in Kollektorschaltung verwendet.

A-Betrieb Für einen symmetrischen Aussteuerbereich muss ein Arbeitspunkt in der Mitte des Kennlinienfeldes gewählt werden. Entsprechend hoch ist die Verlustleistung ohne Aussteuerung.

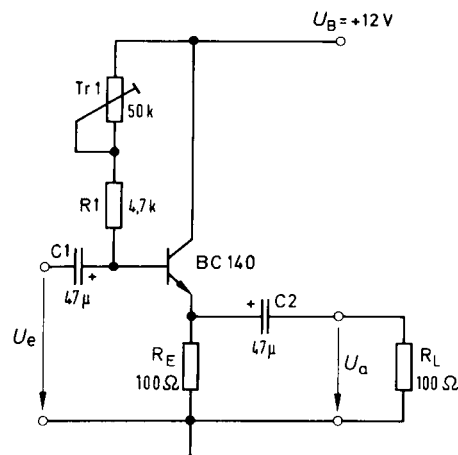


Abbildung 31: Beispiel für Leistungsverstärker

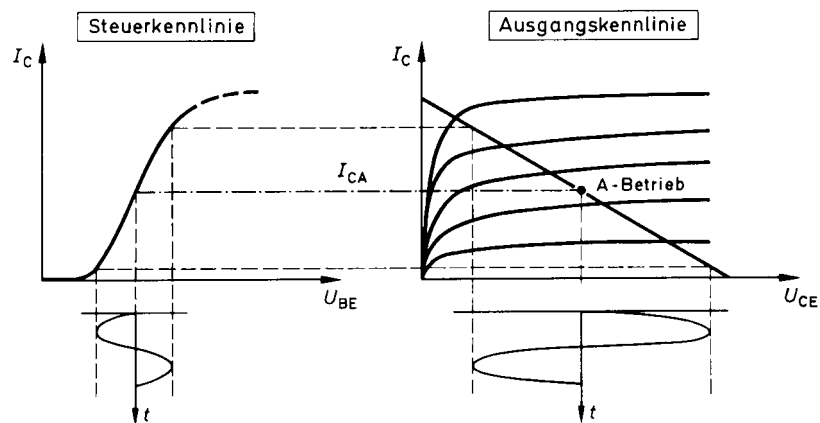


Abbildung 32: Arbeitspunkt für A-Betrieb

AB- und C-Betrieb Zur Reduktion der Verlustleistung kann der Arbeitspunkt in Richtung des Kennlinienknicks der Steuerkennlinie verschoben werden.

Deutlich ist zu erkennen, dass dies zu Lasten des symmetrischen Aussteuerbereichs geht. Die Spitzen der Wechselspannung werden mehr oder weniger stark „gekappt“, was zu starken Verzerrungen führt.

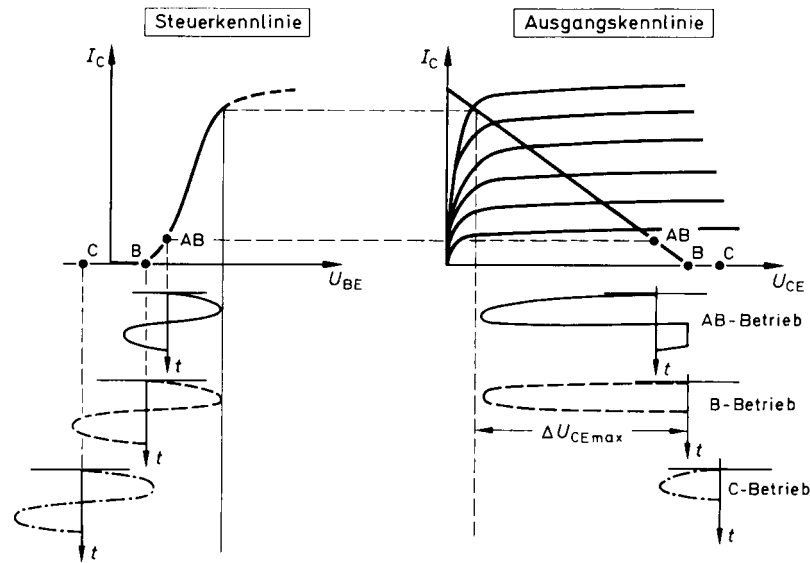


Abbildung 33: Lage der Arbeitspunkte für AB-, B-, und C-Betrieb

5.7 Komplementär-Gegentaktschaltung

Zwei komplementäre Transistoren (npn und pnp), die jeweils in Kollektorschaltung betrieben werden, können zur sogenannten Komplementär-Gegentaktschaltung kombiniert werden.

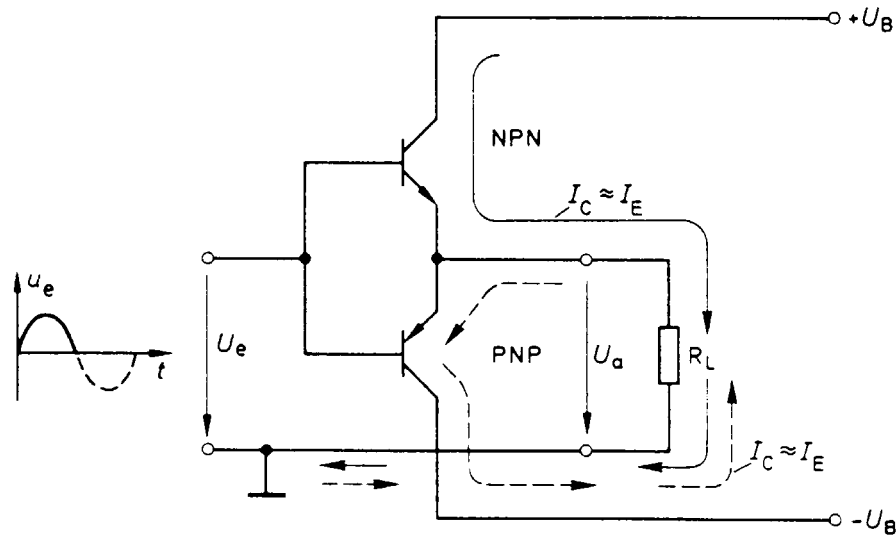


Abbildung 34: Prinzipielle Funktionsweise der Komplementär-Gegentaktstufe

Ein gravierende Nachteil der Schaltung nach Abb. 34 besteht darin, dass im Nulldurchgang der Eingangsspannung beide Transistoren sperren. Erst bei Überschreiten der notwendigen Basis-Emitter-Spannung $U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7 \text{ V}$ fließt ein Strom durch den Lastwiderstand. Die Ausgangsspannung ist daher im Bereich der Nulldurchgänge nicht sinusförmig und es treten sogenannte Übernahmeverzerrungen auf.

Werden die Transistoren gemäß Abb. 35 mit einer Vorspannung versehen, so dass auch ohne Aussteuerung ein geringer Kollektorstrom fließt, können die Übernahmeverzerrungen verringert werden. Allerdings erhöht sich dadurch auch die Verlustleistung.

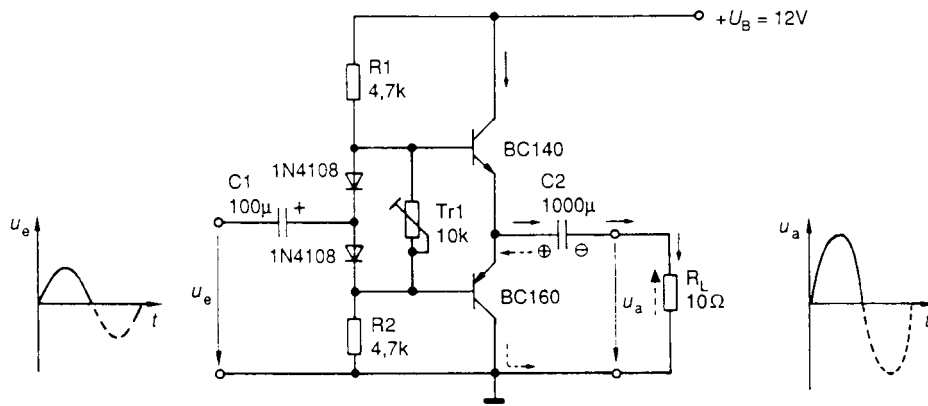


Abbildung 35: Komplementär-Gegentaktstufe mit Vorspannungserzeugung

5.8 Typische Transistordaten im Vergleich

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen Kleinsignal- und Leistungstransistoren, wobei die Einteilung nach dem zulässigen Kollektorstrom I_C oder der zulässigen Verlustleistung erfolgen kann. Zwei typische Vertreter sind in der Tabelle 1 gegenübergestellt.

Typ		BC237B	BD249 A
Hersteller		Texas Instr. Motorola Siemens	Texas Instr. Motorola
Polung		npn	npn
Komplementär-Typ		BC307B	BD250A
Grenzdaten:			
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CE0}	45 V	60 V
Kollektorstrom	I_{Cmax}	100 mA	25 A
Emitter-Basis-Spannung	U_{EB0}	6 V	5 V
Basisstrom	I_{Bmax}	50 mA	5 A
Verlustleistung	P_{Vmax}	300 mW	125 W
Kenndaten:			
Kollektor-Sperrstrom	I_{CE0}	0,2 nA	0,5 mA
Kollektor-Basis-Kapazität	C_{CB}	3 pF	500 pF
Emitter-Basis-Kapazität	C_{EB}	8 pF	
Kenndaten bei	I_C	10 μ A	0,1 A
Basis-Emitter-Spannung	U_{BE}	0,5 V	0,7 V
Sättigungsspannung	U_{CEsat}	100 mV	70 mV
Stromverstärkung	β	ca. 150	ca. 100
Kenndaten bei	I_C	1 mA	1 A
Basis-Emitter-Spannung	U_{BE}	0,6 V	0,8 V
Sättigungsspannung	U_{CEsat}	60 mV	200 mV
Stromverstärkung	β	240...500	40...180
Transitfrequenz	f_T	100 MHz	3 MHz
Kenndaten bei	I_C	100 mA	10 A
Basis-Emitter-Spannung	U_{BE}	0,8 V	1,3 V
Sättigungsspannung	U_{CEsat}	200 mV	700 mV
Stromverstärkung	β	ca. 200	ca. 40

Tabelle 1: Transistordaten im Vergleich

5.9 Digitale Grundschaltungen

5.9.1 Inverter

Der Bipolartransistor in Emitterschaltung bewirkt eine Phasendrehung von -180° . Bei Digitalschaltungen bedeutet dies eine Invertierung des logischen Zustands. Der einfachste denkbare Inverter ist in Abb. 36 dargestellt.

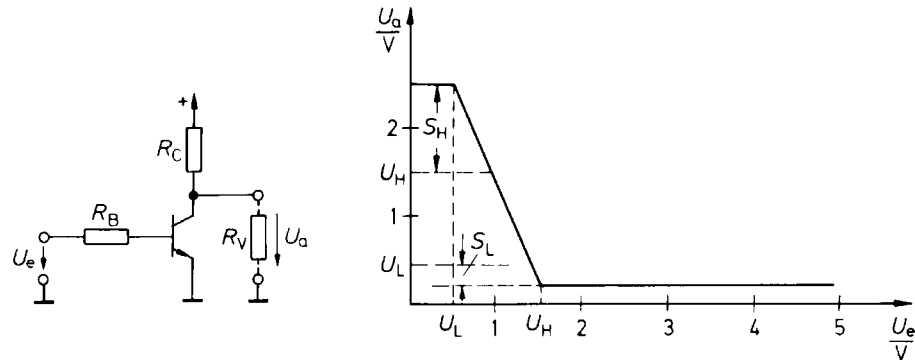


Abbildung 36: Bipolartransistor als digitaler Inverter

Für $U_e < U_L$ sperrt der Transistor, die Ausgangsspannung ist im Leerlauf gleich der Betriebsspannung. Wird $U_e > U_H$ angelegt, schaltet der Transistor durch. Bei ausreichend großem Basisstrom I_B gerät der Transistor in Sättigung, $U_a \approx U_{CEsat}$. Für den Bereich $U_L < U_e < U_H$ sinkt die Ausgangsspannung linear mit U_e . Dieser Eingangsspannungsbereich ist daher zu vermeiden.

Speziell für schnelle Digitalschaltungen sind die Schaltzeiten und die damit verbundenen sogenannten Gatterlaufzeiten (propagation delay) zu beachten.

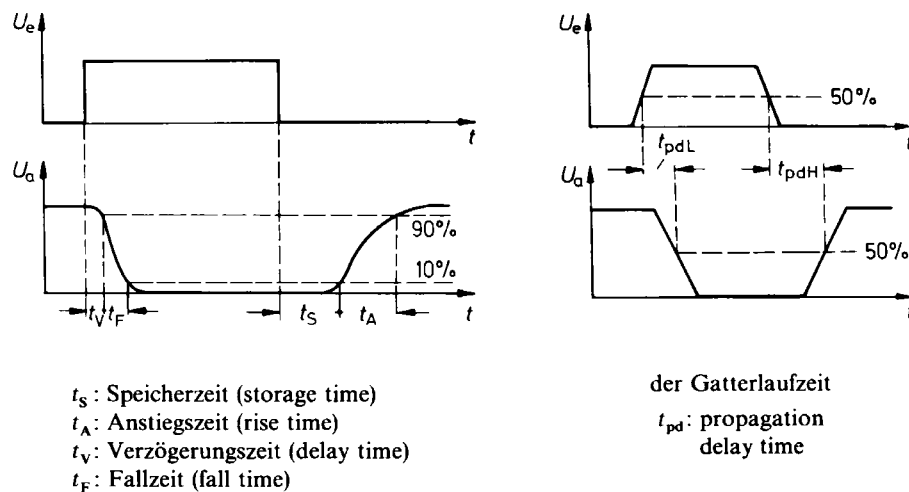


Abbildung 37: Schaltzeiten und Gatterlaufzeit

Kippschaltung	Bezeichnung	Koppelglied K1	Koppelglied K2
Bistabil	Flip-Flop	R	R
Monostabil	Monoflop (Univibrator)	R	C
Astabil	Multivibrator	C	C

Tabelle 2: Koppelglieder für Kippstufe nach Abb. 39

Ungünstig ist weiterhin, dass zwar die Ausgangsspannung vom Transistor aktiv in Richtung logischer 0 gezogen wird. In Richtung logischer 1 wirkt aber lediglich R_C , was zu einer effektiv längeren Zeitkonstanten bei unvermeidbarer kapazitiver Last führt. Daher wird eine Gegentaktschaltung nach Abb. 38 („push-pull“) bevorzugt, bei der beide logische Zustände durch einen Transistor geschaltet werden.

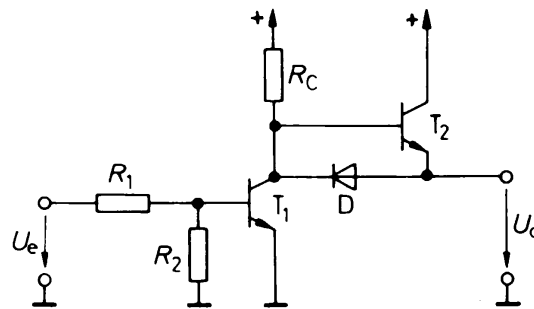


Abbildung 38: Inverter mit Gegentakt-Endstufe

5.9.2 Kippschaltungen

Werden zwei Inverter gemäß Abb. 39 miteinander gekoppelt, so lassen sich sogenannte Kippschaltungen aufbauen. Man unterscheidet hierbei monostabile, bistabile und astabile Kippstufen (vgl. Tabelle 2).

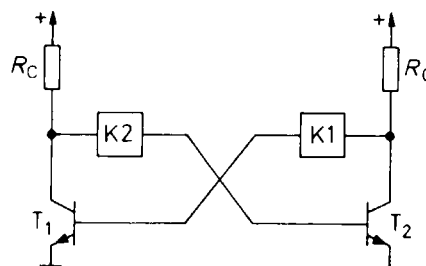


Abbildung 39: Kippstufe mit Bipolartransistoren

5.9.3 Flip-Flop

Zwei hintereinandergeschaltete Inverter mit galvanischer Kopplung bilden ein sogenanntes Flip-Flop, mit dem sich logische Zustände speichern lassen. Mit diesem RS-Flip-Flop (R reset, S set) kann man eine Speicherzelle für 1 Bit realisieren, die mit $S = 1$ gesetzt und mit $R = 1$ gelöscht wird. Abb. 40 zeigt die Hintereinanderschaltung der beiden Inverter sowie die gebräuchlichere symmetrische Darstellung analog zu Abb. 39. Bei Einschalten der Betriebsspannung entscheiden

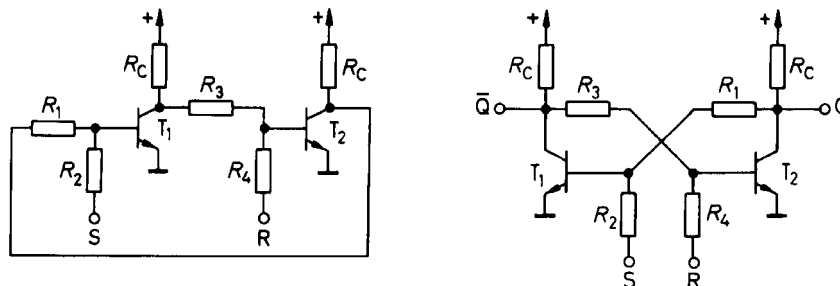


Abbildung 40: RS-Flip-Flop

Bauteiltoleranzen und Transistorschaltzeiten, ob $Q = 0$ oder $Q = 1$.

6 Feldeffekttransistoren (FET)

Bei den Bipolartransistoren findet der gesteuerte Stromfluß über jeweils zwei Sperrschichten statt und es sind je nach Schicht p- oder n-Ladungsträger beteiligt. Feldeffekttransistoren (abgekürzt mit FET) dahingegen haben nur eine interne Sperrschicht und zum Stromtransport trägt nur jeweils eine „Ladungsträgersorte“ (d. h. p- oder n-Träger) bei. Daher werden FET gelegentlich auch als Unipolartransistoren oder als *unijunction transistor (UJT)* bezeichnet.

6.1 Klassifikation

Die grundlegende Wirkungsweise eines FET besteht darin, daß durch Anlegen einer Steuerspannung (zwischen Gate und Source) ein internes elektrisches Feld aufgebaut wird, das die Ladungsträgerkonzentration in dem stromführenden Drain-Source-Kanal beeinflusst.

Bipolartransistor		Feldeffekttransistor	
Basis	B	Gate	G
Kollektor	C	Drain	D
Emitter	E	Source	S
Kollektorstrom	I_C	Drainstrom	I_D
Basis-Emitter-Spannung	U_{BE}	Gate-Source-Spannung	U_{GS}
Kollektor-Emitter-Spannung	U_{CE}	Drain-Source-Spannung	U_{DS}

Tabelle 3: Korrespondenzen zwischen Bipolar- und Feldeffekttransistor

Mit der Steuerspannung U_{GS} wird daher der Widerstand des Drain-Source-Kanals eingestellt und damit der Drainstrom I_D beeinflusst. In Abb. 6.1 sind die gebräuchlichen Typen von FET mit den zugehörigen Kennlinien dargestellt.

Grundsätzlich wird unterschieden in Sperrschicht-FET (junction FET oder kurz JFET) und Isolierschicht-FET (insulated gate FET - IGFET) bzw. MOSFET (metal oxide semiconductor FET). Beim Sperrschicht-FET besteht die Steuerspannung direkt an den zwischen Gate und dem DS-Kanal ausgebildeten pn-Übergang angelegt. Dieser pn-Übergang muß immer in Sperrichtung betrieben werden! Beim IGFET bzw. MOSFET ist eine zusätzliche Isolierschicht zwischen Gate-Anschluß und pn-Übergang eingebracht. Dadurch ist für U_{GS} ein größerer Bereich zulässig.

Fet					
Sperrschichtfet		Mosfet			
		Depletion - Mosfet		Enhancement - Mosfet	
n-Kanal	p-Kanal	n-Kanal	p-Kanal	n-Kanal	p-Kanal

Abbildung 41: Klassifikation von Feldeffekttransistoren

6.1.1 Sperrschicht-FET

Der prinzipielle Aufbau eines Sperrschicht-FET ist in Abb. 42 am Beispiel eines n-Kanal Typs gezeigt. Zwischen dem p-dotierten Gate-Bereich und dem n-dotierten Kanal bildet sich ein pn-Übergang aus. Positive Spannungen führen zu einem Durchlassstrom (wie Diode im 1. Quadranten) und werden bei JFET normalerweise nicht angelegt. Mit einer negativen Gate-Source-Spannung U_{GS} kann die Sperrschichtweite und somit die Breite des Kanals beeinflusst werden. Bei $U_{GS} = 0$ ist die Sperrschichtweite minimal und der Kanal erreicht seine maximale Leitfähigkeit. Daher spricht man auch von Selbstleitung. Je negativer U_{GS} eingestellt wird, desto geringer wird die Breite des Kanals bis bei einer bestimmten Abschürspannung kein Strom mehr fließen kann.

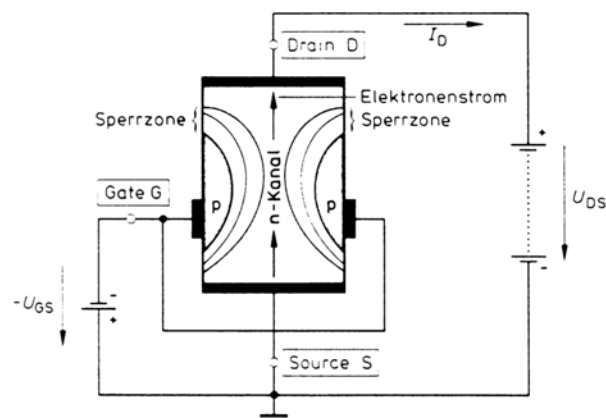


Abbildung 42: Prinzipieller Aufbau eines n-Kanal JFET

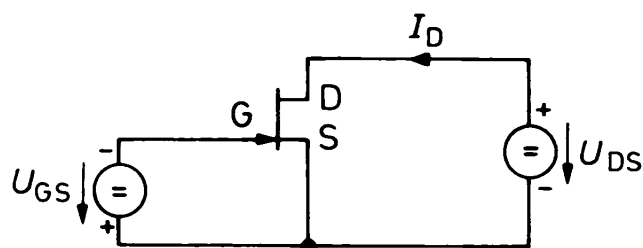


Abbildung 43: Prinzipielle Betriebsschaltung eines n-Kanal JFET

6.1.2 MOS-FET

Bei den Isolierschicht-FET (MOSFET) liegt der Gateanschluß nicht direkt am Kanal an, sondern ist durch eine dünne Schicht aus Siliziumoxid isoliert. Die Steuerung des Kanalwiderstands erfolgt daher über eine rein kapazitive Kopplung. Es sind deshalb positive und negative Gate-Source-Spannungen erlaubt, die jedoch die Durchschlagspannung der Isolierschicht nicht überschreiten dürfen. In der Regel muß $|U_{GS}| < 30 \text{ V}$ eingehalten werden,

da sonst die Isolierschicht beschädigt wird. Die Empfindlichkeit von MOSFET gegenüber elektrostatischen Aufladungen erfordert daher gewisse Vorsichtsmaßnahmen beim Umgang mit den Bauelementen sowie bei der Schaltungsauslegung.

Im Gegensatz zu den immer selbstleitenden Sperrschicht-FET gibt es bei den MOSFET selbstleitende und selbstsperrende MOSFET (vgl. Abb. 6.1), nachdem, ob der Drain-Source-Kanal bei $U_{GS} = 0$ leitet oder sperrt. Bei selbstleitenden Typen wird die Ladungsträgerkonzentration im Kanal bei Ansteuerung verringert, weshalb man auch vom Verarmungstyp („depletion“) spricht. Die selbstsperrenden Typen benötigen eine Erhöhung der Ladungsträgerkonzentration und werden auch Anreicherungstypen („enhancement“) genannt.

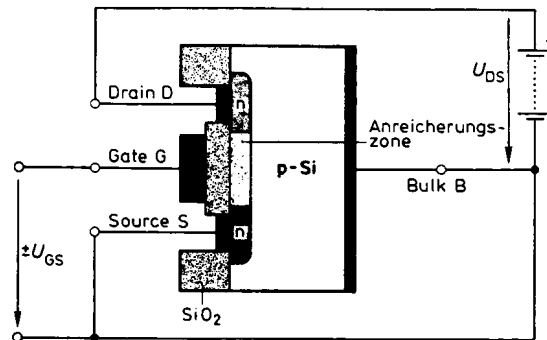


Abbildung 44: Prinzipieller Aufbau eines selbstsperrenden MOSFETs

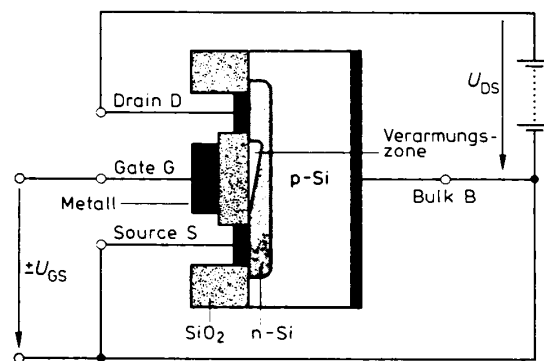


Abbildung 45: Prinzipieller Aufbau eines selbstleitenden MOSFETs

Bei Vergleich der Abb. 44 und 45 mit Abb. 42 stellt man fest, dass der sogenannte Bulk-Anschluss dem Gate des JFET entspricht. Der mit dem Kanal gebildete pn-Übergang wird auch als Substrat-Diode bezeichnet. Der mit B (bulk) oder S (Substrat) bezeichnet Anschluß eines MOSFET hat die gleiche steuernde Wirkung wie das Gate eines Sperrschicht-FET. Um eine Polung in Durchlaßrichtung des pn-Übergangs zu vermeiden, muß der Substratanschluß jeweils auf das höchste bzw. niedrigste in der Schaltung vorkommende Potential gelegt werden, je nachdem, ob es sich um einen p-Kanal oder n-Kanal MOSFET handelt.

6.2 Kennlinien

Im folgenden werden die Kennliniengleichungen exemplarisch am n-Kanal Sperrschicht-FET dargestellt.

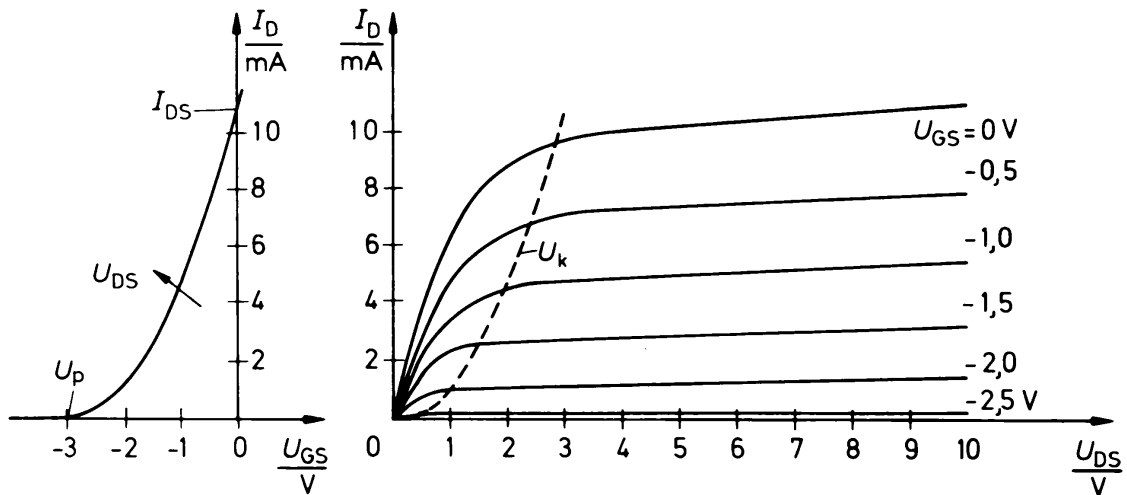


Abbildung 46: n-Kanal JFET: Übertragungskennlinie (links) und Ausgangskennlinienfeld (rechts)

$I_D(U_{GS})$ Übertragungskennlinie für $U_{GS} > U_p$

$$I_D(U_{GS}) = I_{DS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2 \quad (33)$$

S Steilheit

$$S = \frac{2I_{DS}}{|U_p|^2} (U_{GS} - U_p) = \frac{2}{|U_p|} \sqrt{I_{DS}I_D} \quad (34)$$

S_{max} maximale Steilheit

$$S_{max} = \frac{2I_{DS}}{|U_p|} \quad (35)$$

Sperrschicht-FET sind grundsätzlich selbstleitend, d. h. bei $U_{GS} = 0$ fließt der maximal mögliche Drainstrom I_{DS} . U_p heißt *Abschnürspannung* (pinch-off Spannung), für $U_{GS} < U_p$ ist der FET gesperrt und daher $I_D \approx 0$. Die maximal erzielbare Steilheit (Glg. 35) ist deutlich kleiner als bei Bipolartransistoren.

Im Ausgangskennlinienfeld werden zwei Bereiche unterschieden. Im sogenannten Abschnürbereich für $U_{DS} > U_K$ verläuft die Kennlinie näherungsweise linear. Im Anlaufbereich $U_{DS} < U_K$ kann der DS-Kanal als durch U_{GS} steuerbarer Widerstand betrachtet werden.

U_K Kniespannung

$$U_K = U_{GS} - U_p \quad (36)$$

$U_{DS} > U_K$ Abschnürbereich: dynamischer Drain-Source-Widerstand r_{DS}

$$r_{DS} = \mu \frac{|U_p|}{2\sqrt{I_{DS} I_D}} \quad (37)$$

$\mu \approx 50 \dots 300$ transistorabhängige „Maximalverstärkung“

$U_{DS} < U_K$ Anlaufbereich

$$I_D = \frac{I_{DS}}{U_p^2} [2 (U_{GS} - U_p) U_{DS} - U_{DS}^2]$$

für $U_{DS} \ll U_K$ gilt

$$I_D = \frac{2 I_{DS}}{U_p^2} (U_{GS} - U_p) U_{DS} = \frac{1}{R_{DS}(U_{GS})} \cdot U_{DS}$$

$$\text{mit } R_{DS} = \frac{U_p^2}{2 I_{DS}(U_{GS} - U_p)} \quad (38)$$

Im Anlaufbereich kann daher der FET näherungsweise als durch U_{GS} steuerbarer (statischer) Widerstand betrachtet werden (elektronisches Potentiometer). Im Abschnürbereich verhält sich der FET ähnlich wie der Bipolartransistor.

6.3 Grundsaltungen

Wie auch beim Bipolartransistor unterscheidet man beim FET die Grundsaltungen nach dem gemeinsamen Anschluss. Der Emitterschaltung entspricht daher die Sourceschaltung und der Kollektorschaltung die Drainschaltung.

6.3.1 Sourceschaltung

Das Prinzip der Sourceschaltung ist in Abb. 47 gezeigt.

Die Eigenschaften der Verstärkerschaltung können direkt aus den entsprechenden Zusammenhängen des Bipolartransistors abgelesen werden, wenn die korrespondierenden Größen (vgl. Tabelle 3) verwendet werden. Für die Kleinsignalübertragungsgleichung des FET ergibt sich :

$$\begin{aligned} dI_G &\approx 0 \\ dI_D &= S \cdot dU_{GS} + \frac{1}{r_{DS}} \cdot dU_{DS} \end{aligned} \quad (39)$$

Man erhält

$$\text{Spannungsverstärkung} \quad A = -S (R_D \parallel r_{DS}) \quad (40)$$

$$\text{Eingangswiderstand} \quad r_e = r_{GS} \approx \infty \quad (41)$$

$$\text{Ausgangswiderstand} \quad r_a = R_D \parallel r_{DS} \quad (42)$$

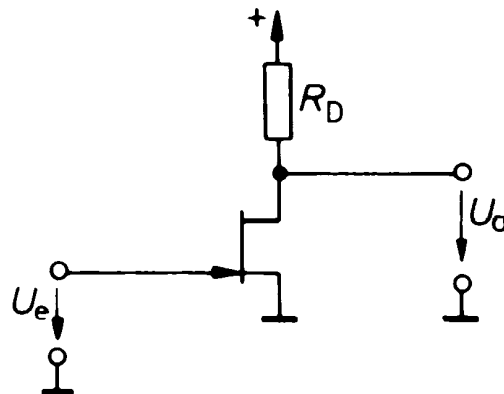


Abbildung 47: Sourceschaltung

Für $R_D \rightarrow \infty$ erhält man $A \rightarrow -S r_{DS} = -\mu$. Der Parameter μ wird auch als Maximalverstärkung bezeichnet und liegt bei n-Kanal FET in der Größenordnung $100 < \mu < 300$. Aufgrund der geringeren Steilheit sind die erzielbaren Spannungsverstärkungsfaktoren bei FET deutlich kleiner als bei Bipolartransistoren.

Arbeitspunkteinstellung Der Arbeitspunkt benötigt wegen der großen Exemplarstreuungen von I_{DS} und U_P eine Stabilisierung durch Gegenkopplung. Abb. 48 zeigt dies am Beispiel eines n-Kanal JFET.

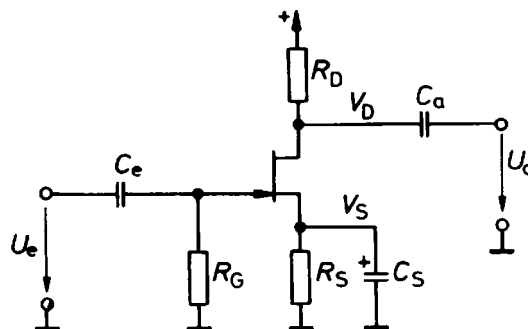


Abbildung 48: Arbeitspunkteinstellung durch (Gleich-)Stromgegenkopplung

Durch den Spannungsabfall an R_S ist das Source-Potential positiv gegenüber dem Gate. Daher stellt sich eine negative Gate-Source-Spannung ein die zu einem stabilen Drainstrom I_D führt. Die Gate-Source-Spannung bzw. der erforderliche Sourcewiderstand errechnet sich zu:

$$U_{GS} = U_P \left\langle 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DS}}} \right\rangle \quad (43)$$

$$R_S = \frac{|U_{GS}|}{I_D} = \frac{|U_P|}{I_D} \left\langle 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DS}}} \right\rangle \quad (44)$$

Bei der Dimensionierung ist zu beachten, dass bei Aussteuerung U_{DS} nie kleiner werden darf

als U_K , da sonst Verzerrungen auftreten. Durch entsprechende Dimensionierung von C_S kann man erreichen, dass R_S wechsellspannungsmäßig kurzgeschlossen ist.

FET als Konstantstromquelle Die stromstabilisierende Eigenschaft der Stromgegenkopplung kann ähnlich wie beim Bipolartransistor als Stromquellenschaltung ausgenutzt werden.

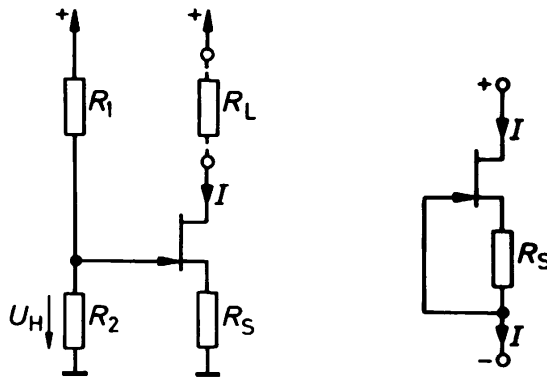


Abbildung 49: JFET als Konstantstromquelle

Um einen konstanten Strom I_D einzustellen, muss mit Hilfe von Glg. (33) der benötigte Gegenkopplungswiderstand berechnet werden:

$$R_S = \frac{U_H + |U_{GS}|}{I_D} = \frac{U_H + |U_P| (1 - \sqrt{I_D/I_{DS}})}{I_D} \quad (45)$$

Für den besonders einfachen Spezialfall $U_H = 0$ erhält man die Schaltung in Abb. ?? rechts mit

$$R_S = \frac{|U_P|}{I_D} (1 - \sqrt{I_D/I_{DS}}) \quad (46)$$

Als Innenwiderstand der Stromquelle ergibt sich:

$$r_i = r_{DS} (1 + SR_S) = r_{DS} + \mu R_S \quad (47)$$

6.3.2 Drainschaltung (Sourcefolger)

Die Drainschaltung kann ähnlich wie die Kollektorschaltung als Impedanzwandler eingesetzt werden. Wegen der geringeren Steilheit von FET kann die Näherung $A \approx 1$ nicht angewendet werden.

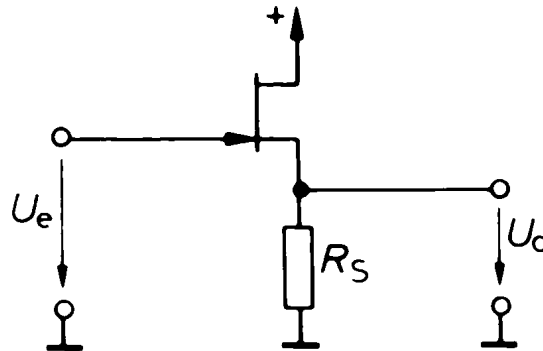


Abbildung 50: JFET in Drainschaltung (Sourcefolger)

$$\text{Spannungsverstärkung} \quad A \approx \frac{SR_S}{1 + SR_S} \quad (48)$$

$$\text{Eingangswiderstand} \quad r_e = r_{G_S} \approx \infty \quad (49)$$

$$\text{Ausgangswiderstand} \quad r_a = R_S \parallel \frac{1}{S} \quad (50)$$

6.4 Typische Kenndaten

Wie beim Bipolartransistor wird bei FET nach Kleinsignal- und Leistungstransistoren unterschieden. Zwei typische Vertreter sind in der Tabelle 4 gegenübergestellt.

Typ		BF 245 B	IRF 530
Hersteller		Texas Instr.	Intern. Rectif.
Technologie		Siemens	Siliconix
Art		Sperrschicht n-Kanal selbstleitend	MOS n-Kanal selbstsperrend
Grenzdaten:			
Drain-Source-Spannung	U_{DSmax}	30 V	100 V
Drainstrom	I_{Dmax}	25 mA	10 A
Gate-Source-Spg.	U_{GSmax}	-30 V	± 20 V
Verlustleistung	P_{max}	300 mW	75 W
Kenndaten:			
Schwellenspannung	U_p	-1,5 ... -4,5 V	1,5 ... 3,5 V
Drainstrom	I_{DS}	6 ... 15 mA	5 A
Maximale Steilheit	S_S	5 mA/V	5 A/V
Minimaler Widerstand	R_{DSon}	200 Ω	0,14 Ω
Max. Gatesperrstrom	I_{Gmax}	5 nA	0,5 mA
Max. Drainsperrstrom	I_{Dmax}	10 nA	1 mA
Eingangskapazität	C_{eS}	4 pF	750 pF
Ausgangskapazität	C_{aS}	1,6 pF	300 pF
Rückwirkungskapazität	C_{rS}	1,1 pF	50 pF
Steilheitsgrenzfrequenz	f_S	700 MHz	
Einschaltverzögerung	t_{on}		30 ns
Ausschaltverzögerung	t_{off}		50 ns

Tabelle 4: FET-Daten im Vergleich

Weitere gebräuchliche Typen sind z. B. der BS170 oder BUZ21 (Infineon).

7 Wärmeabfuhr bei Halbleiterbauelementen

In Halbleiterbauelementen wird Verlustwärme erzeugt, die wirkungsvoll abgeführt werden muß. Die Verlustleistung entsteht bei Dioden und Bipolartransistoren überwiegend im Bereich der Sperrschicht, d. h. im Bereich der pn-Übergänge. Die Verlustleistung P_v muß von der Sperrschicht (engl. *junction*) über das Gehäuse (engl. *case*) an einen eventuell vorhandenen Kühlkörper an die Umgebung (engl. *ambient*) abgeführt werden. Die Wärmeabfuhr kann als Netzwerk aufgefaßt werden, wobei folgende Äquivalenztabelle angewendet werden kann:

	elektrische Größe	thermische Größe	
Widerstand	R	R_{th}	Wärmewiderstand
Strom	I	P_v	Verlustleistung
Knotenpotential	U	ϑ	Temperatur
Kapazität	C	C_{th}	Wärmekapazität

7.1 Thermisches Ersatzschaltbild

Im stationären Fall kann die abzuführende Wärmeleistung P_v als eingepprägter Strom aufgefaßt werden, der über den Wärmewiderstand R_{th} abfließen muß und dabei einen Temperaturunterschied $\Delta\vartheta$ (analog zu einem Spannungsabfall) erzeugt.

In Analogie zu $R = \frac{U}{I}$ (mit U Spannungsabfall über dem Widerstand R) wird der Wärmewiderstand über die Temperaturdifferenz definiert:

$$R_{thJU} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_U}{P_v}$$

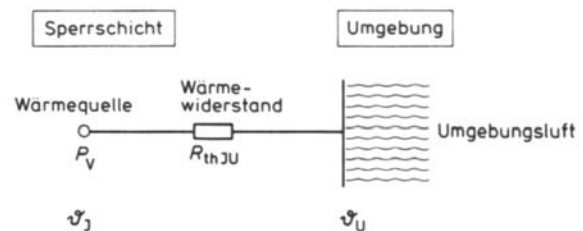
$$[R_{thJU}] = \frac{K}{W}$$

ϑ_J Sperrschichttemperatur

ϑ_U Umgebungstemperatur

R_{thJU} Wärmewiderstand von Sperrschicht zur Umgebungs

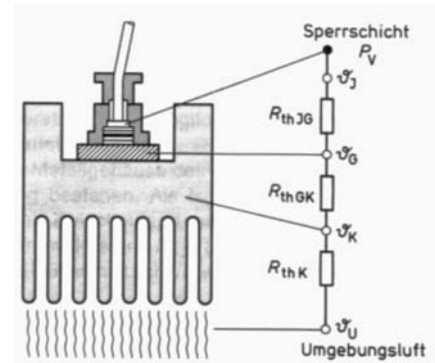
P_v abzuführende Verlustleistung



Im nichtstationären Fall, d. h. bei impulsförmiger Belastung muß zusätzlich die Wärmekapazität berücksichtigt werden. Die rechnerische Behandlung verläuft analog zu einer RC-Schaltung.

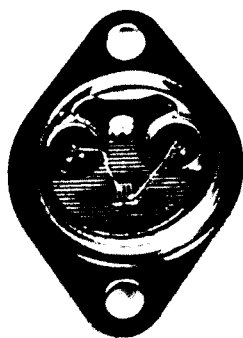
Reihenschaltung von Wärmewiderständen:

- $R_{thU} = R_{thJG} + R_{thGK} + R_{thK}$
 R_{thU} Resultierender Gesamtwärmewiderstand
 R_{thJG} Wärmewiderstand Sperrschicht - Gehäuse
 R_{thGK} Wärmewiderstand Gehäuse - Kühlkörper
 R_{thK} Wärmewiderstand Kühlkörper - Umgebung

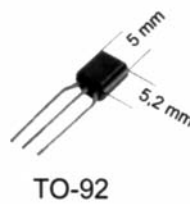


7.2 Gehäusebauformen und Wärmewiderstand

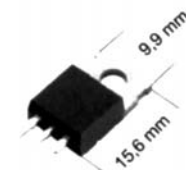
Je großflächiger das Gehäuse ausgeführt ist, desto besser kann die thermische Ankopplung an einen Kühlkörper erfolgen. Für hochbelastete Transistoren werden daher vorwiegend die Gehäusetypen TO-3, TO-218 und TO-220 verwendet.



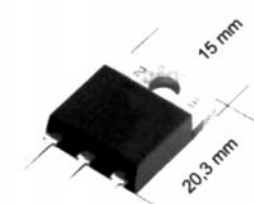
TO-3



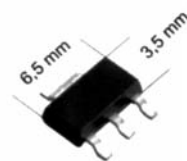
TO-92



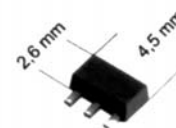
TO-220



TO-218



SOT-223



SOT-89



SOT-23

Bei den SMD-Bauformen erfolgt die Wärmeabfuhr überwiegend über die Anschlusspins. Daher ist die Leiterplatte so zu gestalten, dass die Wärme durch ausreichende Kupferflächen abgeführt werden kann.

7.3 Sicherer Arbeitsbereich

Bauelemente dürfen grundsätzlich nur innerhalb zugelassener Grenzwerte betrieben werden. Durch den Wärmewiderstand zur Umgebung und die maximal zulässige Sperrschichttemperatur ist damit die zulässige Verlustleistung des Bauelements (in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur) festgelegt.

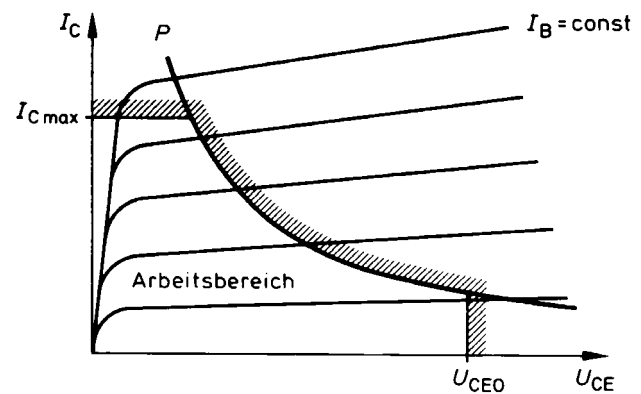
P_v totale Verlustleistung bei Bipolartransistor

$$P_v = I_B \cdot U_{BE} + I_C \cdot U_{CE}$$

in fast allen Fällen darf man nähern:

$$P_v = I_C \cdot U_{CE} \implies I_C = \frac{P_v}{U_{CE}} \quad (51)$$

Zeichnet man die durch Glg. 51 gegebene Leistungshyperbel in das Ausgangskennlinienfeld ein, so erhält man den sicheren Arbeitsbereich **SOA** (safe operating area), der durch I_{Cmax} , U_{CE0} und Glg. 51 begrenzt wird.



8 Operationsverstärker

Im Bestreben, den Entwurf elektronischer Schaltung möglichst zu vereinfachen, wurde der sogenannte Operationsverstärker (Abkürzung OP oder OPV) als universeller Schaltungsblock geschaffen, der viele Transistorfunktionen vereint. Für den Einsatz von Operationsverstärkern ist in der Regel nicht mehr die Kenntnis der einzelnen Transistorfunktionen notwendig, sondern lediglich das Klemmenverhalten des OPV. Prinzipiell kann der Operationsverstärker als Differenzverstärker aufgefaßt werden.

8.1 Eigenschaften von Operationsverstärkern

Das Schaltsymbol des Operationsverstärker zeigt Abb. 8.1. Um einen bipolaren Aussteuerbereich zu erhalten, ist auch eine bipolare Spannungsversorgung notwendig.

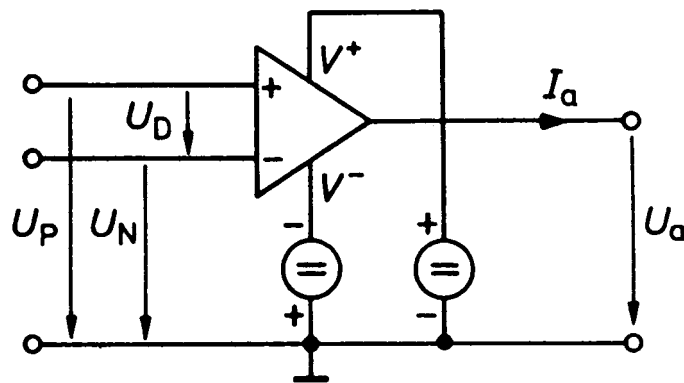


Abbildung 51: Operationsverstärker mit bipolarer Spannungsversorgung

Man unterscheidet den nichtinvertierenden Eingang (P, mit „+“ gekennzeichnet) und den invertierenden Eingang (N, mit „-“ gekennzeichnet).

Die wesentliche Eigenschaft des Operationsverstärkers ist die Verstärkung der an den Eingängen anliegenden Spannungsdifferenz $U_D = U_P - U_N$. Die Kleinsignal-Differenzverstärkung A_D ist in Glg. (52) definiert:

$$A_D = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_D} = \frac{U_a}{\Delta(U_P - U_N)} = \begin{cases} \frac{\Delta U_a}{\Delta U_P} & \text{für } U_N = \text{const.} \\ -\frac{\Delta U_a}{\Delta U_N} & \text{für } U_P = \text{const.} \end{cases} \quad (52)$$

Die maximale bzw. minimale Ausgangsspannung U_{amax}, U_{amin} ist begrenzt durch die positive und negative Betriebsspannung. In der Regel ist der Aussteuerbereich bei Standard-Operationsverstärkern um ca. 1...3 V geringer als die Betriebsspannung (typabhängig). Der Aussteuerbereich sogenannter *rail to rail*-Operationsverstärker reicht bis auf wenige mV an die Betriebsspannung heran (ebenfalls typabhängig).

Bei idealen Operationsverstärkern ist bei $U_D = 0$ auch die Ausgangsspannung $U_a = 0$ (vgl. Abb. 8.1). In der Realität ist die Kennlinie um die sogenannte Offsetspannung U_0

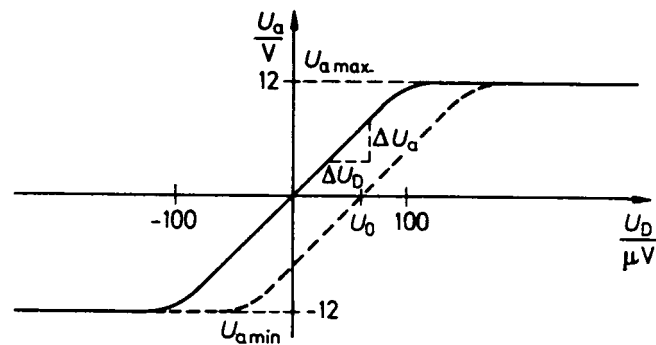


Abbildung 52: Differenzaussteuerung eines idealen Operationsverstärkers (durchgezogene Linie) und eines realen Operationsverstärkers mit Offsetspannung (gestrichelte Linie)

verschoben. U_0 hängt von den Betriebs- und Umgebungsbedingungen des Operationsverstärkers ab:

$$dU_0(\vartheta, t, U_b) = \frac{\partial U_0}{\partial \vartheta} d\vartheta + \frac{\partial U_0}{\partial t} dt + \frac{\partial U_0}{\partial U_b} dU_b \quad (53)$$

Die Offsetspannung moderner Operationsverstärker ist häufig so klein, daß man sie vernachlässigen kann. Für Präzisionsanwendungen muß man jedoch die Offsetspannung und ihre Drift berücksichtigen.

Neben der Differenzverstärkung A_D ist auch noch die Gleichtaktverstärkung A_{Gl} und die Gleichtaktunterdrückung G wichtig:

$$A_{Gl} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{Gl}} \quad (54)$$

$$G = \frac{A_D}{A_{Gl}} \quad \text{common mode rejection ratio, CMRR} \quad (55)$$

Es ist zu beachten, daß der Gleichtaktaussteuerbereich um einige Volt geringer als die Betriebsspannung sein kann (typabhängig).

Bei Berücksichtigung von Differenz- und Gleichtaktverstärkung sowie der Offsetspannung erhält man schließlich für die Änderung der Ausgangsspannung bzw. für die Ausgangsspannung selbst:

$$\Delta U_a = A_D \cdot \Delta U_D + A_{Gl} \cdot \Delta U_{Gl} \quad (56)$$

$$U_a = A_D \left[(U_D - U_0) + \frac{1}{G} U_{Gl} \right] \quad (57)$$

8.2 Verstärkungseinstellung durch Gegenkopplung

Die offene Schleifenverstärkung (open loop gain) beträgt typischerweise $10^4 < A_D < 10^6$ und ist damit sehr hoch. Bereits kleinste Aussteuerungen würden daher den Operationsverstärker ausgangsseitig an die Stellgrenze bringen. In praktisch allen Anwendungen wird daher das Prinzip der Gegenkopplung verwendet, um die resultierende Verstärkung des

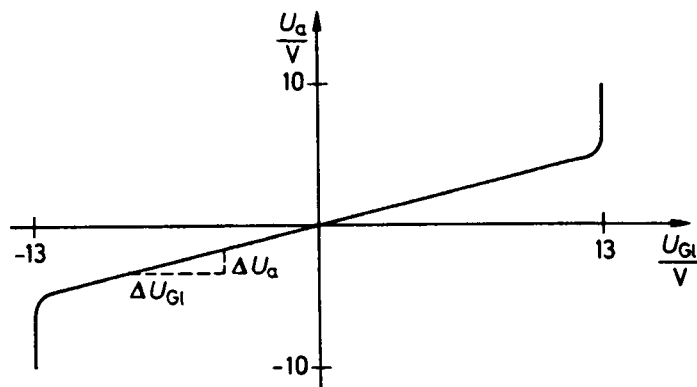


Abbildung 53: Gleichtaktaussteuerung eines Operationsverstärkers

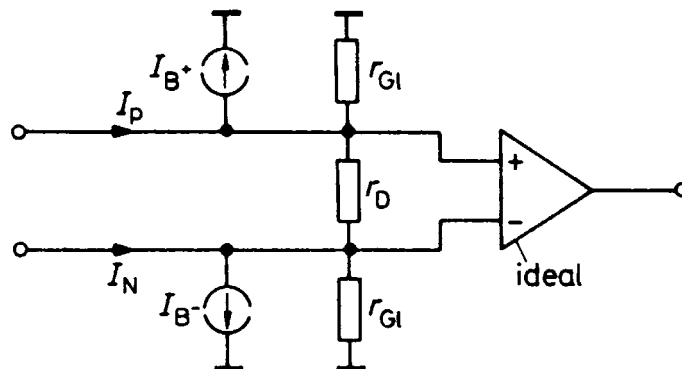


Abbildung 54: Ersatzschaltbild für Operationsverstärker-Eingang

Operationsverstärkers durch die Dimensionierung des Rückkopplungsnetzwerkes festzulegen (vgl. Abb. 55).

Die Rückführung der Ausgangsspannung U_a auf den Eingang heißt allgemein Gegenkopplung. Bei gegenphasiger Rückführung spricht man von Gegenkopplung, bei gleichphasiger Rückführung von Mitkopplung. Für die Ausgangsspannung U_a der gegengekoppelten Schaltung nach Abb. 55 gilt:

$$U_a = A_D \cdot U_D = A_D (U_e - kU_a)$$

Auflösen nach U_a

$$U_a = \frac{A_D U_e}{1 + kA_D}$$

$$A = \frac{U_a}{U_e} \quad \text{Verstärkung}$$

$$A = \frac{A_D}{1 + kA_D} \tag{58}$$

g Schleifenverstärkung

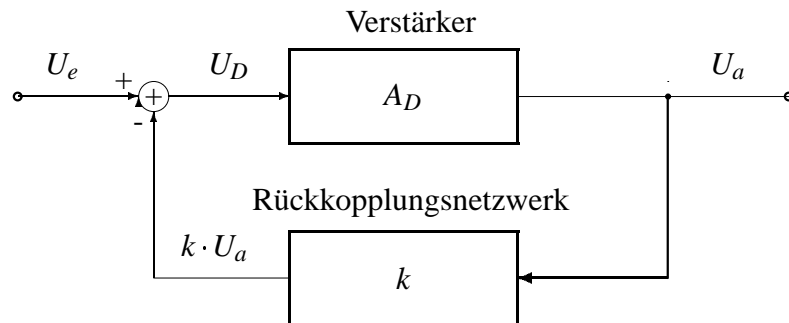


Abbildung 55: Verstärker mit Gegenkopplung

$$g = k A_D \quad (59)$$

$$\text{für } k A_D \rightarrow \infty$$

$$\implies A \approx \frac{1}{k} \quad (60)$$

Die kurze Rechnung zeigt, daß durch die Gegenkopplung die Verstärkung praktisch nur noch durch den Faktor k des Rückkopplungsnetzes gegeben ist, wenn die Schleifenverstärkung $g \gg 1$, d. h. der Rückkopplungsfaktor k darf nicht zu klein gewählt werden.

Den gegengekoppelten Operationsverstärker kann man sich auch als einfachen Regelkreis vorstellen: Der Operationsverstärker versucht, die Differenzspannung U_D an seinem Eingang auf einen möglichst kleinen Wert zu regeln (idealerweise auf Null). Dies gelingt umso besser, je größer g ist.

Die Gegenkopplung hat auch Auswirkungen auf den Frequenzgang der Verstärkung. Grundsätzlich nimmt die Verstärkung oberhalb der - 3dB - Grenzfrequenz f_{gA} um - 20 dB pro Dekade ab (wie Tiefpaß 1. Ordnung). Bei der sogenannten Transitfrequenz f_T (*transit frequency, unity gain bandwidth*) gilt $|A_D(f_{gA})| = 1 \hat{=} 0$ dB. Es gilt:

$$|A_D(f_g)| \cdot f_g = A_D f_{gA} = f_T \quad (61)$$

Gemäß Glg. (61) ist somit das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite konstant und gleich der Transitfrequenz des betrachteten Operationsverstärkers. Man benutzt daher auch für f_T den Begriff Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt (*gain bandwidth product*).

Wird die Verstärkung durch Gegenkopplung reduziert, so erhöht sich im gleichen Maße die Grenzfrequenz der eingestellten Verstärkung.

8.3 Interner Aufbau

Integrierte Standard-Operationsverstärker weisen eine Reihe von Gemeinsamkeiten auf. Exemplarisch soll hier der Prinzipaufbau eines typischen, universell einsetzbaren Operationsverstärkers vorgestellt werden.

Eingangsseitig sitzt der Differenzverstärker T_1, T_2 , gespeist durch die Stromquelle I_k . Die Transistoren T_3, T_4 bilden einen sogenannten Stromspiegel. Dadurch wird bewirkt, dass die Kollektorströme in T_3 und T_4 gleich sind. Im kollektorseitigen Knoten von T_2 erfolgt

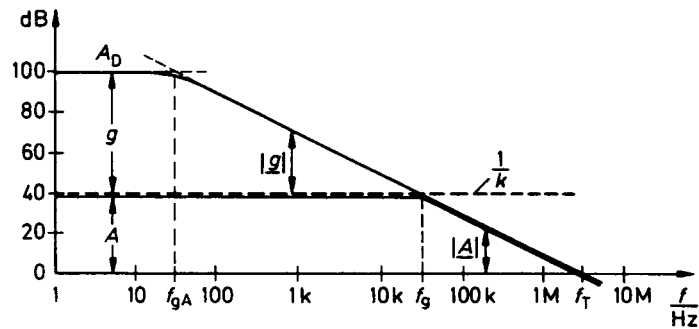


Abbildung 56: Frequenzgang der Kleinsignalverstärkung mit und ohne Gegenkopplung

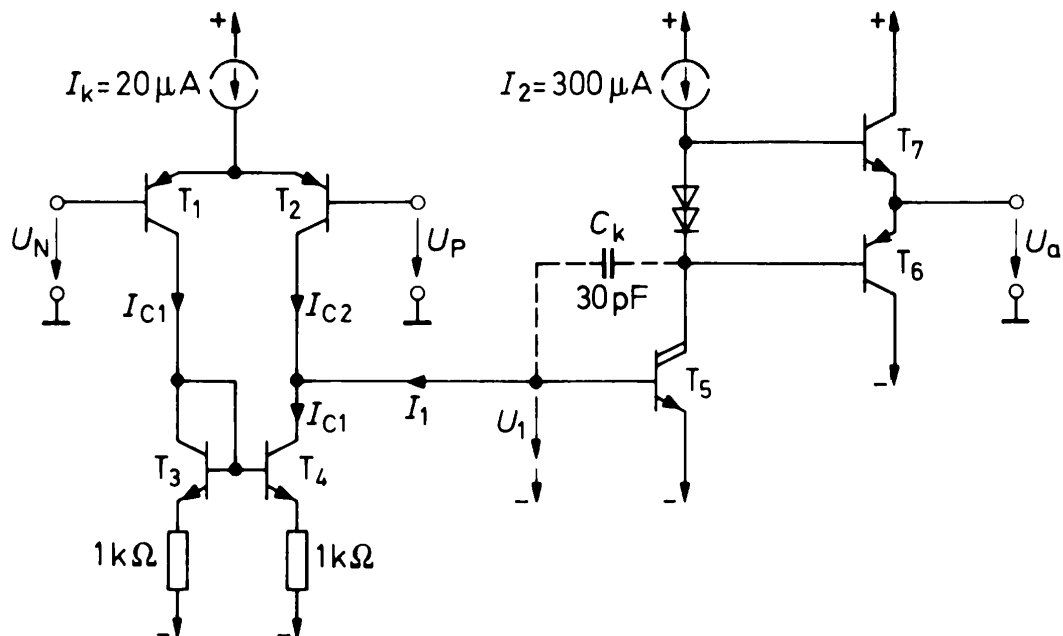


Abbildung 57: Prinzipieller Aufbau eines Standard-Operationsverstärker (ähnlich uA741)

die eigentliche Differenzbildung durch Strombilanzierung. Der Differenzstrom I_1 lädt die Kapazität C_k und stellt dadurch die Eingangsspannung für den Darlingtontransistor T_5 dar. T_5 wird in Emitterschaltung betrieben und weist durch den hochohmigen Kollektorwiderstand (Innenwiderstand der Stromquelle I_2) eine sehr hohe Spannungsverstärkung auf. T_7, T_8 stellen eine Komplementär-Gegentaktstufe in AB-Betrieb dar.

Der Kondensator C_k beeinflusst maßgeblich die Wechsellageeigenschaften des Operationsverstärkers. Je kleiner C_k gewählt wird, desto höher ist die Transitfrequenz (Kleinsignalbandbreite) und die slew rate (Großsignalbandbreite).

Mit dem Begriff slew rate bezeichnet man die Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung U_a des Operationsverstärkers. Für sinusförmige Aussteuerung gilt:

$$U_a(t) = \hat{u}_a \cdot \sin(2\pi f t) \tag{62}$$

$$\frac{dU_a(t)}{dt} = 2\pi f \cdot \hat{u}_a \cdot \cos(2\pi f t) \quad (63)$$

$$\left. \frac{dU_a(t)}{dt} \right|_{max} = 2\pi f \cdot \hat{u}_a \quad (64)$$

Andererseits kann sich die Ausgangsspannung nicht schneller ändern, als der Kondensator C_k durch I_k umgeladen wird:

$$\left. \frac{dU_a(t)}{dt} \right|_{max} = \frac{I_k}{C_k} = SR \quad (\text{slew rate}) \quad (65)$$

$$\Rightarrow f \cdot \hat{u}_a \leq \frac{SR}{2\pi} \quad (66)$$

In Worten ausgedrückt: das Produkt aus dem Scheitelwert und der Frequenz der Ausgangsspannung kann maximal den Wert $SR/(2\pi)$ annehmen. Drückt man \hat{u}_a als Funktion der Frequenz aus, so erhält man:

$$\hat{u}_a = \frac{SR}{2\pi f} \quad (67)$$

Dieser Zusammenhang wird auch als Großsignalbandbreite (large signal frequency response) bezeichnet und ist in Abb. 58 dargestellt ($V_{pp} = \hat{u}_a$).

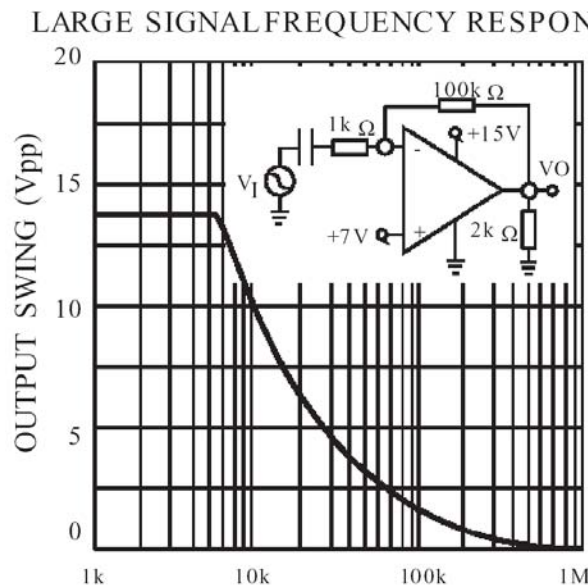


Abbildung 58: Großsignal-Bandbreite

8.4 Frequenzgangkompensation

Jedes rückgekoppelte System kann selbsterregte Schwingungen bei der Frequenz f_k ausführen, wenn bei einem kompletten Schleifenumlauf (vgl. Abb. 55) die Spannung mit Phasenverschiebung 0 und ausreichender Amplitude rückgeführt wird. Bezogen auf die

Verhältnisse beim gegengekoppelten Operationsverstärker mit Subtraktion des rückgekoppelten Signals (entspricht Phasendrehung um -180°) gilt:

$$g(f_k) = 1 \quad (68)$$

$$\varphi(f_k) = -180^\circ \quad (69)$$

Im Fall $g(f_k) = 1$ stellt sich eine stationäre Schwingung der Frequenz f_k mit konstanter Amplitude ein, für $g > 1$ wächst die Amplitude exponentiell bis zur Begrenzung durch den Operationsverstärker. Für den praktischen Betrieb ist ein ausreichender Sicherheitsabstand zu den Bedingungen nach Glg. (68,69) notwendig. Üblicherweise wird dazu die Phasendifferenz zur kritischen Phase φ_k betrachtet. Diese Phasendifferenz wird als Phasenreserve (auch „Phasenrand“, englisch: phase margin) bezeichnet:

$$\alpha = 180^\circ - |\varphi(f_k)| \quad (70)$$

$$\alpha_{min} = 65^\circ \quad (71)$$

Abb. 59 zeigt das Bode-Diagramm mit und ohne Frequenzgangkorrektur.

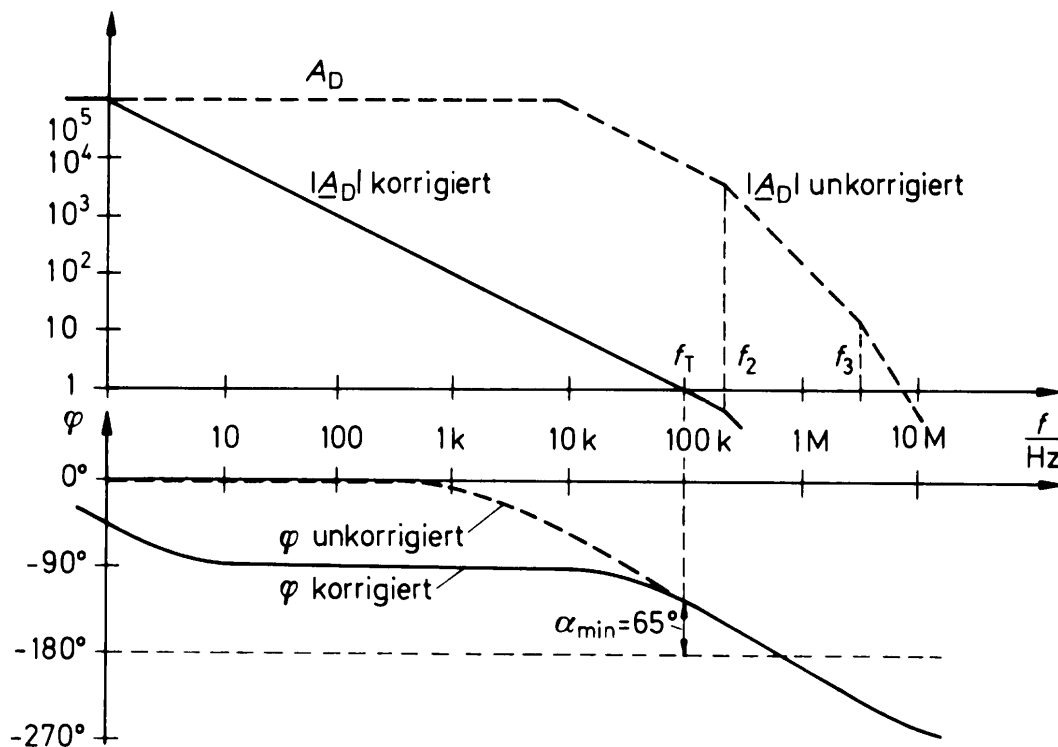


Abbildung 59: Bode-Diagramm für Operationsverstärker ohne Frequenzgangkorrektur (gestrichelte Linien) und mit Frequenzgangkorrektur (durchgezogene Linien)

Ohne Frequenzgangkorrektur ergibt sich bei der kritischen Phase $\varphi_k = -180^\circ$ im unkorrigierten Fall die offene Schleifenverstärkung $|A_{Du}| \approx 300$. Die Schleifenverstärkung mit Gegenkopplung beträgt $g_u = k|A_{Du}|$. Wird k zu groß gewählt, kann g_u den Wert 1 erreichen oder sogar übersteigen, so dass die Oszillationsbedingung erfüllt ist.

Mit Frequenzgangkorrektur beträgt bei der Transitfrequenz f_T die offene Schleifenverstärkung $A_{Dk}(f_T) = 1$ die Phasenverschiebung $\varphi(f_T) = -115^\circ$, was zu einer Phasenreserve von 65° führt. Ein so kompensierter Operationsverstärker schwingt auch bei der maximal möglichen Schleifenverstärkung $g_{max}(f_T) = 1 \cdot |A_{Dk}(f_T)| = A_{Dk}(f_T) = 1$ nicht. Es ist zwar die Amplitudenbedingung Glg. (68) erfüllt, nicht aber die Phasenbedingung Glg. (69).

Die beschriebene Frequenzgangkorrektur erfolgt durch Wahl des Kondensators C_k , der entweder im Operationsverstärker integriert sein kann (intern kompensiert) oder extern beschaltet werden muss (extern kompensiert). Je nach geforderter Verstärkung $A \approx 1/k$ ist darauf zu achten, dass der Operationsverstärker stabil arbeitet. Bei intern kompensierten Operationsverstärkern findet man häufig die Angabe, für welche minimale Verstärkung die Kompensation ausgelegt ist. (z. B. „unity gain stable“ bedeutet stabil für $A = k = 1$).

Die Frequenzgangkorrektur beeinflusst auch die Reaktion der Schaltung auf Sprünge der Eingangsspannung (Sprungantwort). Je größer die Phasenreserve, desto träger reagiert das System. Eine Phasenreserve von 65° stellt hierbei einen brauchbaren Kompromiss zwischen Einstellgeschwindigkeit und Überschwingweite dar (vgl. Abb. 60).

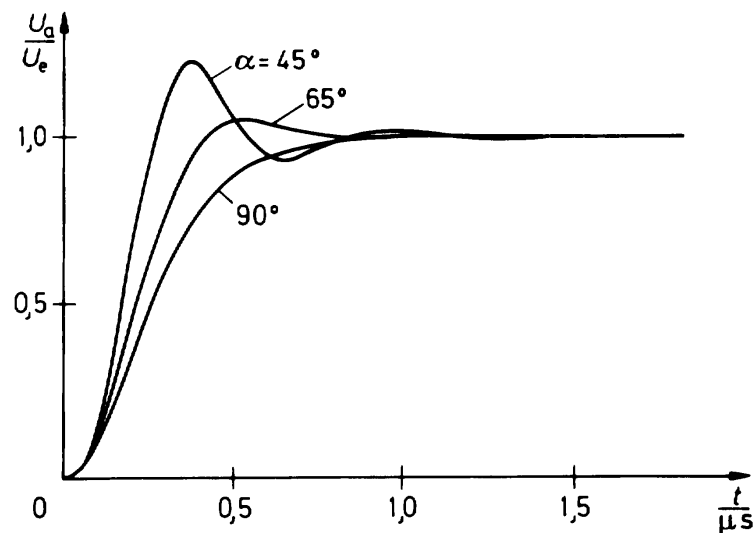


Abbildung 60: Sprungantwort für unterschiedliche Phasenreserven

8.5 Vergleich typischer Daten

Die Typenvielfalt von Operationsverstärkern ist enorm. Der Anwender muss für den jeweiligen Verwendungszweck die wesentlichen Eigenschaften spezifizieren und anhand der Daten einen oder mehrere geeignete Typen auswählen. Dabei helfen die Internetseiten der Hersteller durch Suchfunktionen, bei denen gezielt Parameter der Operationsverstärker eingegeben werden können. Die folgende Tabelle ?? gibt einen kleinen Einblick in die Bandbreite der Parameter.

Parameter	Symbol	Standardverstärker		Spezialverstärker	
		$\mu\text{A 741}$ (bipolar)	TL051 (Fet)	OP177 (präzise)	EL2038 (schnell)
Differenzverstärkung	A_D	10^5	$2 \cdot 10^5$	10^7	$2 \cdot 10^4$
Gleichtaktunterdrückung	G	$3 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^4$	10^7	$3 \cdot 10^4$
Differenzeingangswiderstand	r_D	$10^6 \Omega$	$10^{12} \Omega$	$5 \cdot 10^7 \Omega$	$10^4 \Omega$
Gleichtakteingangswiderstand	r_{GI}	$10^9 \Omega$	$10^{14} \Omega$	$2 \cdot 10^{11} \Omega$	$10^7 \Omega$
Eingangsruhestrom	I_B	80 nA	5 pA	1 nA	5 μA
Offsetspannung	U_0	1 mV	0,5 mV	10 μV	0,5 mV
Offsetspannungsdrift	$\Delta U_0 / \Delta \vartheta$	6 $\mu\text{V/K}$	10 $\mu\text{V/K}$	0,1 $\mu\text{V/K}$	20 $\mu\text{V/K}$
Gleichtaktaussteuerbarkeit	$U_{GI \max}$	$\pm 13 \text{ V}$	+14,5 V –12 V	$\pm 13 \text{ V}$	$\pm 12 \text{ V}$
Ausgangsaussteuerbarkeit	$U_{a \max}$	$\pm 13 \text{ V}$	$\pm 13 \text{ V}$	$\pm 14 \text{ V}$	$\pm 12 \text{ V}$
Maximaler Ausgangsstrom	$I_{a \max}$	$\pm 20 \text{ mA}$	$\pm 20 \text{ mA}$	$\pm 20 \text{ mA}$	$\pm 50 \text{ mA}$
Ausgangswiderstand	r_a	1 k Ω	100 Ω	60 Ω	30 Ω
Betriebsstromaufnahme	I_b	1,7 mA	1,4 mA	1,6 mA	13 mA
3 dB-Bandbreite	f_{gA}	10 Hz	30 Hz	0,06 Hz	50 kHz
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt	f_T	1 MHz	3 MHz	0,6 MHz	1 GHz
Slew rate	dU_a/dt	0,6 V/ μs	18 V/ μs	0,3 V/ μs	1000 V/ μs
Leistungsbandbreite	f_P	10 kHz	290 kHz	5 kHz	16 MHz

Tabelle 5: Operationsverstärkerdaten im Vergleich

8.6 Nichtinvertierender Verstärker

Die einfachste Realisierung der Gegenkopplung besteht in der Rückführung der Ausgangsspannung über einen Ohmschen Spannungsteiler, wie in Abb. 61 gezeigt.

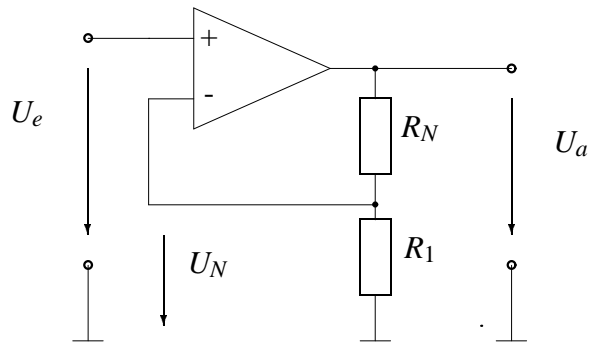


Abbildung 61: Nichtinvertierender Operationsverstärker

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_N}$$

$$A = \frac{A_D}{1 + kA_D} \left(1 + \frac{1}{G} \right)$$

für $G \rightarrow \infty$ (idealer Operationsverstärker)

$$\Rightarrow A = \frac{A_D}{1 + kA_D} \tag{72}$$

$$A \approx 1 + \frac{R_N}{R_1} \text{ wenn } g = kA_D \rightarrow \infty \tag{73}$$

Durch die Gegenkopplung werden auch die wirksamen Ein- und Ausgangswiderstände positiv beeinflusst.

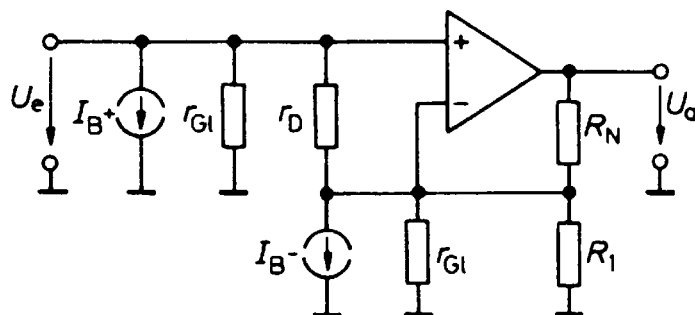


Abbildung 62: Ersatzschaltbild mit Gegenkopplung

r'_e wirksamer Eingangswiderstand

$$r'_e = \frac{\Delta U_e}{\Delta I_e} = (g r_D) \parallel r_{Gl} \tag{74}$$

r'_a wirksamer Ausgangswiderstand

$$r'_a = -\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{r_a}{1+kA_D} \approx \frac{r_a}{g} \quad (75)$$

$$(76)$$

8.7 Invertierender Verstärker

Eine andere Möglichkeit der Gegenkopplung zeigt die Abb. 63.

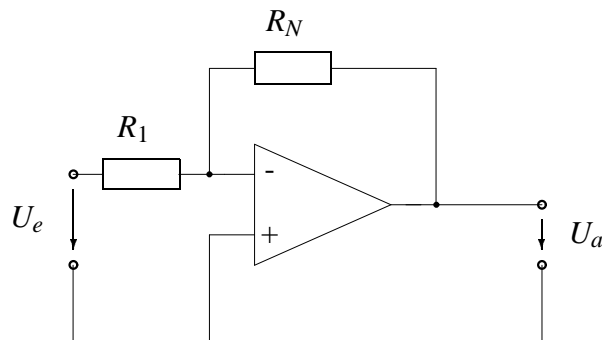


Abbildung 63: Invertierender Verstärker

Die am N -Eingang anliegende Spannung U_N wird mit A_D verstärkt:

$$U_a = -A_D \cdot U_N$$

$$A = \frac{U_a}{U_e} = - (1-k) \frac{A_D}{1+kA_D}$$

$$\text{mit } k = \frac{R_1}{R_1 + R_N}$$

$$\text{wenn } g = kA_D \gg 1$$

$$\implies A = -\frac{R_N}{R_1} \quad (77)$$

Da $U_N \approx 0$, nennt man den Knoten am N -Eingang auch *virtuelle Masse*. Für den Eingangswiderstand kann man daher unmittelbar $r_e = R_1$ ablesen.

8.8 Umkehrsummierer

Häufig besteht die Notwendigkeit, Spannungen zu addieren, z. B. um Pegel zu verschieben (Offsetkorrektur etc.). Dazu kann eine Schaltung verwendet werden, die vom invertierenden Verstärker abgeleitet ist.

Als Ausgangsspannung U_a ergibt sich die gewichtete Summe der Eingangsspannungen. Wegen der Vorzeichenumkehr spricht man von einem Umkehrsummierer.

$$U_a = -\left(\frac{R_N}{R_1} U_1 + \frac{R_N}{R_2} U_2 + \frac{R_N}{R_3} U_3\right) \quad (78)$$

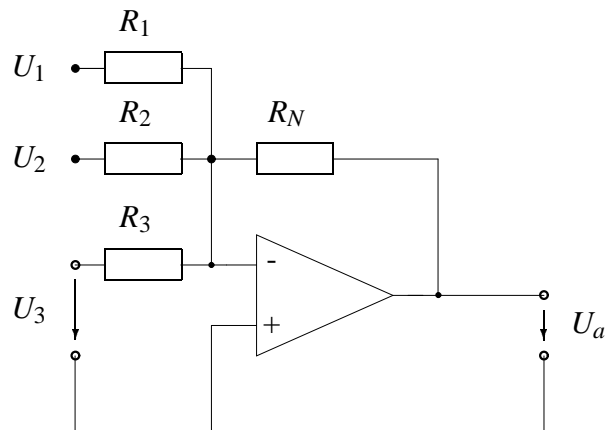


Abbildung 64: Umkehrsummierer

8.9 Subtrahierer

Für die Subtraktion zweier Spannungen kann im einfachsten Fall eine Schaltung mit einem Operationsverstärker verwendet werden, die im Prinzip gleichzeitig als invertierender Verstärker und als nichtinvertierender Verstärker mit vorgeschaltetem Spannungsteiler betrachtet werden kann (vgl. Abb. 65).

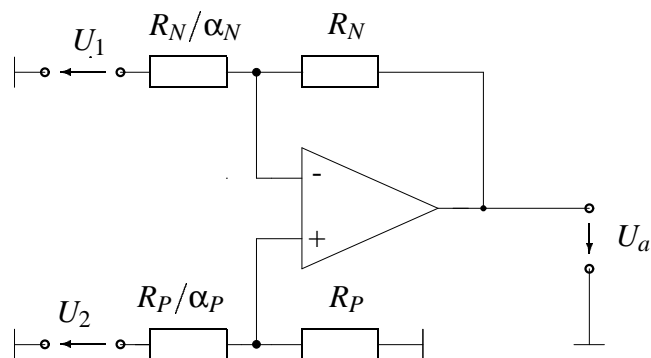


Abbildung 65: Subtrahierer

Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_a von den Eingangsspannungen kann mit Hilfe des Superpositionsprinzips hergeleitet werden:

$$U_a = \left(\frac{1 + \alpha_N}{1 + \alpha_P} \right) \alpha_P U_2 - \alpha_N U_1 \quad (79)$$

$$\text{Spezialfall } \alpha = \alpha_N = \alpha_P \quad (80)$$

$$\implies U_a = \alpha (U_2 - U_1) \quad (81)$$

Mit Hilfe des Widerstandsverhältnisses α kann die Differenzverstärkung des Subtrahierers festgelegt werden. Um die Bedingung der Glg. 80 zu erfüllen, müssen die verwendeten Widerstände exakt den berechneten Werten entsprechen, d. h. eine Toleranz von 0 aufweisen. Dies ist in der Praxis nur durch Einfügen eines veränderlichen Widerstands und entsprechenden Abgleich zu realisieren.

Berücksichtigt man die Toleranz der Widerstände, d. h. nimmt man an, dass die Widerstandsverhältnisse um einen Sollwert α geringfügig nach oben bzw. unten abweichen, so kann man zweckmäßigerweise definieren:

$$\alpha_N = \alpha - \frac{1}{2}\Delta\alpha \quad (82)$$

$$\alpha_P = \alpha + \frac{1}{2}\Delta\alpha \quad (83)$$

Man erhält dann keine exakte Proportionalität zur Differenz der Eingangsspannungen, sondern der Ausgangsspannung ist noch eine Fehlerspannung überlagert, die vom Mittelwert der Eingangsspannungen herrührt. Für die resultierende Gleichtaktunterdrückung G kann man schreiben:

$$G = (1 + \alpha) \frac{\alpha}{\Delta\alpha} \quad (84)$$

Dabei ist $\frac{\alpha}{\Delta\alpha}$ der Kehrwert der Widerstandstoleranz. Je größer die Toleranz, desto schlechter ist die Gleichtaktunterdrückung.

8.10 Instrumentenverstärker

Zur Verstärkung von Signalen aus hochohmigen Quellen ist es notwendig, dem Subtrahierer aus Abschnitt 8.9 Impedanzwandler vorzuschalten. Man erhält dann die Grundschaltung des sogenannten Instrumentenverstärkers (*instrumentation amplifier*). Wegen der Elektrometerversärker (Impedanzwandler) am Eingang nennt man diese Schaltung auch Elektrometersubtrahierer. Die Verstärkung kann durch Variation des Widerstands R_1 eingestellt werden. Für die Ausgangsspannung U_a und die Gleichtaktunterdrückung G ergeben sich die folgenden Zusammenhänge:

$$U_a = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (U_2 - U_1); \quad (85)$$

$$G = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{2\alpha}{\Delta\alpha} \quad (86)$$

Die Widerstände R_3 sollten für optimale Gleichtaktunterdrückung exakt gleich sein, d. h. $\Delta\alpha = 0$. In der Fertigung integrierter Instrumentenverstärker werden die Widerstände in der Regel durch Laser abgeglichen, so dass G maximal wird.

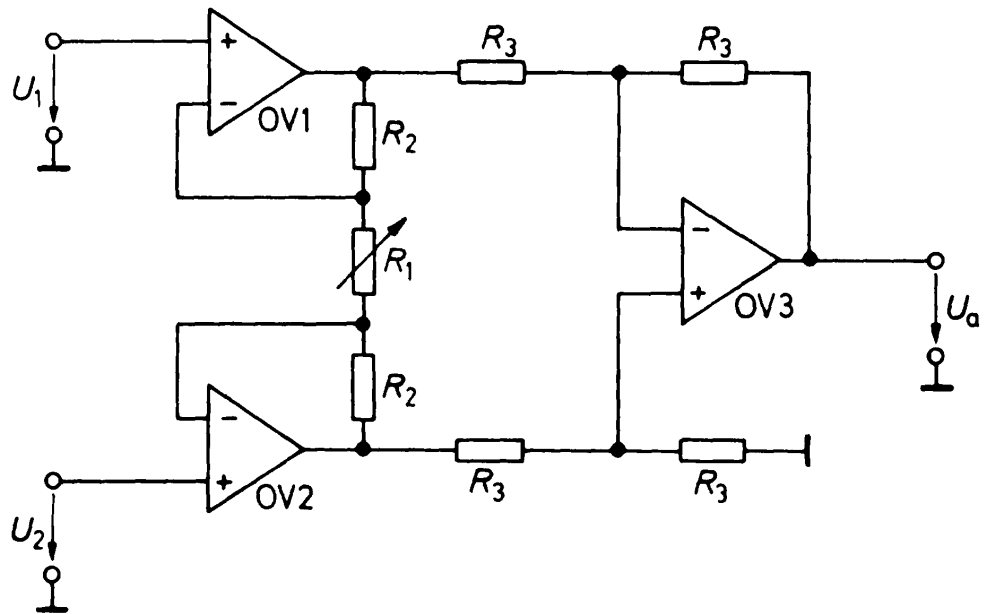
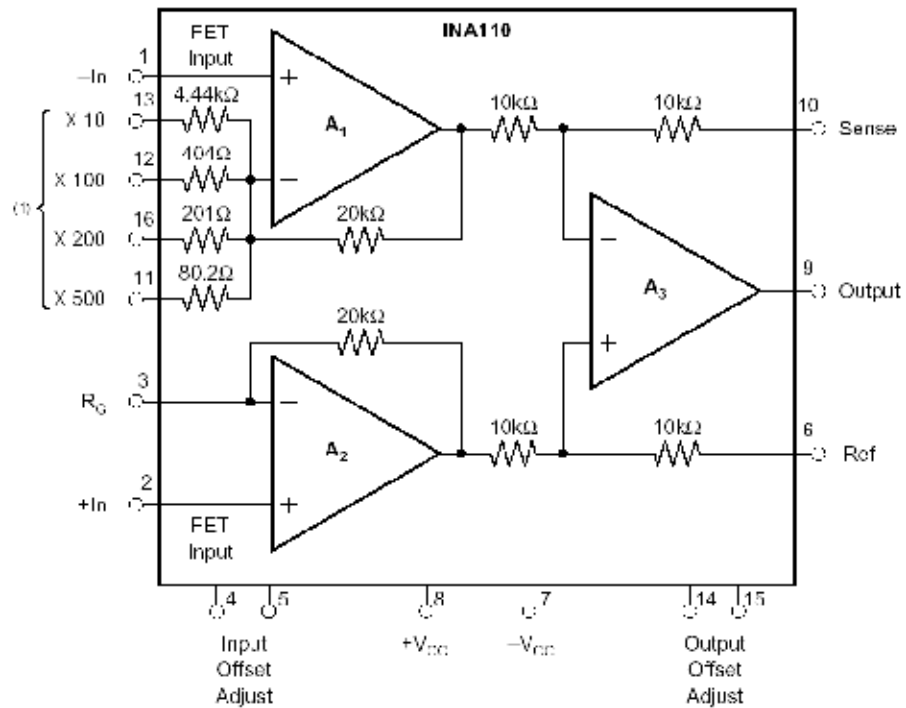


Abbildung 66: Instrumentenverstärker (Elektrometersubtrahierer)



NOTE (1) Connect to R_G for desired gain.

Abbildung 67: Integrierter Instrumentenverstärker INA 110 mit programmierbarer Verstärkung

8.11 Umkehrintegrator

Ersetzt man den Widerstand R_N des invertierenden Verstärkers (vgl. Abschnitt 8.7 durch einen Kondensator, so erhält man eine Schaltung, die das Integral der Eingangsspannung liefert.

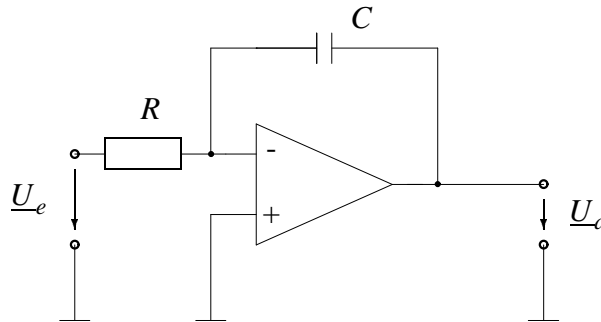


Abbildung 68: Umkehrintegrator

$$U_a(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_e(t') dt' + U_{a0} \quad (87)$$

$$\text{mit } U_{a0} = U_a(t=0)$$

Der Integrator hat ein „Gedächtnis“ für zurückliegende Spannungswerte. Daher ist die Anfangsbedingung U_{a0} durch die auf dem Kondensator zum Zeitpunkt $t = 0$ befindliche Ladung $Q_0 = C U_{a0}$ gegeben. Wegen des negativen Vorzeichens in Glg. 87 lautet die korrekte Bezeichnung Umkehrintegrator.

Betrachtet man das Übertragungsverhalten im Frequenzraum, so wird die Verstärkung wegen des komplexen Widerstands des Kondensators komplex. Für die Verstärkung $\underline{A}(\omega)$ bzw. den Betrag der Verstärkung $|\underline{A}(\omega)|$ erhält man:

$$\underline{A}(\omega) = \frac{U_a}{U_e} = -j \frac{1}{\omega RC} \quad (88)$$

$$|\underline{A}(\omega)| = \left| \frac{Z_C}{R} \right| = \frac{1}{\omega RC} \quad (89)$$

Der Frequenzgang ist typisch für einen Tiefpass 1. Ordnung.

Bei der praktischen Realisierung ist zu beachten, dass bei $\omega \rightarrow 0$ der Gegenkopplungswiderstand $|Z_C \rightarrow \infty$. Natürlich wird die Verstärkung nicht wirklich unendlich groß, sondern ist durch die offene Schleifenverstärkung A_D des Operationsverstärkers begrenzt. Bereits kleinste Fehlereinflüsse durch Offsetspannung oder Eingangsruhestrom werden durch einen sehr hohen Faktor verstärkt. In der Praxis sollte daher ein hochohmiger Widerstand R_p parallel zu C geschaltet werden, der die Gleichspannungsverstärkung auf das notwendige Maß begrenzt.

Der Eingangsruhestrom I_B des Operationsverstärkers wiederum führt auch bei einer Eingangsspannung $U_e = 0$ zu einem „Weglaufen“ der Ausgangsspannung, da der Kondensator durch I_B umgeladen wird. Für Integratoranwendungen sollten daher Präzisionsverstärker mit niedriger Offsetspannung und geringem Eingangsruhestrom verwendet werden.

8.12 Komparatoren und Schmitt-Trigger

Für viele Anwendungen in der Mess- und Regelungstechnik muß bei Erreichen eines bestimmten Schwellwertes eine Aktion ausgeführt werden. Dazu kann im einfachsten Fall ein Operationsverstärker ohne Gegenkopplung verwendet werden.

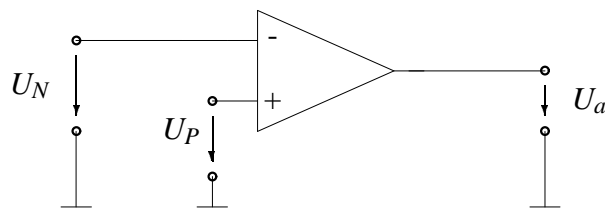


Abbildung 69: Operationsverstärker als Komparator

Komparator Für $U_P > U_N$ fährt die Ausgangsspannung auf $U_a = U_{amax}$, für $U_P < U_N$ entsprechend auf $U_a = U_{amin}$. Damit ist also ein einfacher Schwellwertschalter zu realisieren. Nachteilig ist jedoch, dass bereits kleinste Änderungen der Eingangsspannung im Bereich der Schaltschwelle zum Schalten führen. Gerade bei langsam veränderlichen oder verrauschten Signalen ist dies eher unerwünscht, da die Ausgangsspannung unnötig hin- und herspringt. Abhilfe schafft eine Verschiebung der Schaltschwelle in Abhängigkeit vom Ausgangszustand, wobei man hier eine gleichphasige Rückkopplung, d. h. eine Mitkopplung der Ausgangsspannung auf den Eingang wählt. Eine solche Schaltung nennt man Schmitt-Trigger.

Invertierender Schmitt-Trigger Über den Spannungsteiler R_1, R_2 wird ein Teil der Ausgangsspannung U_a auf den nichtinvertierenden Eingang zurückgeführt. Dadurch wird die Schaltschwelle in Abhängigkeit von U_a verändert. Bezeichnet man als Zustand „ein“ die

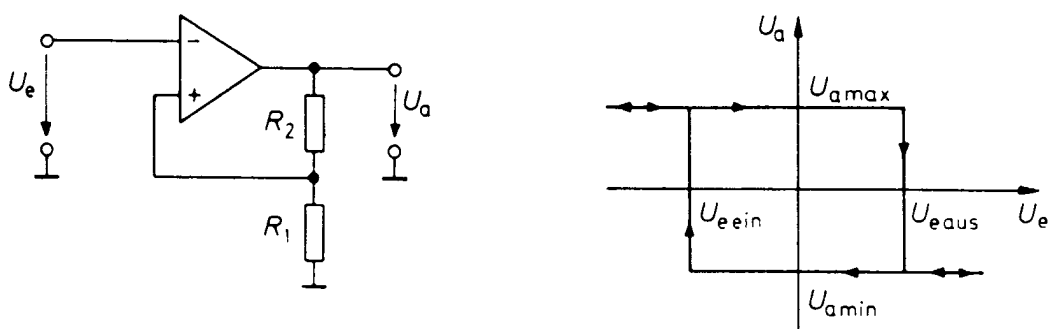


Abbildung 70: Invertierender Schmitt-Trigger

maximal mögliche Ausgangsspannung U_{amax} und als Zustand „aus“ die minimal mögliche

Ausgangsspannung U_{amin} so erhält man für die zugehörigen Einschalt- bzw. Ausschaltswelle:

$$\text{Einschaltswelle } U_{ein} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{amin} \quad (90)$$

$$\text{Ausschaltswelle } U_{aus} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{amax} \quad (91)$$

$$\text{Schalthysterese } \Delta U_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{amax} - U_{amin}) \quad (92)$$

Damit der Schmitt-Trigger tatsächlich sauber zwischen den beiden Zuständen U_{amax} und U_{amin} hin- und herspringt (Bistabilität), muß die Schleifenverstärkung g größer als 1 sein:

$$g = \frac{A_D R_1}{R_1 + R_2} > 1 \quad (93)$$

Eine wichtige Anwendung ist die Erzeugung eines rechteckigen Spannungsverlaufs aus einer beliebigen Kurvenform der Eingangsspannung.

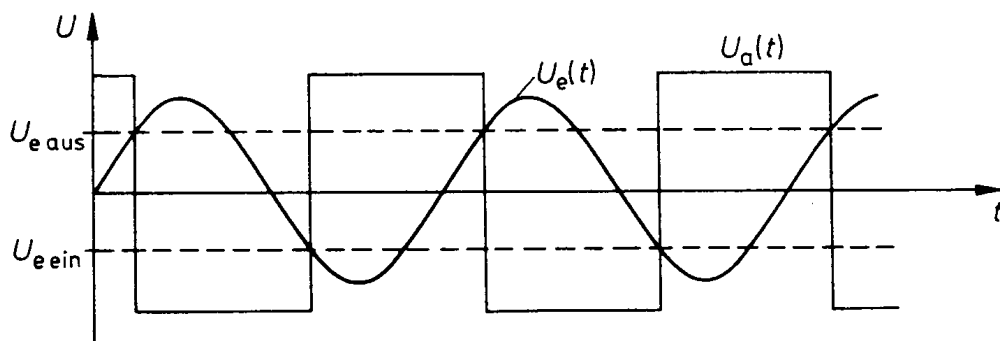


Abbildung 71: Spannungsverlauf beim invertierenden Schmitt-Trigger

Nicht-invertierender Schmitt-Trigger Beim nicht-invertierenden Schmitt-Trigger liegt der Spannungsteiler R_1, R_2 zwischen Eingang und Ausgang. Die Ausgangsspannung ändert sich immer dann, wenn die Spannung am nichtinvertierenden Eingang einen Nulldurchgang aufweist. Wird der invertierende Eingang nicht auf Bezugspotential sondern auf ein anderes Potential gelegt, kann dadurch der Schaltpunkt auch verschoben werden.

$$\text{Einschaltswelle } U_{ein} = -\frac{R_1}{R_2} U_{amin} \quad (94)$$

$$\text{Ausschaltswelle } U_{aus} = -\frac{R_1}{R_2} U_{amax} \quad (95)$$

$$\text{Schalthysterese } \Delta U_e = \frac{R_1}{R_2} (U_{amax} - U_{amin}) \quad (96)$$

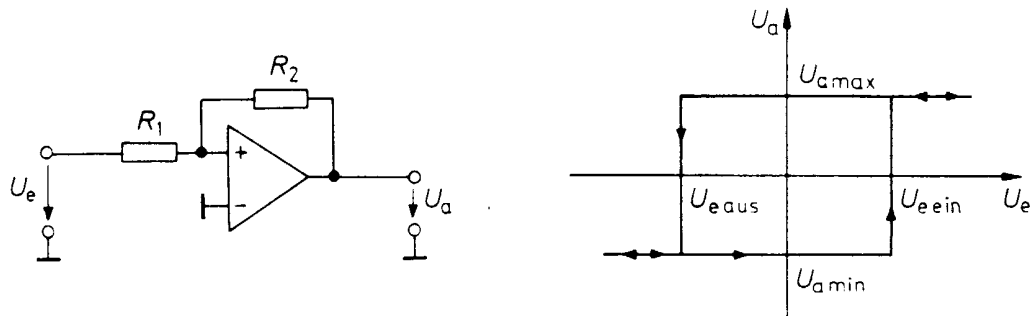


Abbildung 72: Nicht-invertierender Schmitt-Trigger

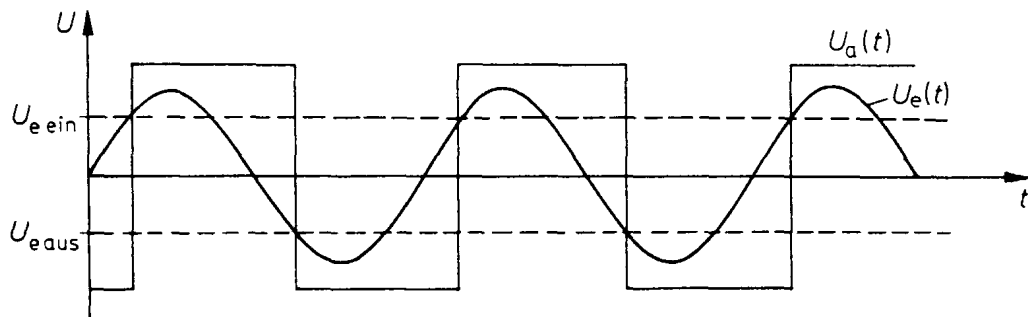


Abbildung 73: Spannungsverlauf beim nicht-invertierenden Schmitt-Trigger

9 Anwendungsbeispiele

9.1 Analogschalter

Zur Umschaltung von Signalpfaden sind prinzipiell mechanische Schalter oder Relais geeignet. Will man aber sehr schnell bzw. sehr häufig schalten, so ist eine rein elektronische Lösung zwingend. Grundsätzlich können Bipolartransistoren oder FET verwendet werden, die durch die Ansteuerung hoch- oder niederohmig geschaltet werden. Aber auch Diodenschalter sind realisierbar.

Grundsätzlich sind Schalteranordnungen nach Abb. Schaltprinzip möglich.

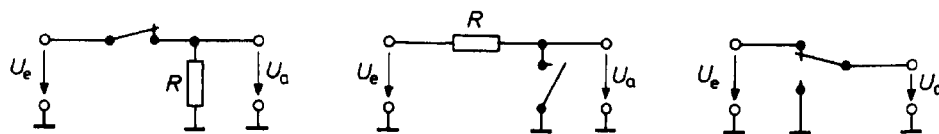
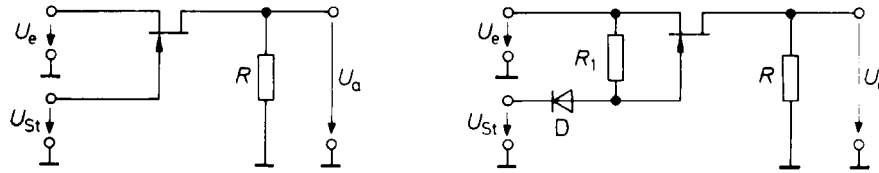


Abbildung 74: Realisierungsmöglichkeiten für Schalter

Serienschalter können am einfachsten durch die Drain-Source-Strecke eines JFET realisiert werden. Zu beachten ist hierbei, dass die Steuerspannung U_{St} einen ausreichenden

Hub aufweist, so dass der JFET sicher von vollständigem Sperren bis zu minimalem Durchlasswiderstand geschaltet werden kann.



$$U_{\text{Stein}} = U_e$$

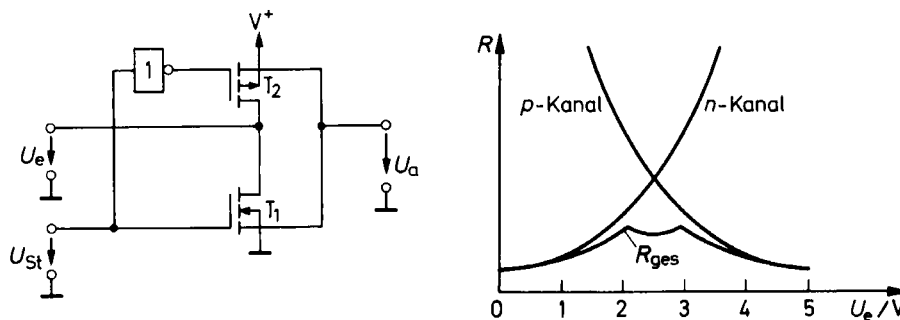
$$U_{\text{Staus}} \cong \begin{cases} U_p & \text{für } U_e > 0 \\ U_p + U_{e\text{min}} & \text{für } U_e < 0 \end{cases}$$

$$U_{\text{Stein}} = U_{e\text{max}}$$

$$U_{\text{Staus}} \cong \begin{cases} U_p & \text{für } U_e > 0 \\ U_p + U_{e\text{min}} & \text{für } U_e < 0 \end{cases}$$

Abbildung 75: Serienschalter mit JFET

Einfacher in der Anwendung sind als integrierte Schaltungen (z. B. 74HC4066) erhältliche Serienschalter mit MOSFETs. Hierbei werden die Kanäle des p- und des n-Typs parallel geschaltet und es ergibt sich die in Abb. 76 gezeigte Charakteristik.



$$U_{\text{Stein}} = V^+$$

$$U_{\text{Staus}} = 0 \text{ V}$$

$$U_{\text{St}} = U_{\text{Stein}} = V^+ = 5 \text{ V}$$

Abbildung 76: Serienschalter mit MOSFET

9.2 Abtast-Halte-Glied (Sample & Hold)

Die analoge Speicherung von Spannungswerten wird häufig dazu genutzt, um einem AD-Wandler (dual slope oder sukzessive Approximation) während der Wandlung eine konstante Spannung zur Verfügung zu stellen. Dazu verwendet man ein sogenanntes Abtast-Halte-Glied, das die Spannung als Ladungsabbild in einem Kondensator speichert. Die Prinzipschaltung ist in Abb. 77 gezeigt.

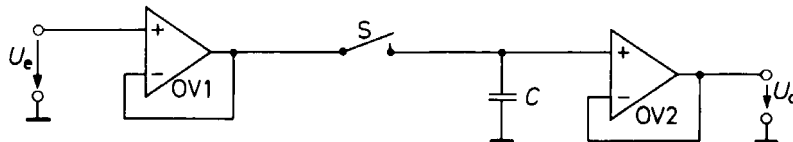


Abbildung 77: Abtast-Halte-Glied (Sample & Hold)

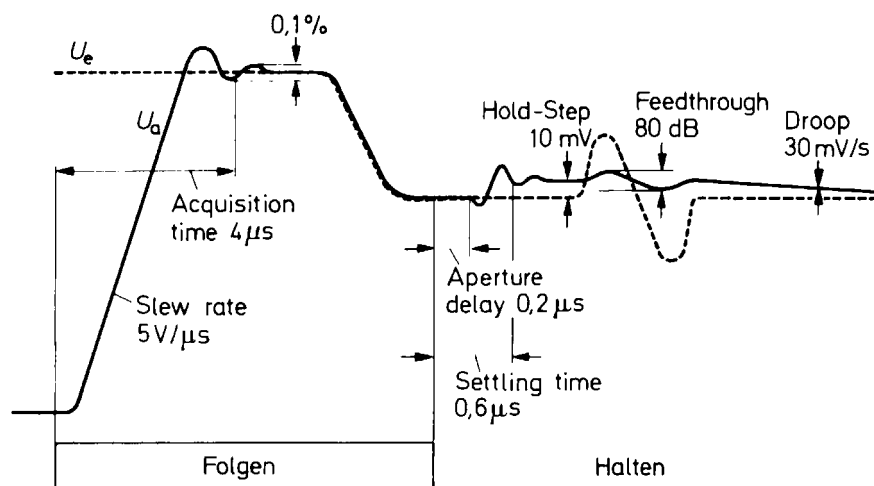


Abbildung 78: Spannungsverläufe beim Abtast-Halte-Glied

Es werden hierbei verschiedene Betriebsweisen unterschieden:

- „Folgen“ (tracking)

Die Ausgangsspannung folgt der Eingangsspannung, wobei die Eigenschaften der Operationsverstärker (slew rate etc.) berücksichtigt werden müssen.

- „Halten“ (hold)

Die Eingangsspannung ist abgetrennt, die Ausgangsspannung entspricht der auf dem Kondensator gespeicherten Ladung. Fehlereinflüsse: kapazitives Übersprechen und Eingangsruhestrom von OV_2

Die angegebenen Zahlen gelten für den integrierten Sample & Hold Verstärker LF 398.

9.3 Gleichrichterschaltungen

Für einfache Gleichrichterschaltungen werden üblicherweise Halbleiterdioden verwendet. Hierbei ist allerdings immer der Spannungsabfall in Flussrichtung $U_F \approx 0,7 \text{ V}$ zu beachten. Dieser Fehler fällt umso stärker ins Gewicht, je kleiner die zu messenden Spannungen sind. Mit Hilfe von gegengekoppelten Operationsverstärkern ist es möglich, den Fehlereinfluss der Diode zu kompensieren.

9.3.1 Betragsmittelwert

Der Betragsmittelwert (Gleichrichtwert) einer Wechselspannung kann durch eine Vollweggleichrichtung mit anschließender Mittelwertbildung erfolgen. Bei Verwendung eines Drehspulinstrumentes zur Mittelung könnte die Schaltung in Abb. 79 verwendet werden.

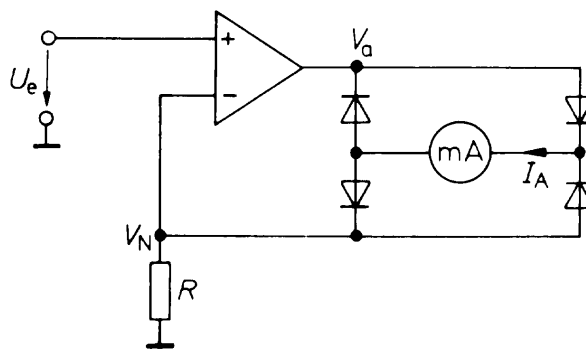


Abbildung 79: Vollweggleichrichter für potentialfreies Anzeigeinstrument

Der Operationsverstärker liefert einen Ausgangsstrom I_A in der Höhe, dass immer die Bedingung $U_e = I_A \cdot R$ erfüllt ist. Wegen der Diodenbrücke fließt der Strom im Instrument immer in der gleichen Richtung. Es gilt daher:

$$I_A = \frac{|U_e|}{R} \quad (97)$$

Soll eine auf Massepotential bezogene Spannung $U_a = |U_e|$ zur Verfügung stehen, ist die Schaltung in Abb. 79 nicht geeignet sondern man verwendet eine Schaltung nach Abb. 80.

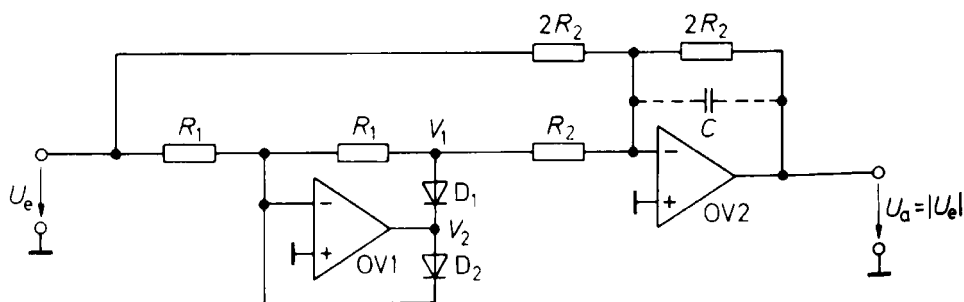


Abbildung 80: Vollweggleichrichter mit auf Masse bezogenem Ausgang

Wird der gestrichelt gezeichnete Kondensator C eingesetzt, so wird durch die Tiefpass-Wirkung der Mittelwert der gleichgerichteten Spannung gebildet.

9.3.2 Scheitelwert

Zur quantitativen Beurteilung kurzzeitiger Spannungsspitzen („glitch“) ist ein Spitzenwertgleichrichter nützlich. Abb. 81 zeigt das Prinzip.

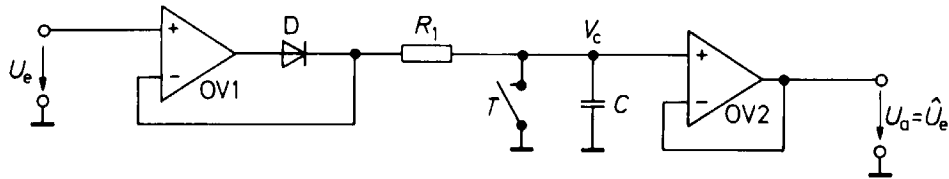


Abbildung 81: Spitzenwertgleichrichter für positiven Spitzenwert

In Abb. 82 ist eine modifizierte Schaltung mit „über alles“ Gegenkopplung gezeigt. Die Diode D_2 verhindert bei sperrender Diode D_1 dass der Operationsverstärker OV_1 in die Sättigung gerät.

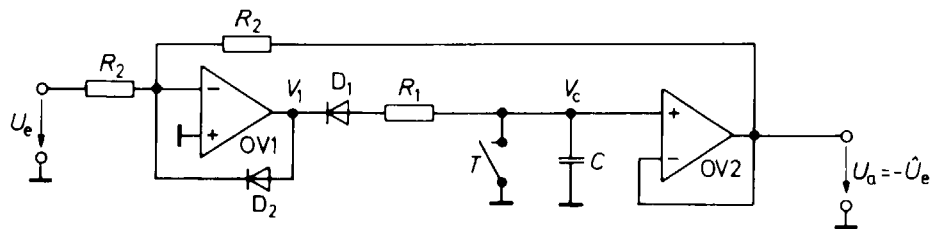


Abbildung 82: Spitzenwertgleichrichter für negativen Spitzenwert

Kombiniert man ein Abtast-Halte-Glied mit einem Komparator, so ist auch ein Scheitelwertmesser realisierbar.

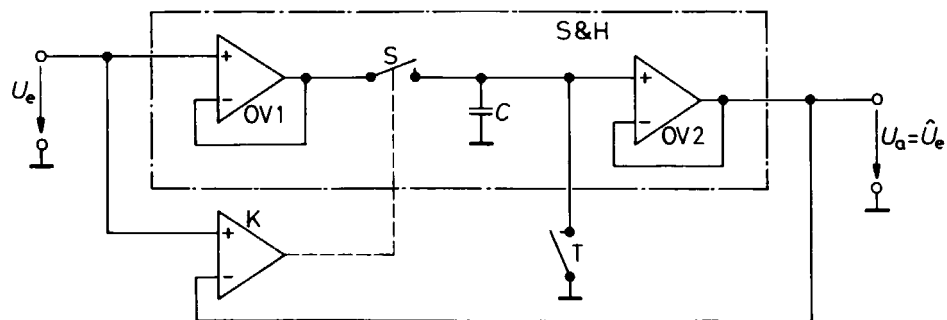


Abbildung 83: Scheitelwertmessung mit Abtast-Halte-Glied

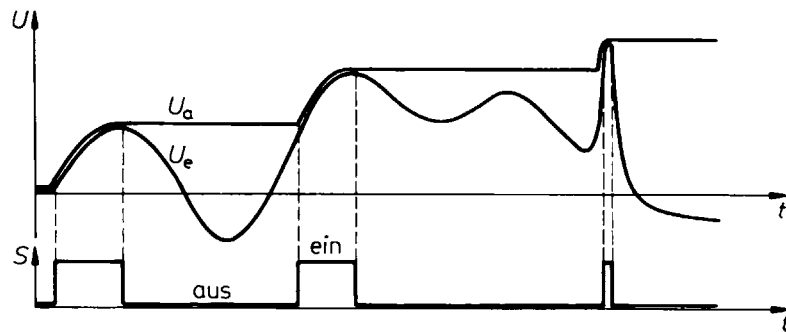


Abbildung 84: Spannungsverläufe zu Abb. 83

9.4 Spannungsversorgung

Die Funktion elektronischer Schaltung hängt in vielen Fällen von der Stabilität der Versorgungsspannung ab. Daher spielt die Spannungsversorgung eine wichtige Rolle. Auf dem Markt ist eine Reihe integrierter Spannungswandler erhältlich, die eine Fülle von Funktionen beinhalten.

9.4.1 Prinzip der Linearwandler

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen Linearwandlern und Schaltwandlern. Bei Linearwandlern fällt die überschüssige Spannung an einem Transistor ab, der in den Versorgungsstrompfad geschaltet wird. Man spricht daher auch von einem Längsregler. Die Verlustleistung im Längstransistor limitiert den Einsatzbereich der Linearwandler. Zum Schutz des Transistors wird dessen Temperatur und der Strom ständig überwacht.

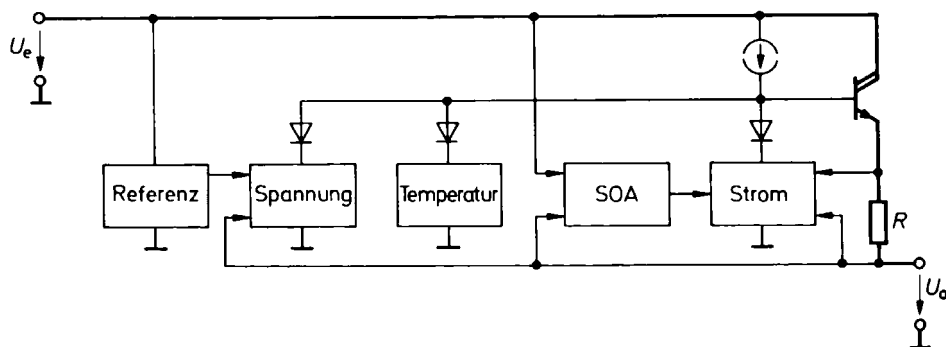
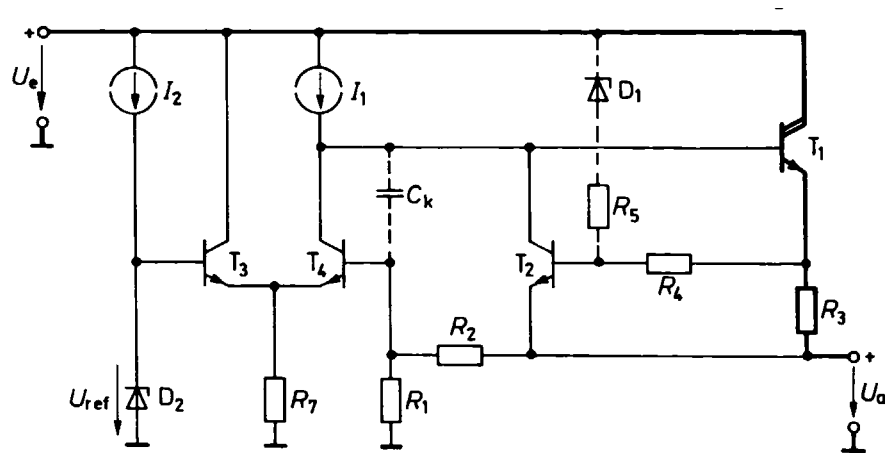


Abbildung 85: Komponenten eines linearen Spannungsreglers

9.4.2 Beispiel für Festspannungsregler

Besonders populär sind die sogenannten „Dreibein-Regler“ der Serie 78xx, die in den gängigsten Spannungswerten 5 V, 12 V, 15 V usw. erhältlich sind. Diese Regler verfügen über nur drei

Anschlüsse.



$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ref}$$

$$I_{a\max} = \frac{0,6 \text{ V}}{R_3}$$

Abbildung 86: Prinzipschaltbild eines 78xx Festspannungsreglers

Der Differenzverstärker T_3, T_4 bildet zusammen mit dem Darlington-Transistor T_1 einen einfachen Operationsverstärker. Wenn $U_a > U_{ref}$, dann wird T_4 stärker aufgesteuert und zieht einen höheren Kollektorstrom. Um diesen Anteil verringert sich der Basisstrom von T_1 , so dass T_1 hochohmiger wird. Für $U_a < U_{ref}$ erhöht sich der Basisstrom von T_1 entsprechend, so dass U_a auf U_{ref} geregelt wird. Erreicht der Spannungsabfall an R_3 die Basis-Emitter-Schwellenspannung von T_2 , so kann T_2 den Basisstrom von T_1 reduzieren. Dadurch wird eine Strombegrenzung am Ausgang erreicht. D_1, R_5 dienen zur Reduktion des Ausgangsstroms bei großer Differenz von Eingangs- zu Ausgangsspannung (Einhalten des sicheren Arbeitsbereichs SOA).

Nachteilig dieses Schaltungskonzepts ist der große minimal notwendige Spannungsabfall von Eingang zu Ausgang von mindestens ca. 2,5 V. Dadurch ist der Wirkungsgrad bei kleinen Ausgangsspannungen sehr gering.

9.4.3 Spannungsregler mit geringem Spannungsverlust

Der Trend geht zu immer niedrigeren Versorgungsspannungen bei Logikschaltungen. Aus Gründen der Effizienz sind daher möglichst niedrige Spannungsabfälle am Spannungsregler zu fordern. Erreicht wird dies mit sogenannten low dropout Reglern (LDO), die ein modifiziertes Schaltungskonzept aufweisen. Durch Verwendung eines pnp-Transistor ist der minimale Spannungsabfall gegeben durch dessen U_{CE} -Sättigungsspannung und damit entsprechend klein. In der Praxis kann ein minimaler Spannungsabfall von ca. 0,5 V erreicht werden.

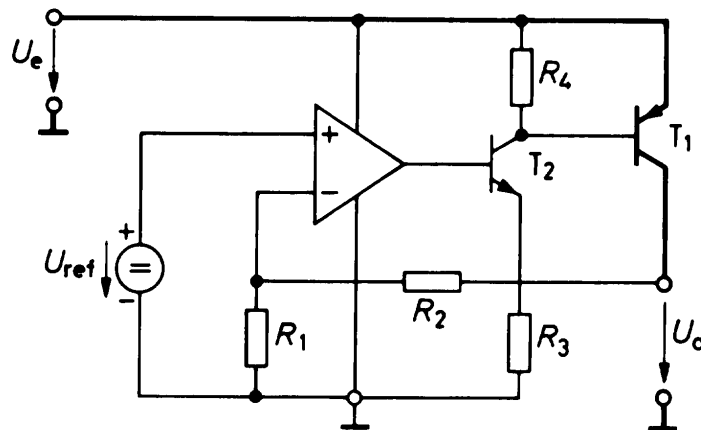


Abbildung 87: Prinzipschaltbild eines LDO-Festspannungsreglers

A Eine Auswahl empfehlenswerter Bücher

- Hering E., Bressler K., Gutekunst J.
Elektronik für Ingenieure, Springer Verlag, EUR 44,95
- Tietze U., Schenk Ch.,
Halbleiterschaltungstechnik, Springer Verlag, EUR 89,95
- Kories R., Schmidt-Walter H.
Taschenbuch der Elektrotechnik, Verlag Harri Deutsch, EUR 24,95
- Böhmer E.,
Elemente der angewandten Elektronik, Vieweg (1998), EUR 31,00
- Lindner H., Brauer H., Lehmann C.,
Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik,
Fachbuchverlag Leipzig, EUR 18,00
- Horowitz P., Hill W.,
The Art of Electronics, Cambridge University Press
- Heinemann R.,
PSpice Elektroniksimulation, Hanser Verlag, EUR 29,90

B Bezeichnungsschema für Halbleiterbauelemente

	Europa
	Erster Buchstabe kennzeichnet Halbleitermaterial
A	Germanium
B	Silizium
C	III-V Halbleiter (z. B. GaAs) mit Bandabstand $E_g > 1,3 \text{ eV}$
D	Halbleiter mit Bandabstand $E_g < 0,6 \text{ eV}$ (z. B. InSb)
R	Halbleiter-Material für Photoleiter und Hallgeneratoren
	Zweiter Buchstabe kennzeichnet Funktion des Bauteils
A	Diode allgemein (mit Ausnahme der Spezialdioden, s. u.)
B	Diode mit veränderlicher Sperrschichtkapazität
C	Transistor für NF-Bereich ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)
D	Leistungs transistor für NF-Bereich ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)
E	Tunneldiode (spezielle HF-Anwendungen)
F	Transistor für HF-Bereich ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)
H	Hall-Feldsonde
K	Hallgenerator im magnetisch offenen Kreis
L	Leistungs transistor für HF-Bereich ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)
M	Hallgenerator im magnetisch geschlossenen Kreis
P	Strahlungsempfindliches Bauelementt (z. B. Photodiode)
Q	Strahlungserzeugendes Bauelement (z. B. Lumineszenzdiode)
R	Thyristor ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)
S	Transistor für Schaltanwendungen ($R_{thJG} > 15 \text{ K/W}$)
T	Leistungs thyristor ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)
U	Leistungs transistor für Schaltanwendungen ($R_{thJG} < 15 \text{ K/W}$)
X	Vervielfacher-Diode (spezielle HF-Anwendungen)
Y	Leistungsdiode
Z	Z-Diode
	Eventueller dritter Buchstabe kennzeichnet Industrietyp

Beispiele: BC 237, BD 239, BF 199, BPX 65, AA 109, BSX 53, BT 139

	USA
1N	Diode (z. B. 1N 4148)
2N	Transistor (z. B. 2N 2222)
	Japan
2SA / 2SB	pnp-Transistor
2SC / 2SD	npn-Transistor