

Analoge Schaltungen 1

Prof. Dr.-Ing. W. Heinecke

19. September 2003

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	3
1.1	Leitungsmechanismen bei Halbleitern	4
1.2	Der PN-Übergang	5
1.3	Spannung am PN-Übergang	6
1.4	Dioden und Diodenschaltungen	8
1.5	Diode als Schalter	17
1.6	Diode als Begrenzer	17
1.7	Dioden zur Spannungsstabilisierung	19
1.8	Besondere Diodenschaltungen	21
2	Transistoren	22
2.1	Wirkungsweise von Bipolartransistoren	22
2.2	Wirkungsweise von FET	26
2.3	Übersicht über die verschiedenen FET-Typen	28
3	Wechselaussteuerung im Kennlinienfeld	29
3.1	Gleichstromarbeitspunkt und Aussteuerungsgrenzen	29
3.2	Überlagerung der Wechselaussteuerung	34
4	Berechnung von Transistorschaltungen	41
4.1	Arbeitspunkteinstellung	42
4.2	Verstärkergrundsaltungen bei Kleinsignalbetrieb	45
4.3	Grundsaltungen mit mehreren Transistoren	56

5	Lineare Großsignalverstärker	62
5.1	A-Verstärker	62
5.2	B-Verstärker	65
5.3	AB-Verstärker	66
5.4	C- und D-Verstärker	66
5.5	Aufbau einer Ausgangsstufe	66
5.6	Kühlung von Halbleitern	66

1 Einleitung

Wozu Analogtechnik?

- Physikalische Größen sind analog oder quasi analog.
- Die Darstellung (optisch, akustisch) physikalischer Größen ist analog.

Wozu werden Einzelhalbleiter benötigt?

- Bei Sonderanwendungen wie hohen Leistungen, hohen Frequenzen
- In integrierten Schaltungen (analog und digital)

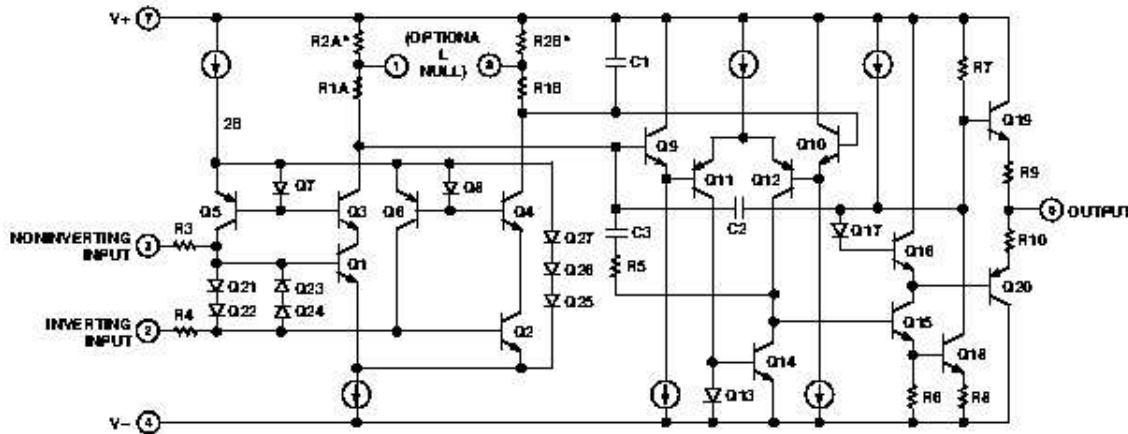


Abbildung 1: Intern eines Operationsverstärkers (hier: OP177)

1.1 Leitungsmechanismen bei Halbleitern

Gemäß des Bohr'schen Atommodells sind Atome durch die Anzahl an positiven Kernladungen (positiv geladene Protonen) sowie durch die auf den Hüllen befindlichen (negativ geladenen) Elektronen eindeutig gekennzeichnet.

Die sog. *Ordnungszahl* Z stellt die Anzahl der Protonen im Kern dar und legt so das chemische Element fest. Die *Massenzahl* A ist die Summe aus Protonen und (ungeladenen) Neutronen. Ist die Anzahl der Elektronen auf den Hüllen ungleich der Ordnungszahl, ist das Element ein positiv oder negativ geladenes Ion (Kation bzw. Anion).

Feste Stoffe liegen im allgemeinen als **Kristallgefüge** vor. Art und Aufbau sind hierbei stoffabhängig.

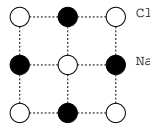


Abbildung 2: Salzkristall

Unterscheidung im Kristallaufbau

1. Alle Elektronen werden für die gegenseitige Bindung benötigt und es liegen keine freien Elektronen vor – solche Stoffe sind **Nichtleiter** oder **Isolatoren**.
2. Nicht alle Elektronen sind im Kristallgitter gebunden. Die sog. “freien” Elektronen können zum Ladungstransport genutzt werden. Solche Stoffe sind **elektrische Leiter**.
3. Die sog. **Halbleiter** verhalten sich bei niedrigen Temperaturen ähnlich den Isolatoren. Bei Erwärmung wird die zugeführte Energie als Schwingung der Gitteratome angenommen. Lösen sich dabei Elektronen aus Ihren Plätzen und dienen dem Ladungstransport, kann ein Strom fließen. Bei der reinen Eigenleitung des Halbleiters befinden sich immer die gleiche Anzahl positiver und negativer Ladungen im Werkstoff.

Störstellenleitung

Wird das Kristallgefüge durch Einbringen von einigen Fremdatomen verändert (*dotieren, dopen*), so stehen je nach Art der Dotierung zusätzliche Ladungsträger in Form von freien Elektronen oder sog. Löchern bereit. Ein Beispiel hierfür ist das Dotieren von Germanium (4-wertiges Element, d.h. 4 Außen- oder Valenzelektronen) mit Indium (3-wertiges Element, d.h. 3 Valenzelektronen). Das Indiumatom wirkt im Kristallgitter wie ein ionisiertes Germaniumatom. Durch das fehlende Elektron entsteht das “Loch” (auch: *Defekt*). Ladungen können sich nun bewegen, indem ein benachbartes Elektron in die freie Stelle im Gitter springt – das Loch “wandert”.

Dotieren mit z.B. 5-wertigen Atomen (z.B. Arsen) bringt zusätzliche Elektronen in das Kristallgitter, welche ebenfalls einen Ladungstransport bewirken können. Die Leitfähigkeit des Halbleitermaterials wird durch Dotieren um mehrere Zehnerpotenzen erhöht.

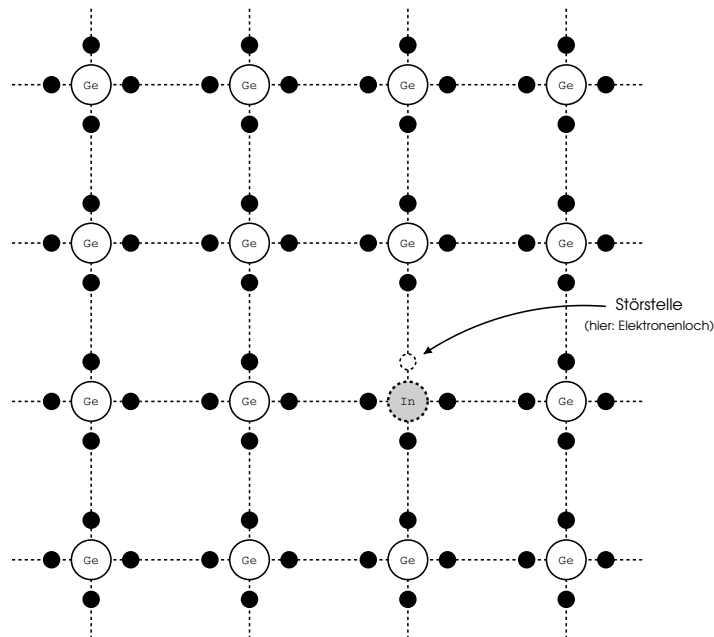


Abbildung 3: mit Indium dotierter Germaniumkristall

1.2 Der PN-Übergang

Bringt man positiv dotiertes Halbleitermaterial mit negativ dotiertem Halbleitermaterial zusammen, so entsteht ein PN-Übergang. An der Übergangsstelle diffundieren überschüssige positive Ladungsträger in den negativ dotierten Teil und negativ geladene Ladungsträger in den positiv dotierten Teil. Es entsteht eine annähernd neutral geladene Zone. Für die Raumladung gilt:

$$\oint D dA = Q$$

$$D = \varepsilon \cdot E = \int \delta dx$$

Die Diffusionsspannung beträgt bei Germanium ca. $300mV$, bei Silizium ca. $700mV$.

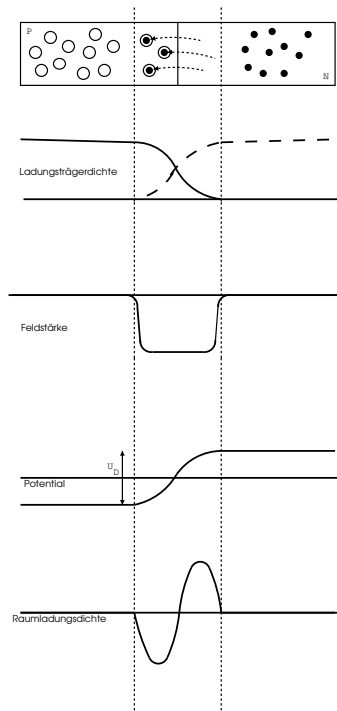


Abbildung 4: PN-Übergang (stark vereinfacht)

1.3 Spannung am PN-Übergang

1.3.1 Spannung im Sperrichtung

Legt man gemäß Bild 5 eine Spannung an einen PN-Übergang, so findet im positiv dotierten Teil eine Rekombination von Elektronen und Löchern statt während die freien Elektronen aus dem negativ dotierten Teil abfließen. Die Grenzschicht erweitert sich.

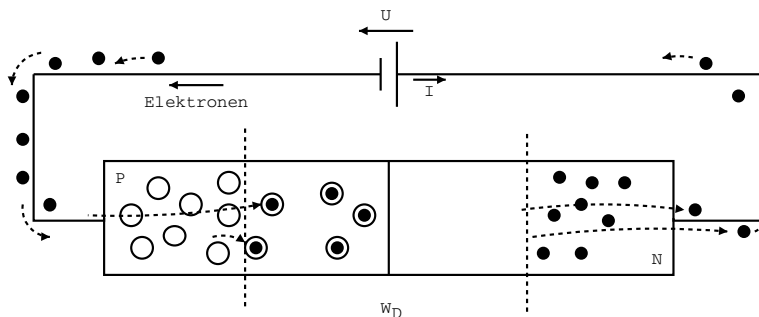


Abbildung 5: PN-Übergang in Sperrichtung

Für die Sperrschichtweite gilt:

$$w_s \sim \sqrt{U_D - U_B} \quad (1)$$

1.3.2 Spannung in Durchlaßrichtung

In diesem Fall werden dem negativ dotierten Gebiet weitere Elektronen zugeführt, welche den Sperrbereich durchdringen können und somit einen Ladungstransport durch den Kristall ermöglichen.

Für die Sperrschichtweite gilt:

$$W_S \sim \sqrt{\frac{C_D}{I_D}} \quad (2)$$

Die Sperrschicht verhält sich hierbei wie ein Plattenkondensator mit von U_B "abhängigem Plattenabstand".

1.4 Dioden und Diodenschaltungen

1.4.1 Diodenkennlinien

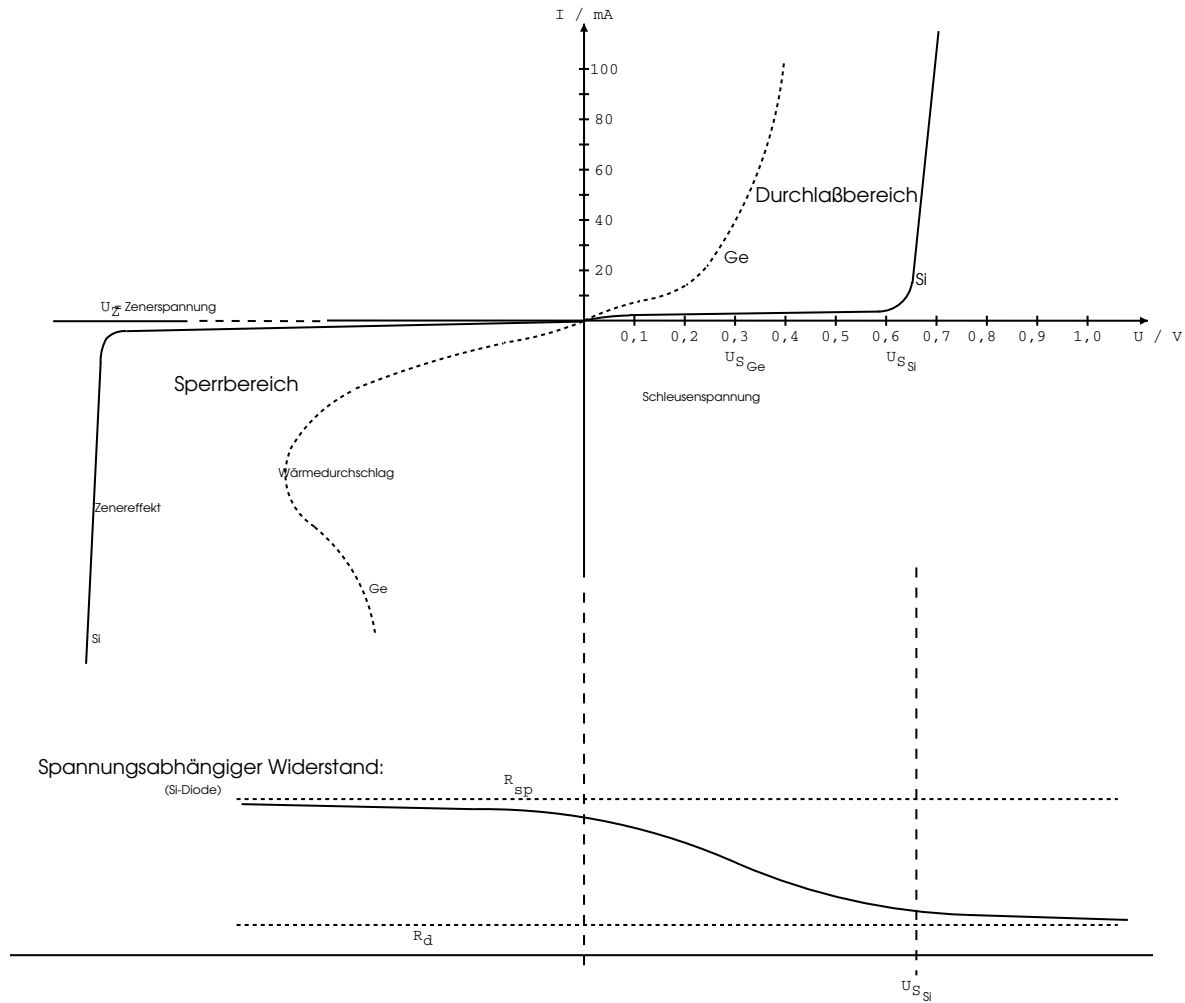


Abbildung 6: Diodenkennlinien

Der (differentielle) Widerstand im Durchlaßbereich ist stark temperaturabhängig mit einem Temperaturkoeffizienten von $T_K \approx -2mV/K$.

Einsatz von Dioden:

- Gleichrichtung von Wechselspannungen
- kontaktloser Schalter, Digitalschalter
- Begrenzung von Signalamplituden
- Stabilisierung von Spannungen (und Strömen)

1.4.2 Diode als Gleichrichter

Einweggleichrichter

Im Bild 7 ist eine einfache Schaltung zur Einweggleichrichtung aufgezeigt. Die sich ergebende Kennlinie der Reihenschaltung aus Diode und Widerstand kann durch graphische Addition der Kennlinien konstruiert werden. Hierbei werden ausgehend von einem identischen Strom durch beide Bauteile (Reihenschaltung) die entsprechenden Spannungen addiert. Der Strom durch die Schaltung entspricht einem pulsierenden Gleichstrom mit sehr kleinem Anteil in Sperrichtung (vgl. Darstellung der Diodenkennlinien in Bild 6). Der **arithmetische Mittelwert** dieser Gleichrichterschaltung beträgt bei sinusförmigem Eingangssignal:

$$\overline{u_v(t)} = R_v \cdot \overline{i(t)} \approx 0,318\hat{u} \quad (3)$$

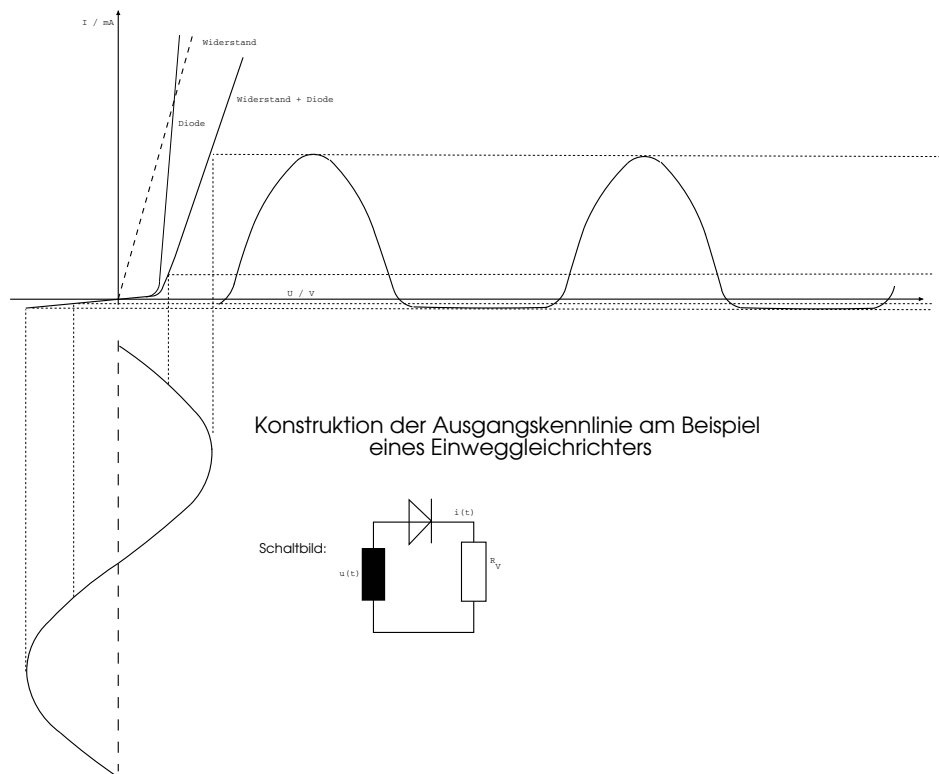


Abbildung 7: Einweggleichrichter

Gleichrichter mit Ladekondensator

Die Welligkeit des Ausgangssignals (s. Bild 9) kann durch Einsatz einer Kapazität parallel zur Last verringert werden (s. Bild 8). Die verbleibende Brummspannung U_{Br} ist abhängig von der Größe des Lastwiderstands und der Kapazität des Kondensators. Ein Strom fließt nur durch die Diode, wenn die Summe aus Momentanwert der Eingangsspannung und Durchlaßspannung der Diode größer als die augenblickliche Spannung am Kondensator ist.

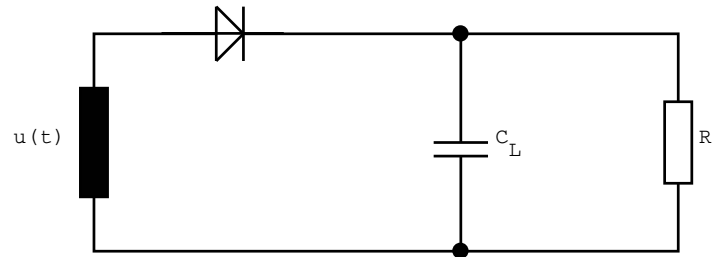


Abbildung 8: Einweggleichrichter mit Ladekondensator

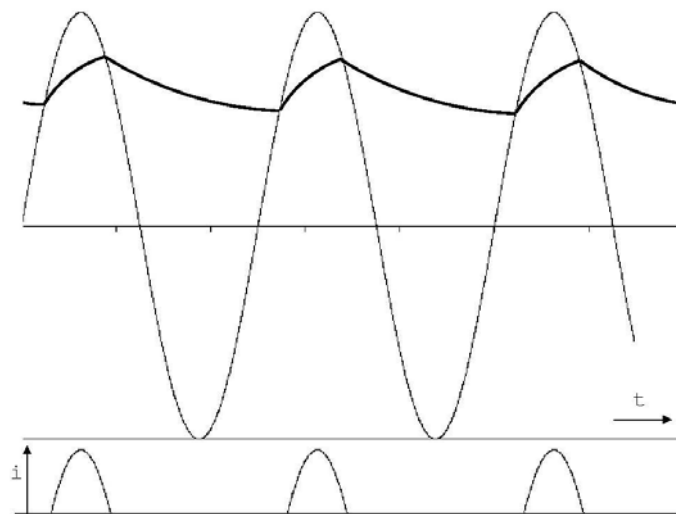


Abbildung 9: Ausgangsspannung des Einweggleichrichters mit Ladekondensator

Diodenersatzschaltbild mit idealisierten Bauelementen für Berechnungen

Abbildung 10 zeigt die Kennlinien einer realen und einer idealen Diode. Ersatzschaltbilder (ESB) für reale Bauelemente werden mit idealen Bauelementen gebildet. Um die reale Diodenkennlinie mit idealen Bauelementen zu beschreiben, muß daher zusätzlich zur idealen Diode noch eine Gleichspannungsquelle U_S (zur Beschreibung der realen Schwellspannung) und der (endliche) Durchlaßwiderstand R_d zugefügt werden. Wenn man die Kennlinie auch im Sperrbereich beschreiben will, muß noch der Sperrwiderstand (gestrichelt) hinzugefügt werden. In der Literatur wird häufig mit Näherungsgleichungen gerechnet.

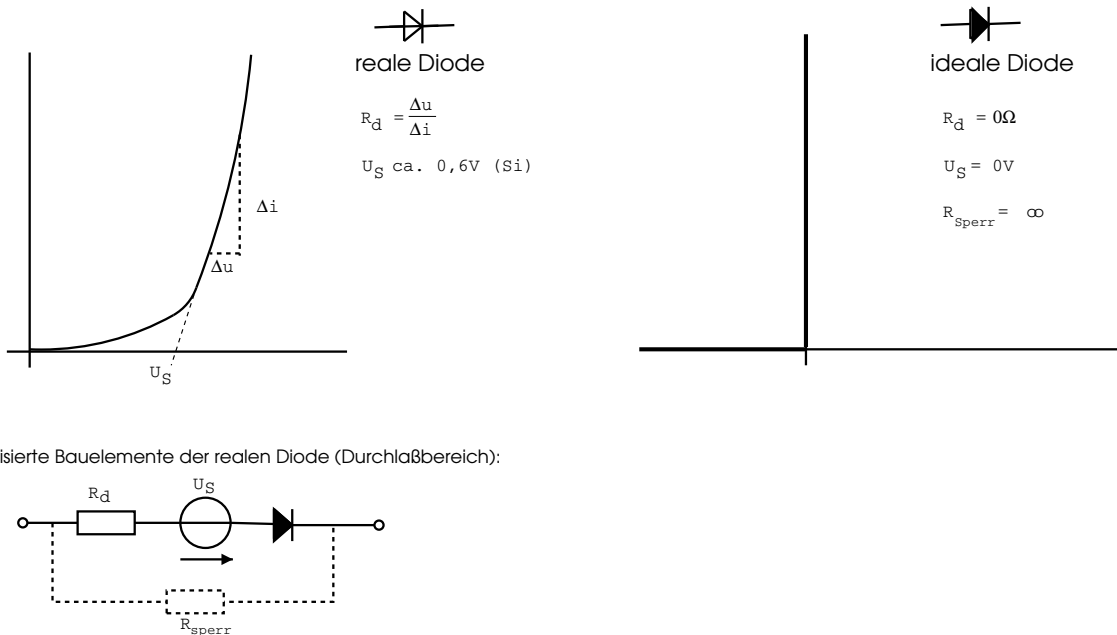


Abbildung 10: Reale und ideale Diode

Nachteile dieser Schaltung:

- Schon bei geringer Belastung sinkt die Ausgangsspannung ab.
- Hohe Welligkeit der Verbraucherspannung

Näherungsgleichungen (Tietze/Schenk)

Leerlauf-Ausgangsspannung: $U_{V0} = \hat{u} - U_S = 2\hat{U} - U_S$

Last-Ausgangsspannung: $U_V = U_{V0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_{\text{Trafo}}}{R_V}} \right)$

Maximale Sperrspannung der Dioden: $U_{\text{SperrMax}} = 2 \cdot \hat{u}_{\text{Leerlauf}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{Leerlauf}}$

Mittelpunktschaltung

Bei Vorhandensein eines Transformators mit Mittelabgriff können unter Zuhilfenahme von zwei Dioden beide Halbwellen des Eingangssignals ausgenutzt werden (s. Bild 11). Der arithmetische Mittelwert dieses Ausgangssignals beträgt:

$$\overline{u(t)} = R_V \cdot \overline{i(t)} \approx 0,637 \cdot \hat{u}_{AB} \text{ bzw. } 0,637 \cdot \hat{u}_{CB}$$

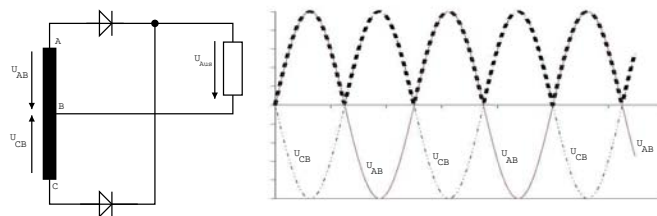


Abbildung 11: Mittelpunktschaltung

Auch diese Schaltung kann durch Einfügen eines Kondensators hinsichtlich der Welligkeit des Ausgangssignals verbessert werden (s. Bild. 12).

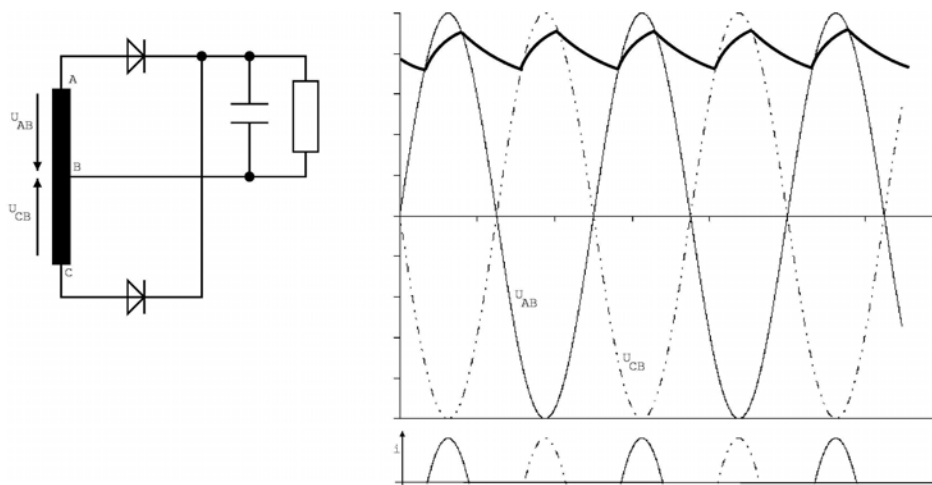


Abbildung 12: Mittelpunktschaltung mit Ladekondensator

Näherungsgleichungen (Tietze/Schenk)

Leerlauf-Ausgangsspannung: $U_{V0} = \hat{u}_{AB} - U_S = \sqrt{2}U_{\text{Leerlauf}AB} = \hat{u}_{BC} - U_S = \sqrt{2}U_{\text{Leerlauf}BC}$

Last-Ausgangsspannung: $U_V = U_{V0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_{\text{Trafo}}}{2 \cdot R_V}} \right)$

Maximale Sperrspannung der Dioden: $U_{\text{SperrMax}} = 2 \cdot \hat{u}_{\text{Leerlauf}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\text{Leerlauf}}$

Brückenschaltung (Graetzschaltung)

Liegt eine Schaltung ohne Mittelabgriff am Transformator vor, so kann man mit vier Dioden eine Gleichrichtung unter Verwendung beider Halbwellen des Eingangssignals vornehmen. Auch bei dieser Schaltung wird die Welligkeit des Ausgangssignals durch Einsatz einer Kapazität verringert.

Liegt eine positive Halbwelle an, so leiten die Dioden 1 und 1', liegt eine negative Halbwelle an so leiten die Dioden 2 und 2'. Das Ausgangssignal entspricht somit dem der Mittelpunktschaltung. Die maximale Sperrspannung der Dioden beträgt

$$U_{\text{SperrMax}} = \sqrt{2}U_{\text{Leerlauf}}$$

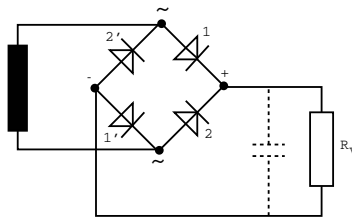


Abbildung 13: Brückengleichrichter

Gemischte Brücken-Mittelpunktschaltung für erdsymmetrische Spannungen

Werden symmetrische Spannungen (z.B. +/- 15V für Operationsverstärker) benötigt, dann kann diese Schaltung verwendet werden.

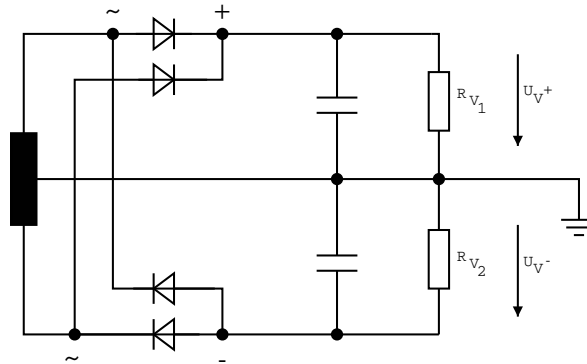


Abbildung 14: Brücken-Mittelpunktschaltung

1.4.3 Beispiele für Drehstromschaltungen

Dreieck-Stern-Schaltung

Diese Schaltung weist eine geringere Welligkeit als die Einphasenschaltung auf.

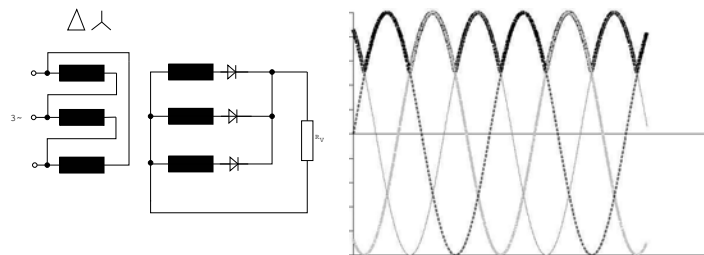


Abbildung 15: Dreieck-Stern-Gleichrichter

Stern-Stern-Schaltung

Verdoppelt man die Anzahl der Dioden und schaltet diese so, daß von jeder Phase beide Halbwellen gleichgerichtet werden, dann verringert sich die Welligkeit erneut. Solche Schaltungen finden z.B. in Kfz-Drehstromlichtmaschinen Verwendung.

1.4.4 Demodulator in der Nachrichtentechnik

Mit Hilfe einer Diode kann die Hüllkurve eines modulierten Signals zurückgewonnen werden. Zur Abstimmung auf das Antennensignal wird eine LC-Kombination mit variabler Kapazität verwendet. Hierbei ist der Einsatz eines variablen Reihen- oder Parallelschwingkreises möglich.

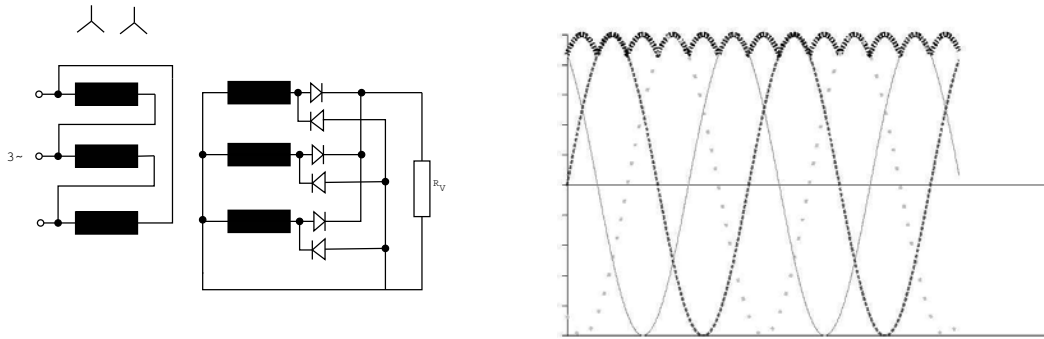


Abbildung 16: Stern-Stern-Gleichrichter

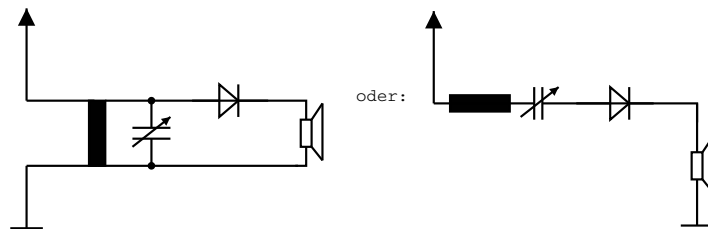


Abbildung 17: Demodulator

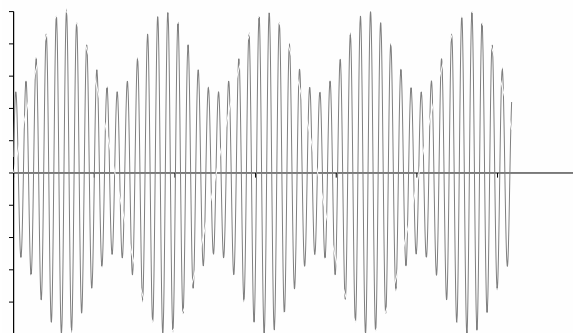


Abbildung 18: Moduliertes Signal

1.4.5 Diodennetze zur Spannungsvervielfachung

Delon-Schaltung

Mit Hilfe dieser Schaltung kann am Ausgang eine ca. zweimal so große Spannung wie am Eingang abgegriffen werden ($U_{Aus} \approx 2\hat{u}_{Ein}$). Die negative Halbwelle lädt den Kondensator vorzeichenrichtig auf.

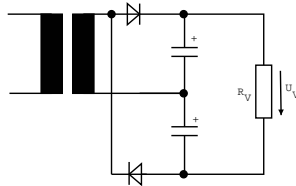


Abbildung 19: Delon-Schaltung zur Spannungsverdopplung

Villard-Schaltung

Eine weitere Schaltung zur Spannungsverdopplung ist die Villard-Schaltung. In Masche m wird bei der negativen Halbwelle der Kondensator C_1 auf ungefähr \hat{u} aufgeladen. Bei positiver Halbwelle addiert sich diese Spannung zur Eingangsspannung.

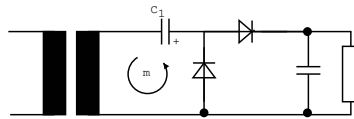


Abbildung 20: Villard-Schaltung zur Spannungsverdopplung

Greinachschtaltung

Durch Hintereinanderschalten von Villardschaltungen lässt eine Spannungsvervielfachung erzielen. Nachteil dieser Schaltung ist die Beschränkung der Anwendung auf kleine Ausgangsleistungen (hoher Innenwiderstand der Schaltung).

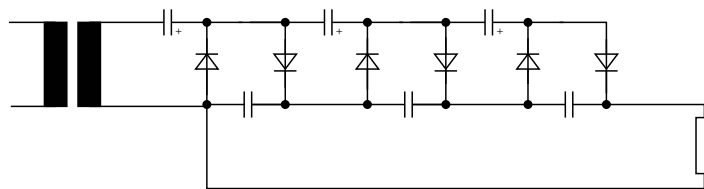


Abbildung 21: Greinach-Schaltung zur Spannungsvervielfachung

1.5 Diode als Schalter

- kontaktloser Schalter mit Diodennetzwerken, Schaltnetzteilen
- Verknüpfung und Übertragung binärer Signale

Beispiel: Torschaltung zur Mehrfachausnutzung einer Signalleitung

Schalterstellung 1: Relais A erhält über D_1 Strom und schaltet. Diode D_2 ist gesperrt.

Schalterstellung 2: Relais B erhält über D_2 Strom und schaltet. Diode D_1 ist gesperrt.

Schalterstellung 3: Aus

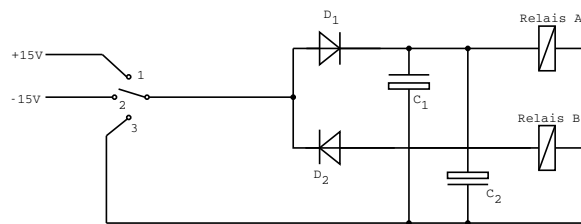
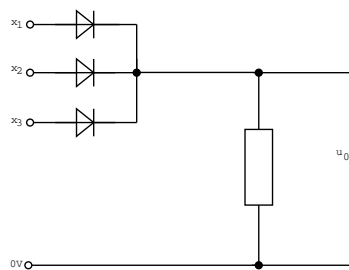


Abbildung 22: Torschaltung mit Dioden

Übung: An die Eingänge x_i ($i = 1, 2, 3$) soll entweder 12V (*high*) oder 0V (*low*) angeschlossen werden. Wieviele Schaltzustände sind möglich? Wie verhält sich die Ausgangsspannung bei diesen Schaltzuständen?



1.6 Diode als Begrenzer

Betrachtet man die Diodenkennlinie im Durchlaßbereich, so bemerkt man, daß der differentielle Durchlaßwiderstand oberhalb der Schwellspannung U_S sehr niederohmig ist. Somit bleibt bei steigender Eingangsspannung die Diodenspannung ungefähr gleich der Schwellspannung. Um Amplitudenwirksame Störsignale bei frequenzmodulierten Signalen auszufiltern kann daher eine Schaltung aus zwei antiparallelen Dioden verwendet werden.

Solche Schaltungen können auch als Überlastschutz (z.B. bei Meßgeräten) verwendet werden. Durch Reihenschaltungen von Dioden sind variable Begrenzungsspannungen möglich.

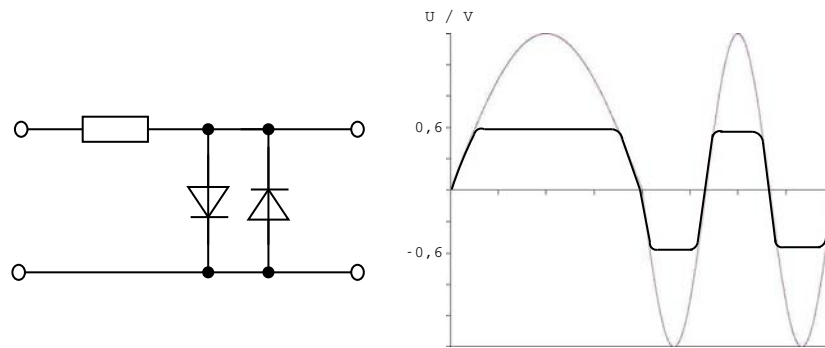


Abbildung 23: Diode als Begrenzer

Auch Z-Dioden können zur Begrenzung eingesetzt werden. Bei der gezeigten Schaltung ist die maximal erreichbare Spannung die Z-Spannung U_Z (Spannung U_S in Durchlaßrichtung vernachlässigbar wenn $U_Z \gg U_S$) (Abb. 24).

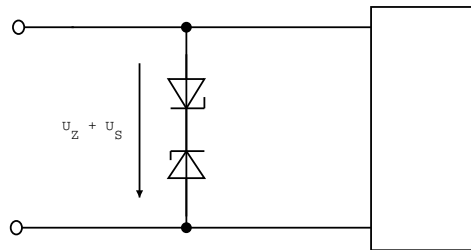


Abbildung 24: Z-Dioden als Begrenzer

Neben der Begrenzung können Z-Dioden auch zur Unterdrückung des Meßbereichsanfangs verwendet werden, wenn sie gegenseitig in Reihe geschaltet werden.

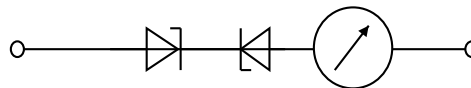


Abbildung 25: Z-Dioden zur Unterdrückung des Meßbereichsanfangs

1.7 Dioden zur Spannungsstabilisierung

Schaltet man eine Diode und einen (strombegrenzenden) Widerstand in Reihe, so ist für einen bestimmten Spannungsbereich die Spannung über der Diode annähernd konstant.

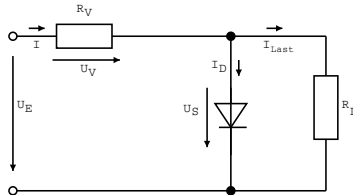


Abbildung 26: Stabilisierung mit Diode

Die Größe der Ausgangsspannung kann durch Einsatz von mehreren in Reihe geschalteten Dioden verändert werden. Für Spannungen unterhalb von ca. 6V werden Kombinationen aus Dioden eingesetzt. Für Spannungen über ca. 6V kommen Z-Dioden (respektive Kombinationen aus mehreren Z-Dioden oder Kombinationen aus Z-Dioden und in Durchlaßrichtung betriebenen Dioden) zum Einsatz

Es gilt:

$$\begin{aligned} U_E &= U_V + U_S \\ I &= I_D + I_{Last} \\ U_{E_{max}} &= U_{V_{max}} + U_S \\ U_{E_{min}} &= U_{V_{min}} + U_S \end{aligned}$$

Meist werden jedoch Z-Dioden zur Spannungsstabilisierung eingesetzt.

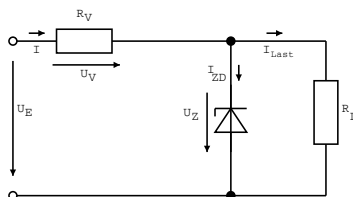


Abbildung 27: Stabilisierung mit Z-Diode

Es gilt:

$$\begin{aligned} U_E &= U_V + U_Z \\ I &= I_{ZD} + I_{Last} \\ I_{max} &= I_{Last} + I_{Z_{max}} \\ U_{E_{min}} &= U_{V_{mid}} + U_Z \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U_{E_{max}} &= U_{V_{max}} + U_Z \\R_V &= \frac{U_{V_{max}}}{I_{max}}\end{aligned}$$

1.8 Besondere Diodenschaltungen

1.8.1 Thyristor

Ein Thyristor besteht aus einer PNPN-Anordnung. Wenn der Steuerstrom i_S den Grenzwert i_{S0} überschreitet, öffnet der Thyristor (mit einem weiteren Gate ist auch ein Sperren möglich). Bei Unterschreiten der Haltespannung geht der Thyristor in den sperrenden Zustand zurück (wird gelöscht).

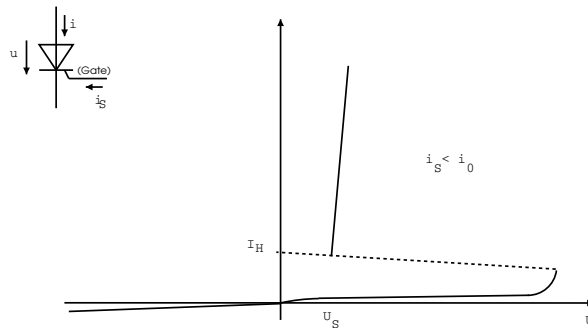
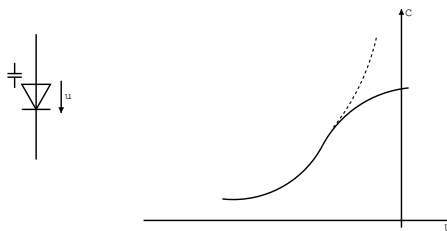


Abbildung 28: Thyristor

1.8.2 Kapazitätsdiode

Bei diesem Bauteil ist die Kapazität der Sperrschicht spannungsabhängig. Eine Kapazitätsdiode kann somit z.B. zum Abstimmen eines Resonanzkreises verwendet werden.



Schaltbeispiel:

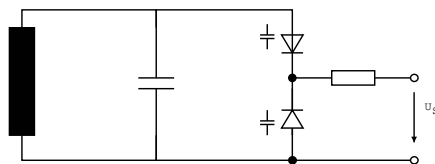


Abbildung 29: Kapazitätsdiode

2 Transistoren

2.1 Wirkungsweise von Bipolartransistoren

Beim bipolaren Transistor befinden sich 2 pn-Übergänge in Reihe hintereinander, so daß entweder eine pnp- oder eine npn-Kombination entsteht. Die Anschlüsse werden als *Emitter (E)*, *Kollektor (C)* und *Basis (B)* bezeichnet. Die Basiszone ist verhältnismäßig schwach dotiert und vom Ausmaß her bedeutend kleiner als Kollektor- und Emitterzone.

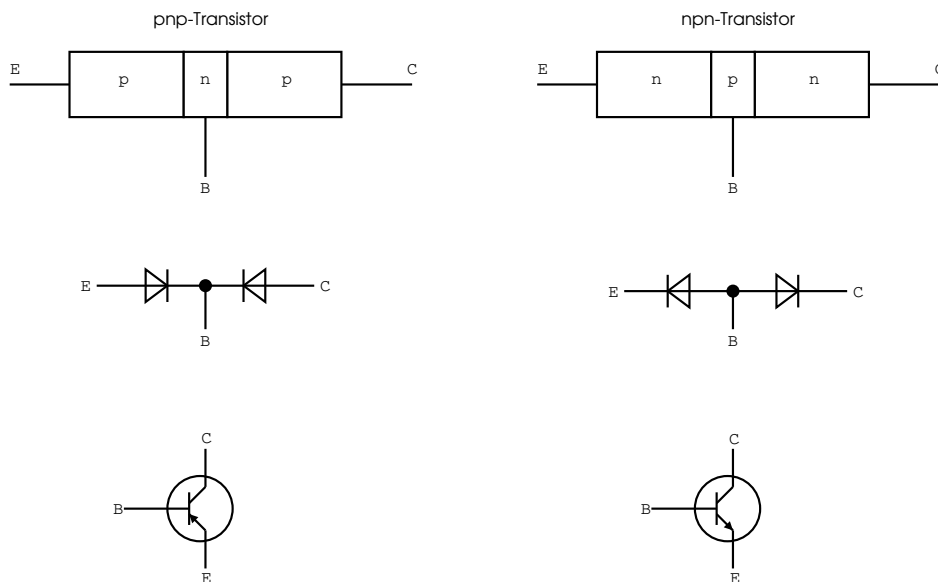


Abbildung 30: pnp- und npn-Transistor

Im Normalbetrieb wird die Basis-Emitter-Diode in Durchlaßrichtung und die Kollektor-Basis-Strecke in Sperrichtung betrieben. Aus dem Emitter bewegen sich je nach Bauart positive Ladungsträger (pnp) oder negative Ladungsträger (npn). Die Anzahl der Ladungsträger ist über die Basis-Emitterzone steuerbar (Basis-Emitter-Spannung bzw. Basisstrom). Es gilt: $I_B \ll I_C, I_E$.

2.1.1 Kennlinien der Basisschaltung

Basisschaltung: Die Basis ist mit Ein- und Ausgang verbunden.

Physikalisches Ersatzschaltbild:

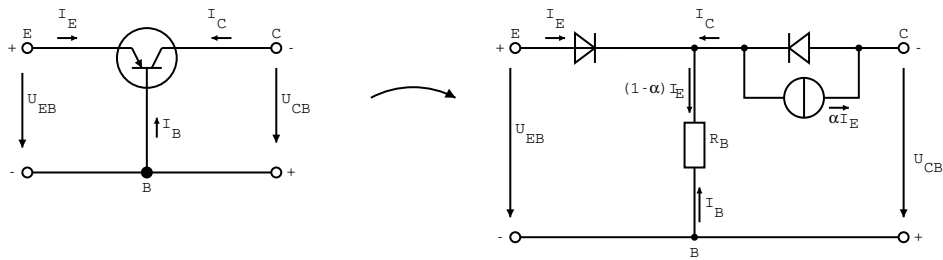


Abbildung 31: Basisschaltung

Es gilt im Eingangskreis:

$$U_{EB} = I_E \cdot R_E + [I_{C0} + (1 - \alpha) \cdot I_E] \cdot R_B$$

Da der Strom $I_{C0} \ll (1 - \alpha) \cdot I_E \ll I_E$ (mit $\alpha \approx 0,95 \dots 0,99$) vereinfacht sich diese Gleichung zu

$$U_{EB} \approx I_E \cdot R_E$$

Die Durchlaßkennlinie der Emitterdiode wird durch $I_E = f(U_{EB})$ beschrieben.

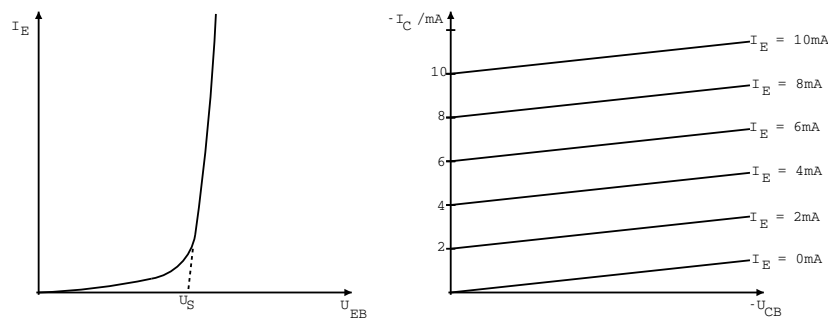


Abbildung 32: Durchlaßkennlinie der Emitterdiode

Im Ausgangskreis gilt: $-I_C = \alpha \cdot I_E - I_{C0}$. Unter der Voraussetzung, daß $R_B \ll R_E$ und somit $U_{RC} \ll U_{CB}$ ergibt sich:

$$-I_C \approx \alpha \cdot I_E - \frac{U_{CB}}{R_C}$$

Die Stromverstärkung der Basisschaltung ist ≤ 1 .

2.1.2 Kennlinien der Emitterschaltung

Physikalisches Ersatzschaltbild:

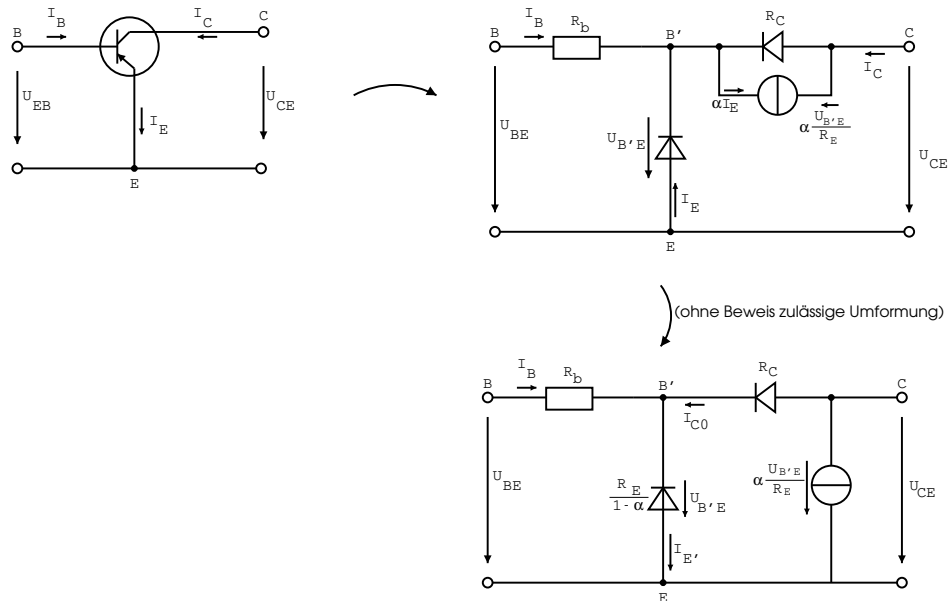


Abbildung 33: Emitterschaltung

Es gilt:

$$I_E = \frac{U_{B'E}}{R_E} - \alpha \frac{U_{B'E}}{R_E} = \frac{U_{B'E}}{R_E} (1 - \alpha)$$

$$R_{E'} = \frac{U_{B'E}}{I_{E'}} = \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

Anmerkung: $R_{E'}$ ist der um den Faktor $\frac{1}{1-\alpha}$ vergrößerte Diodenwiderstand.

Im Eingangskreis:

$$U_{BE} = I_B \cdot R_A + I_B \frac{1}{1 - \alpha} + \frac{U_{CE}}{R_C} \cdot \frac{R_E}{1 - \alpha}$$

Mit $R_C \gg \frac{R_E}{1-\alpha} \rightarrow U_{CE} \gg U_{B'E}$.

Im Ausgangskreis:

mit: $U_{B'E} = \frac{R_E}{1-\alpha} \left(I_B + \frac{U_{CE}}{R_C} \right)$ wird;

$$I_C = \alpha \frac{U_{B'E}}{R_E} + \frac{U_{CE}}{R_C} = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{U_{CE}}{R_C} \left(1 + \frac{\alpha}{1-\alpha} \right) = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{U_{CE}}{R_C (1-\alpha)}$$

Wenn die Kollektordiode sperrt, ergibt sich ein konstanter Verlauf. Die Kennliniensteigung und der Reststrom sind um $\frac{1}{1-\alpha}$ größer als bei der Basisschaltung. Die Gleichstromverstärkung B ist $B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$; mit $\alpha \approx 0,95 \dots 0,99$ wird $B = 20 \dots 100$.

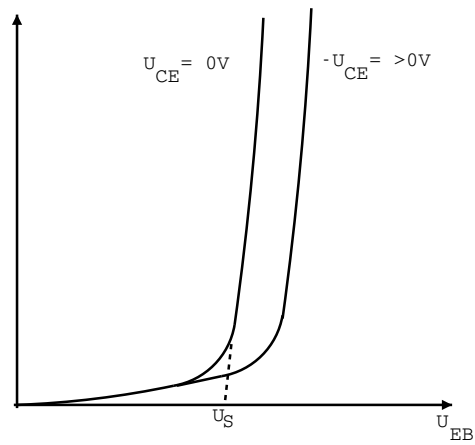


Abbildung 34: Beeinflussung der Basis-Emitterspannung durch die Kollektor-Emitterspannung

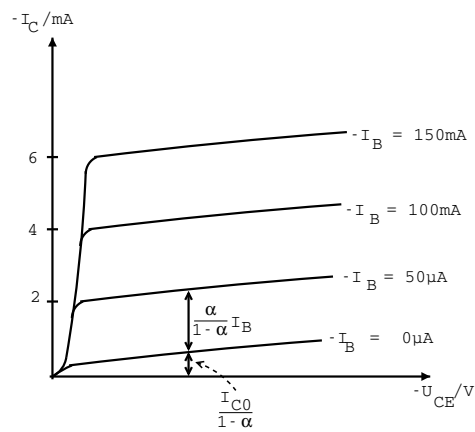


Abbildung 35: Ausgangskennlinienfeld

2.2 Wirkungsweise von FET

Feldeffekttransistoren sind unipolare Transistoren. Im Gegensatz zu bipolaren Transistoren sind ausschließlich Majoritätsladungsträger am Stromfluß beteiligt. Beim FET existiert ein halbleitender Stromkanal (n- oder p-Typ). Durch Anlegen einer Spannung wird ein elektrisches Feld erzeugt, das den Stromkanal erweitert oder verengt und somit den Widerstand des Kanals beeinflusst. FETs werden unterteilt in:

Sperrschicht-FETs: Die Steuerelektrode ist durch einen (gesperrten) pn-Übergang vom Stromkanal getrennt.

Isolierschicht-FETs: Die (hier metallische) Steuerelektrode ist durch eine Isolierschicht (z.B. SiO_2) vom Stromkanal getrennt. (MOSFET: Metall-Oxyd-Semiconductor).

Beispiel (n-Kanal-FET, selbstleitend):

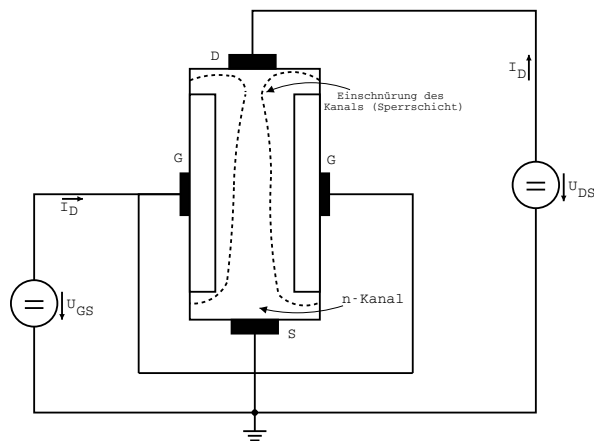


Abbildung 36: n-Kanal FET

Die Anschlüsse werden als *Drain* (*D*, Abfluß, Senke), *Source* (*S*, Quelle) und *Gate* (*G*, Gitter, Tor) bezeichnet. Bei selbstleitenden FETs fließt nach Anlegen einer Spannung U_{DS} ein Strom. Die Spannung U_{GS} , die den Kanal soweit verengt, daß der Stromfluß null wird, heißt *Abschnürspannung* (U_P – *pinch off voltage*).

Steuerkennlinie:

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

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

mit: $I_{DS} = I_D$ ($U_{GS} = 0V$) – Sättigung

und: $U_P = U_{GS}$ ($I_D = 0A$)

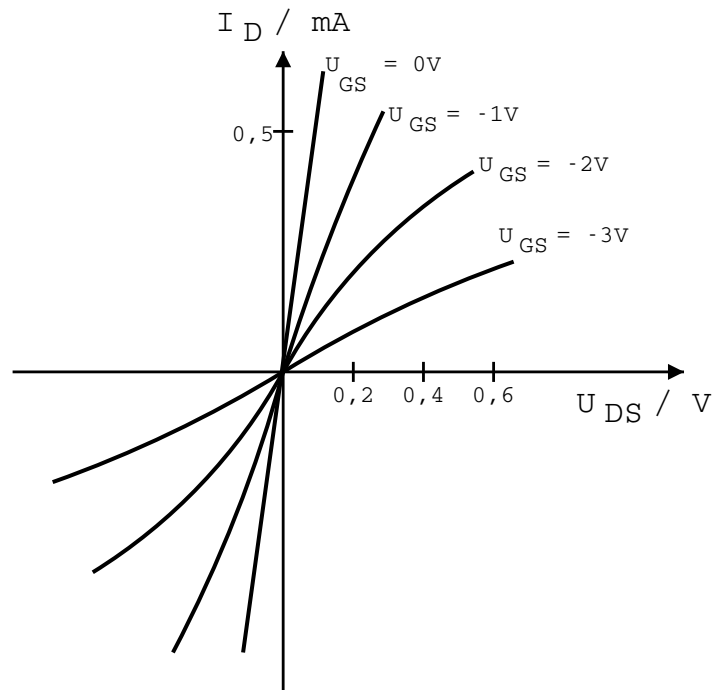


Abbildung 37: Ohmsches Verhalten bei kleinen Drain-Source-Spannungen

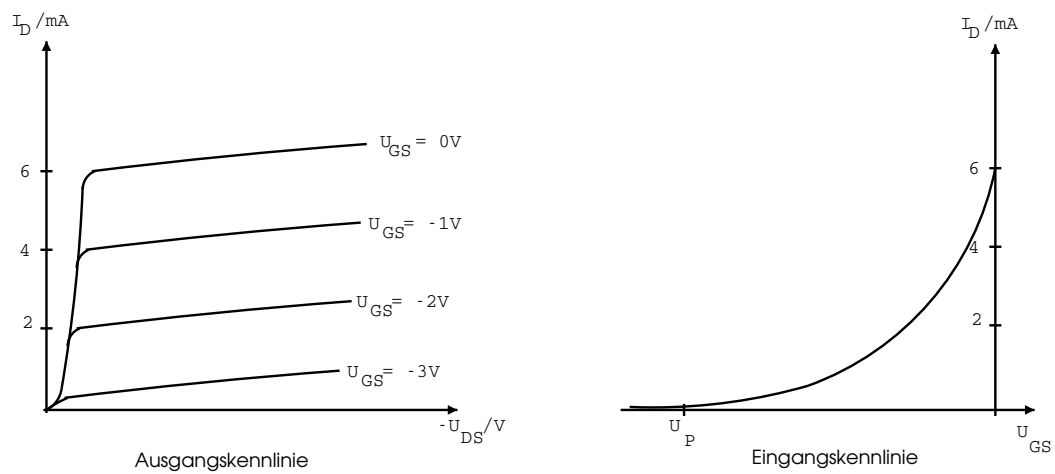


Abbildung 38: FET-Kennlinienfeld

2.3 Übersicht über die verschiedenen FET-Typen

(Quelle: Tietze/Schenk)

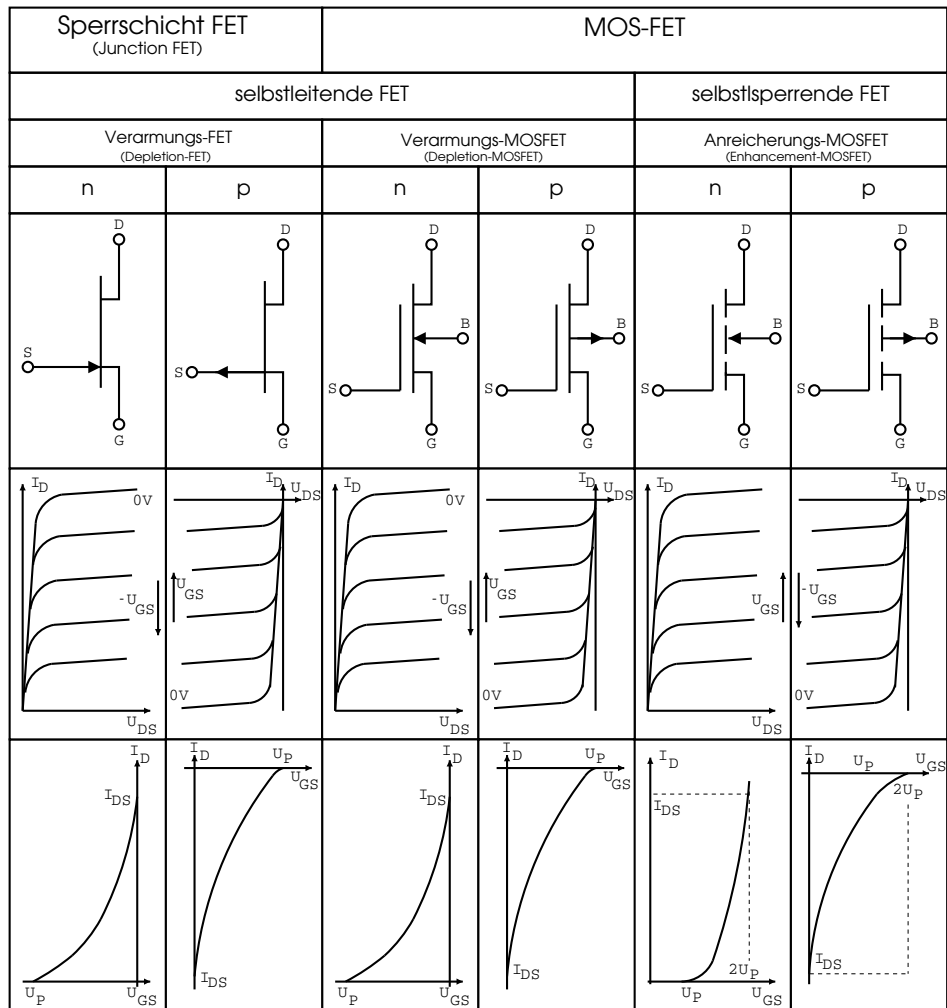


Abbildung 39: FET-Typen

3 Wechselaussteuerung im Kennlinienfeld

Überlagerungsgesetz

Die Berechnung erfolgt in zwei Schritten, entsprechend dem Helmholtz'schen Überlagerungsgesetz:

1. Es wird der Gleichstrom-Arbeitspunkt berechnet. Dazu sind (Wechselspannung-) Generatoren durch Kurzschluß zu ersetzen.
2. Zur Berechnung der Wechselaussteuerung werden Gleichspannungsquellen (meist Versorgungsspannung) durch Kurzschluß ersetzt.

Bei der Berechnung von Verstärkerschaltungen wird der Gleichstrom-Arbeitspunkt meist der Anwendung entsprechend gewählt und die Schaltung dementsprechend berechnet. Im nächsten Schritt werden die Wechselgrößen (Nutzsignale) überlagert.

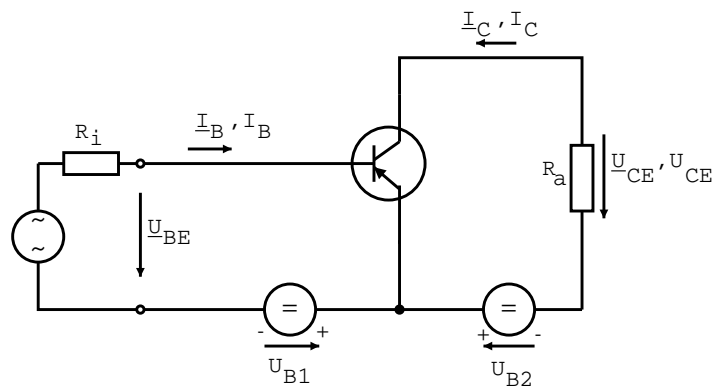


Abbildung 40: Bipolarer Transistor in Emitterschaltung

3.1 Gleichstromarbeitspunkt und Aussteuerungsgrenzen

Nachdem die Wechselquellen entfernt und durch Kurzschluß ersetzt sind bleibt die in Bild 41 gezeigte Schaltungskonfiguration (Anm. der Innenwiderstand der Quelle bleibt in der Schaltung!):

Eingangskreis: aus $U_{BE} = U_{B1} - I_B R_i$ wird der Basisstrom I_B berechnet:

$$I_B = \frac{U_{B1} - U_{BE}}{R_i}$$

Aufgrund der Nichtlinearität der Basis-Emitter-Kennlinie (Diodenkennlinie) ist eine graphische Lösung zur Arbeitspunktbestimmung gemäß Bild 42 sinnvoll:

Hierbei wird der Gleichstromarbeitspunkt (A) durch Überlagern der Eingangskennlinie und der Widerstandsgerade des Quelleninnenwiderstands bestimmt. Der Basis(ruhe-)strom und die Spannung am Eingang bei fehlender Aussteuerung können direkt abgelesen werden. Durch Überlagerung der

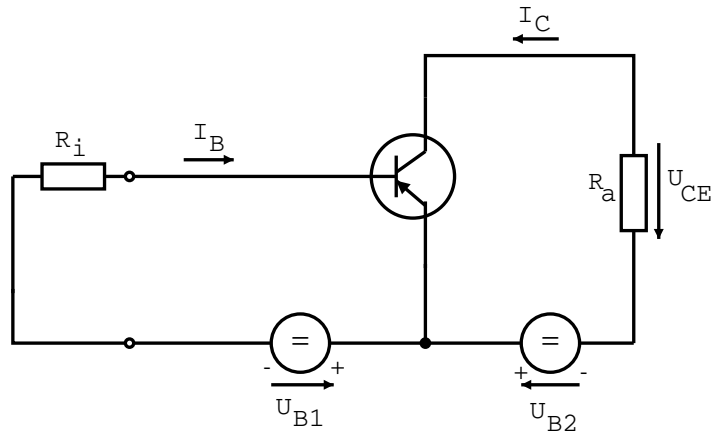


Abbildung 41: Schaltung zur Berechnung der Gleichstromarbeitspunktes

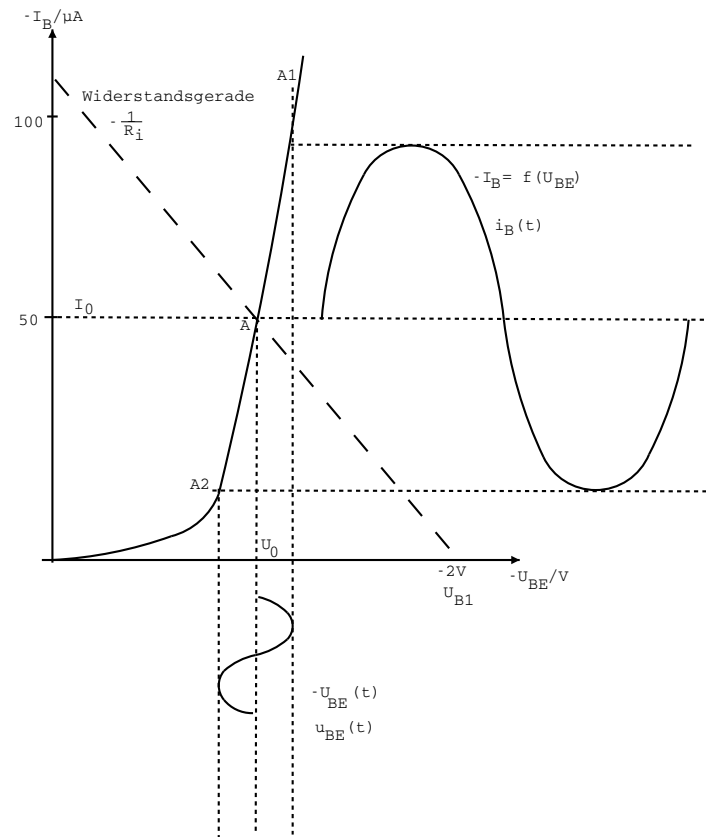


Abbildung 42: Graphische Arbeitspunktbestimmung

Wechselgröße ergeben sich zwei weitere Punkte auf der Eingangskennlinie. Diese stellen die Aussteuerungsgrenzen des Signals dar. Durch "Hochloten" des Eingangssignals kann der Verlauf der Basisstroms ($I_B = f(U_{BE})$) bestimmt werden. Die so gewonnene Größe dient im nächsten Schritt zur Bestimmung des Ausgangssignals.

Im Ausgangskreis gilt:

$$U_{CE} = U_{B2} - I_C R_A$$

$$I_C = \frac{U_{B2} - U_{CE}}{R_A}$$

Auch hier kann eine graphische Lösung durchgeführt werden.

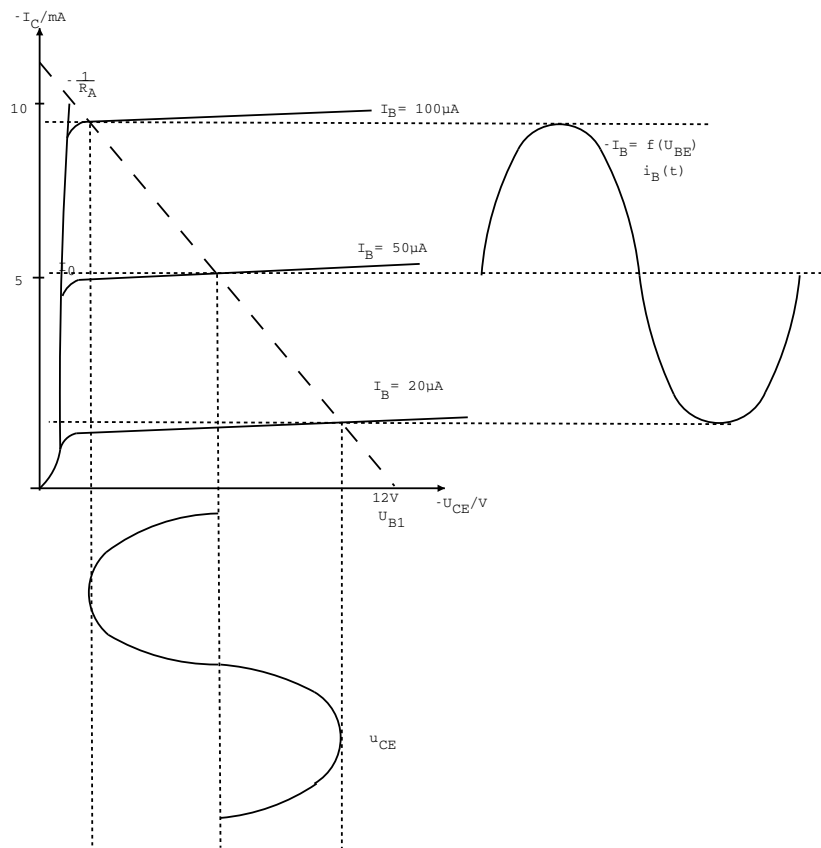


Abbildung 43: Graphische Bestimmung der Kollektor-Emitterspannung

Der oben bestimmte Verlauf des Basisstroms dient unter Zuhilfenahme der Widerstandsgeraden des Lastwiderstands zur Findung der Ausgangsgrößen I_C und U_{CE} . Aus dieser Darstellung kann auch die Verlustleistung (im Arbeitspunkt) bestimmt werden. Dabei wird der Basisstrom meist vernachlässigt.

$$P = U_{CEAP} \cdot I_{CAP}$$

Besitzt man ein sog. 4-Quadrantenkennlinienfeld des verwendeten Transistors (s. Laborversuch 2) dann können sämtliche Schritte zur Schaltungsberechnung leicht graphisch durchgeführt werden. Bild 44 zeigt ein solches Kennfeld sowie die dazugehörige Transistorschaltung. Anstelle des Basisspannungsteilers (R_1 und R_2) wird häufig nur ein Widerstand eingesetzt (R_1). Dieser kann dann (bei $U_{BE} \approx const$) gemäß $R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B}$ berechnet werden.

Emitterschaltung und Kennlinienfeld

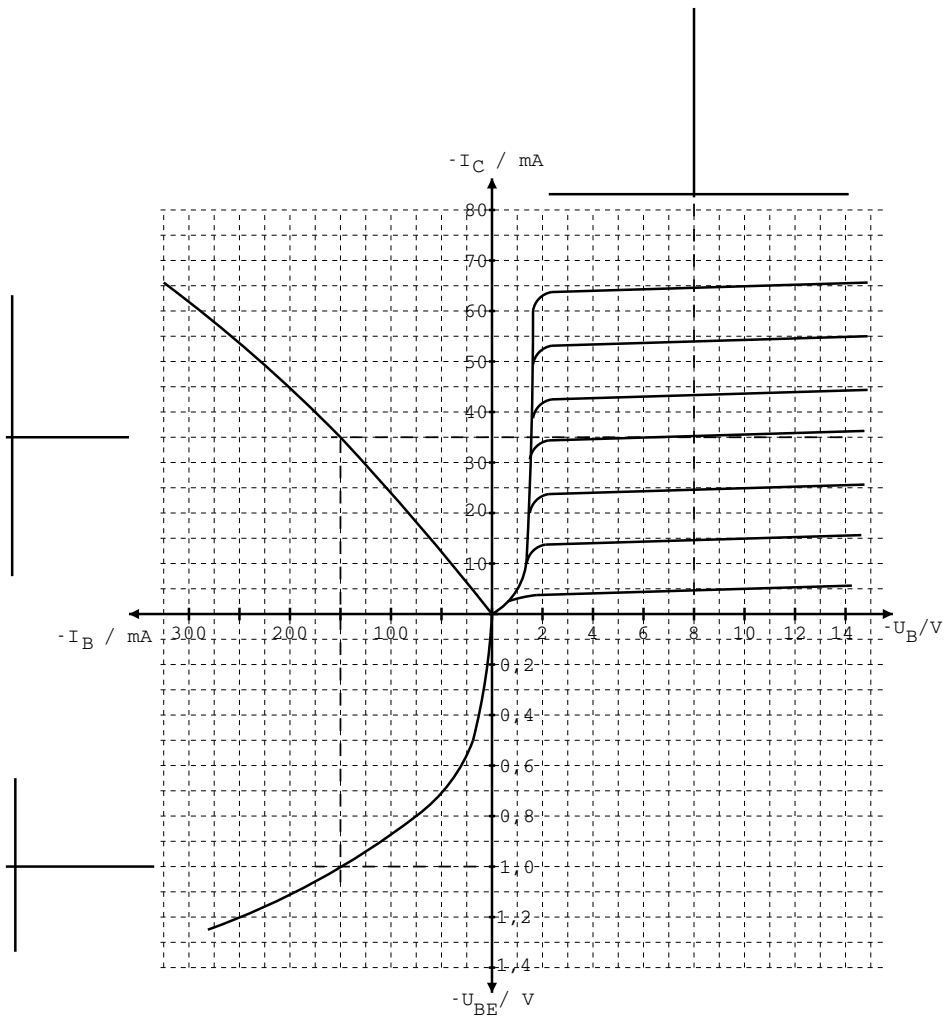
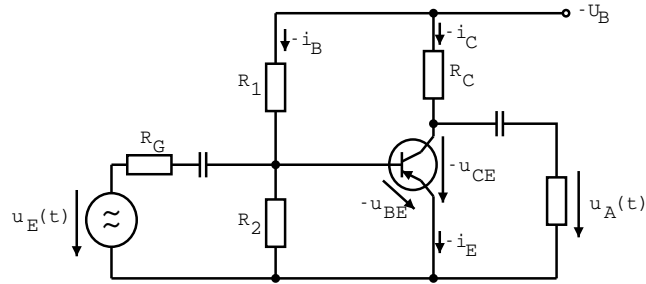


Abbildung 44: Bipolarer Transistor in Emitterschaltung

3.2 Überlagerung der Wechselaussteuerung

Im Eingangskreis ist $U_{ges} = U_B + U_G$ bzw. $u_{ges}(t) = U_B + u_G(t)$, wobei U_B der (Gleich-) Anteil (s. Arbeitspunkteinstellung) und $u_G(t)$ die dieser überlagerte Wechselaussteuerung ist. Die Wechselaussteuerung kann als Verschiebung der Arbeitsgraden um den (Gleichstrom-) Arbeitspunkt betrachtet werden. Überträgt man $i_B(t)$ in das Ausgangskennlinienfeld ist zu beachten, daß die Ausgangsspannung $u_{CE}(t)$ um 180° phasenverschoben ist. Außerdem können je nach Größe der Wechselaussteuerung die Halbwellen unterschiedlich verstärkt werden, was zu Signalverzerrungen führt (s. Bild 45).

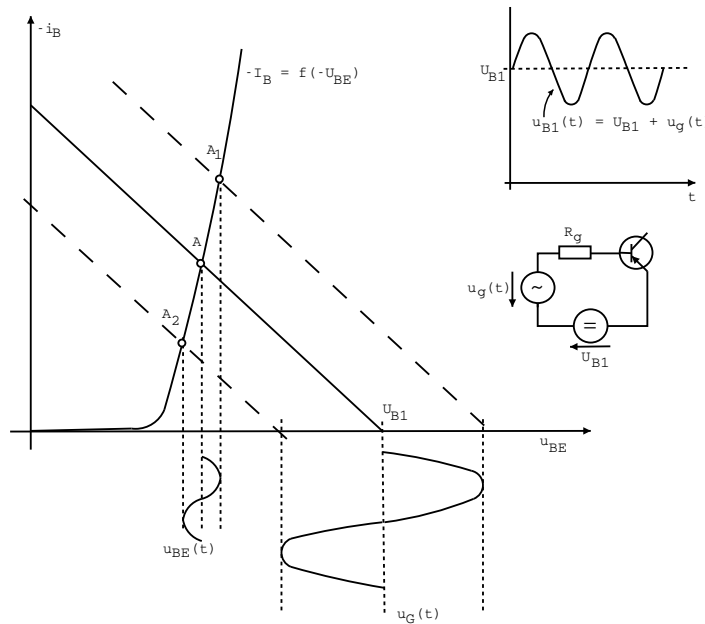


Abbildung 45: Arbeitspunktverschiebung bei Wechselaussteuerung

3.2.1 Ansteuerungsarten

Ist der (Innen-) Widerstand der Wechselquelle annähernd 0, dann liegt die gesamte Eingangsspannung zwischen Basis und Emitter des Transors. Dies hat eine unsymmetrische Verstärkung zur Folge (siehe 4-Quadrantenkennfeld, linke Halbwellen des Ausgangssignals). Diese Art der Ansteuerung heißt **Spannungsansteuerung**.

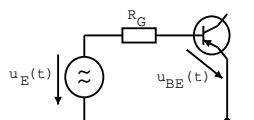


Abbildung 46: Spannungsansteuerung

Bei **Stromansteuerung** ist der Generatorinnenwiderstand annähernd unendlich groß. Der Eingangsstrom $i_B(t)$ ist sinusförmig. Typische Verzerrungen bei Stromansteuerung ist ebenfalls eine Unsymmetrie der Ausgangsspannung $u_{CE}(t)$. In diesem Fall ist die andere Halbwellen betroffen.

Bei einer ‘‘gemischten’’ Ansteuerung sind die geringsten Verzerrungen zu erwarten. Dazu wird eine Leistungsanpassung an den differentiellen Eingangswiderstand vorgenommen was bei maximaler Steuerleistung zur Minimierung der Verzerrungen f‘uhrt.

$$R_{EIN} = \frac{\delta U_{BE}}{\delta I_B} \approx \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=const} \approx 800 \dots 1000 \Omega$$

3.2.2 Transistor als Vierpol (Zweitor)

In der Nachrichten- und Energietechnik wird h‘aufig diese Art der Betrachtung verwendet, bei der spezielles Augenmerk auf die Energie‘ubertragung zwischen Sender (Kraftwerk) und Verbraucher (Empf‘anger) gelegt wird.

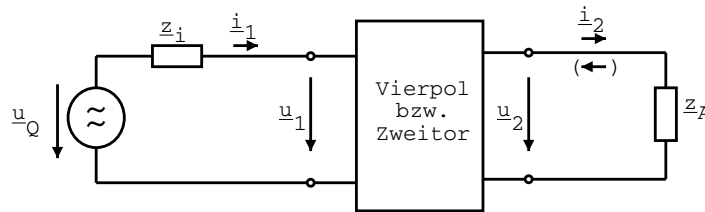


Abbildung 47: Allgemeine Vierpoldarstellung

Definitionen:

$$\left. \begin{array}{l} z_{1A} = 0 \quad (\text{Kurzschluss}) \\ z_{1A} = \infty \quad (\text{Leerlauf}) \end{array} \right\} \text{daraus resultiert} \left\{ \begin{array}{l} z_{1K} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2=0} \\ z_{1L} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} \end{array} \right.$$

F‘ur symmetrische Vierpole gilt: $z_{1L} = z_{2L}$ und $z_{1K} = z_{2K}$. Ein Beispiel f‘ur einen solchen Vierpol ist das Ersatzschaltbild einer elektrischen Leitung (beschrieben als Kette von Vierpolen).

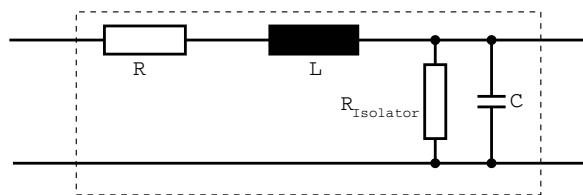
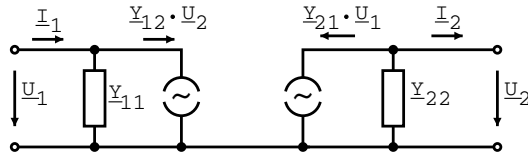


Abbildung 48: Leitung als Vierpol

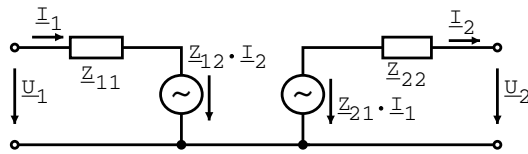
Vierpolgleichungen

Leitwertform:



$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2 \\ I_2 &= Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2 \end{aligned}$$

Widerstandsform:



$$\begin{aligned} U_1 &= Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 \\ U_2 &= Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 \end{aligned}$$

Hybridform:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11} \cdot I_1 + h_{12} \cdot U_2 \\ I_2 &= h_{21} \cdot I_1 + h_{22} \cdot U_2 \end{aligned}$$

Beispiel für die Hybridform: Bipolarer Transistor in Emitterschaltung

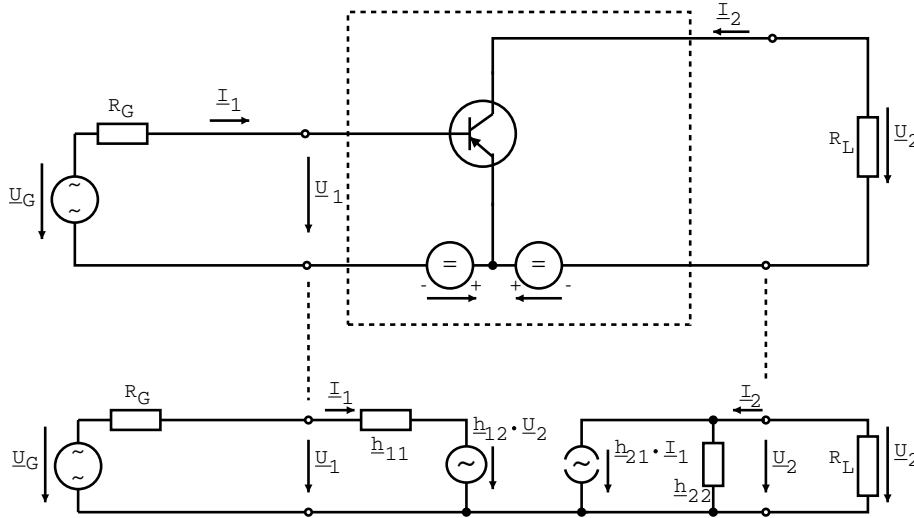


Abbildung 49: Hybridform der Emitterschaltung

Gemäß den oben dargestellten Gleichungen gilt entspricht $\underline{U}_{BE} = \underline{U}_1$, $\underline{U}_{CE} = \underline{U}_2$, $I_B = I_1$, $I_C = I_2$.

Die h-Parameter der Emitterschaltung sind:

- Eingangswiderstand bei Kurzschluß am Ausgang

$$\begin{aligned}
 h_{11} &= \left(\frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right)_{\underline{U}_2=0} = \left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right)_{U_{CE}=const} \\
 &= \frac{r_e}{1 - \alpha_0} \approx \beta_0 \cdot r_e
 \end{aligned}$$

- Spannungsrückwirkung bei Leerlauf am Eingang

$$\begin{aligned}
 h_{12} &= \left(\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} \right)_{I_1=0} = \left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \right)_{I_B=const} \\
 &= \frac{r_e}{r_c (1 - \alpha_0)} \approx \beta_0 \cdot \frac{r_e}{r_c}
 \end{aligned}$$

- Stromverstärkung bei Kurzschluß am Ausgang

$$\begin{aligned}
 h_{21} &= \left(\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} \right)_{\underline{U}_2=0} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right)_{U_{CE}=const} \\
 &= \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} = \beta_0
 \end{aligned}$$

- Ausgangsleitwert bei Leerlauf am Eingang

$$\begin{aligned}
 h_{22} &= \left(\frac{I_2}{U_2} \right)_{I_1=0} = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \right)_{I_B=const} \\
 &= \frac{1}{r_c(1-\alpha_0)} \approx \beta_0 \cdot \frac{1}{r_c}
 \end{aligned}$$

Die h-Parameter sind leicht zu messen und aus dem Kennlinienfeld ablesbar (s. Laborversuch 2). Für die Emitterschaltung können die folgenden Vereinfachungen der Vierpolgleichungen angenommen werden.

Mit:

$$\left. \begin{aligned}
 h_{22} \cdot R_2 &<< 1 \\
 h_{12} \cdot h_{21} &<< 1
 \end{aligned} \right\} \text{vereinfacht sich zu: } \begin{cases} U_1 = h_{11} \cdot I_1 \\ I_2 = h_{21} \cdot I_1 \end{cases}$$

Das sich hieraus ergebende vereinfachte Ersatzschaltbild sieht folgendermaßen aus:

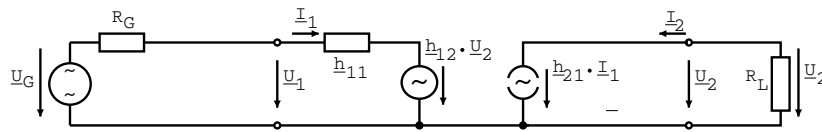


Abbildung 50: Vereinfachtes Ersatzschaltbild

3.2.3 Giacoletto Ersatzschaltbild für Emitterschaltung

Eine noch genauere Annäherung an das reale Verhalten des Transistors wird durch das *Giacoletto-Ersatzschaltbild* erreicht. Dieses ermöglicht zudem eine Berechnung des Verhaltens in Abhängigkeit der Frequenz durch zusätzlich eingebrachte Kapazitäten.

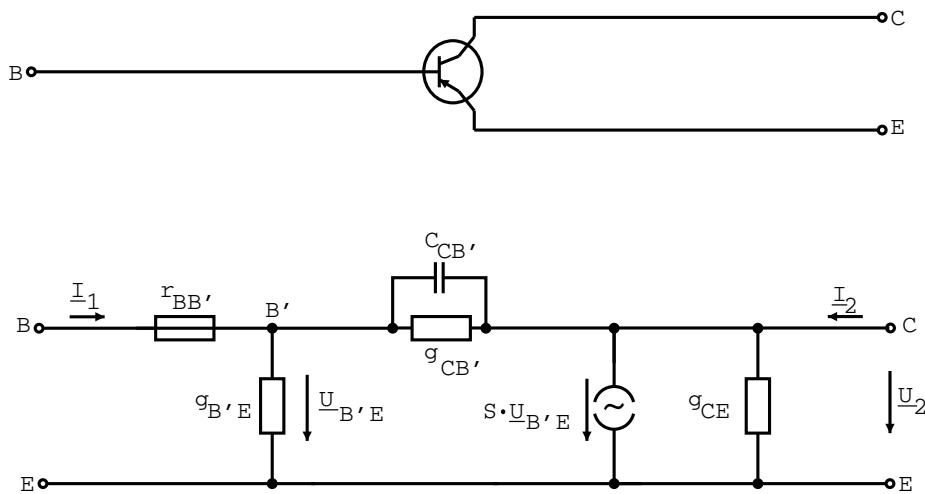


Abbildung 51: Giacoletto-Ersatzschaltbild

Hier wird ein sog. *innerer Basisanschluß* (B') hinzugefügt. Die Elemente sind im Einzelnen:

$r_{BB'}$: innerer Basisbahnwiderstand (10...100Ω)

$g_{B'E} = \frac{1-\alpha_0}{r_e}$: Steuerleitwert in mS.

$C_{B'E} = C_D$: Diffusionskapazität (Emitterkapazität vernachlässigt)

$S = \frac{\alpha_0}{r_e} = \beta_0 \cdot g_{B'E}$: Transistorsteilheit in mA/V

$g_{CB'}$: Rückwirkungsleitwert in μS. ($g_{CB'} \ll g_{B'E}$)

g_{CE} : Ausgangsleitwert ($g_{CB'} \ll g_{CE} \ll g_{B'E}$)

Dieses Ersatzschaltbild ist nur gültig für Frequenzen $f \leq 0,3 \cdot f_\alpha$ mit $f_\alpha = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{r_e C_D} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_{CE}}{C_{B'E}}$. Diese Frequenz wird auch als Grenzfrequenz des Transistors bezeichnet.

Unterhalb der Grenzfrequenz f_α gilt: $r_{BB'} \ll R_G + \frac{1}{g_{B'E}}$, $g_{CE} \ll \frac{1}{R_2}$ sowie $g_{CB'} \ll \omega C_{CB'}$. Somit sind diese Größen dann vernachlässigbar, was zu einer Vereinfachung des Ersatzschaltbildes führt:

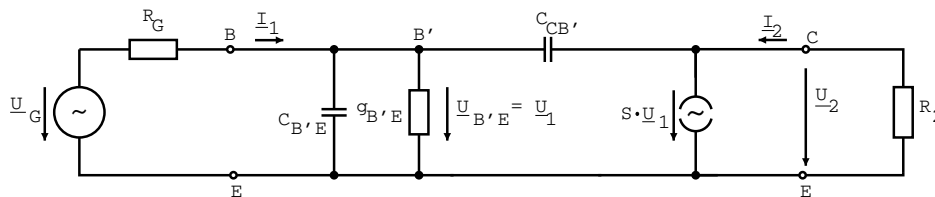


Abbildung 52: vereinfachtes Giacoletto-Ersatzschaltbild der Emitterschaltung

Bei mittleren und tiefen Frequenzen kann die Kapazität $C_{CB'}$ vernachlässigt werden.

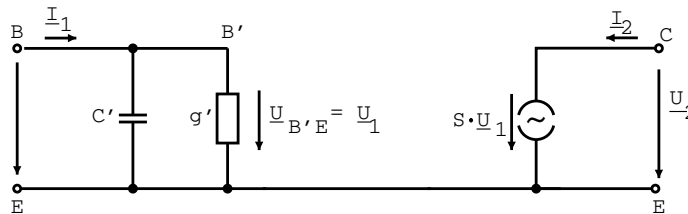


Abbildung 53: vereinfachtes Giacoletto-Ersatzschaltbild der Emitterschaltung für tiefe Frequenzen

Die Frequenzabhängigkeit der Stromverstärkung v_i ist:

$$v_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{S \cdot U_1}{(g' + j\omega C') \cdot U_1} = \frac{S}{g' + j\omega C'} = \frac{S}{g_{B'E}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C'}{g_{B'E}}}$$

Beim npn-Transistor sind die Gleichspannungs- und Gleichstrompfeile zu invertieren.

3.2.4 Ersatzschaltbild für FET

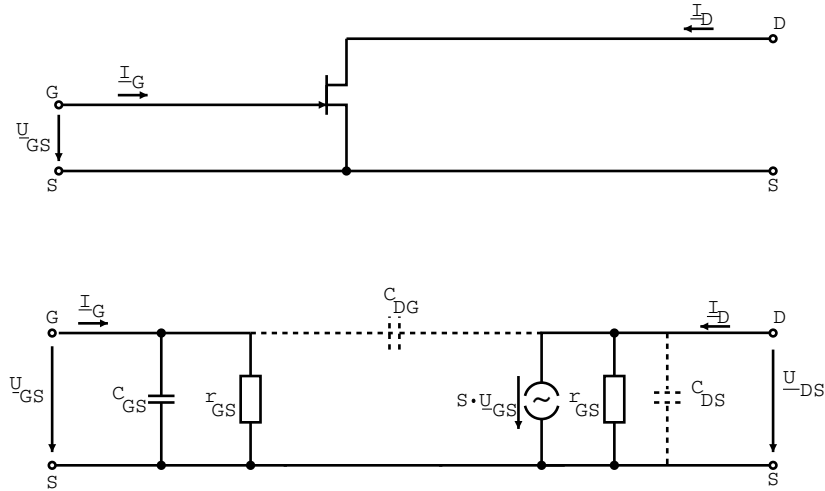


Abbildung 54: Giacoletto-Ersatzschaltbild für FET

Steilheit: $S = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}$ (typ. Wert: $S = 0,1 \dots 20 \frac{mA}{V}$)

Eingangswiderstand: $r_{GS} = 10^3 \dots 10^{11} \Omega$ (Sperrschicht-FET), $r_{GS} = 10^{13} \dots 10^{15} \Omega$ (MOSFET)

Ausgangswiderstand: im ohmschen Bereich ca. 100Ω , im Sättigungsbereich ca. $10^8 \dots 10^{10} \Omega$

Ein- und Ausgangskapazitäten: $C_{DS}, C_{GS} \approx 0,5 \dots 10 pF$

Rückwirkungskapazität: $C_{DG} = 0,02 \dots 5 pF$

Die Grenzfrequenz liegt im GHz-Bereich.

Die Widerstände r_{DS} und r_{GS} sind gleich groß, sodaß sich das Ersatzschaltbild häufig vereinfachen läßt:

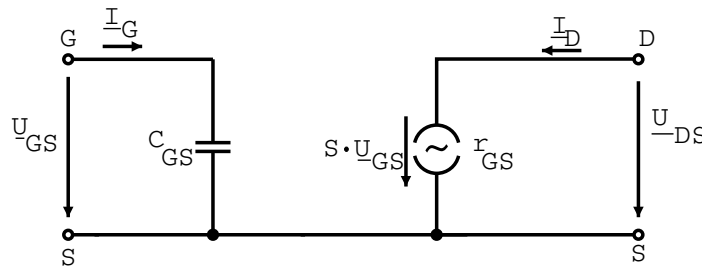


Abbildung 55: vereinfachtes FET-Ersatzschaltbild

4 Berechnung von Transistorschaltungen

Aufgrund des stark temperaturabhängigen Verhaltens der Halbleiter, ist eine (Temperatur-) Stabilisierung des Arbeitspunktes notwendig. Hierbei ist gegebenenfalls auch die Eigenerwärmung des Halbleiters zu berücksichtigen.

Anforderungen an die Schaltungen

- Der Arbeitspunkt eines Verstärkers liegt im “linearen” Bereich.
- Die vorgegebenen Aussteuerungsgrenzen sind einzuhalten.
- Temperatureinflüsse sind durch schaltungstechnische Maßnahmen zu kompensieren.

Aussteuerungsgrenzen im Ausgangskennlinienfeld

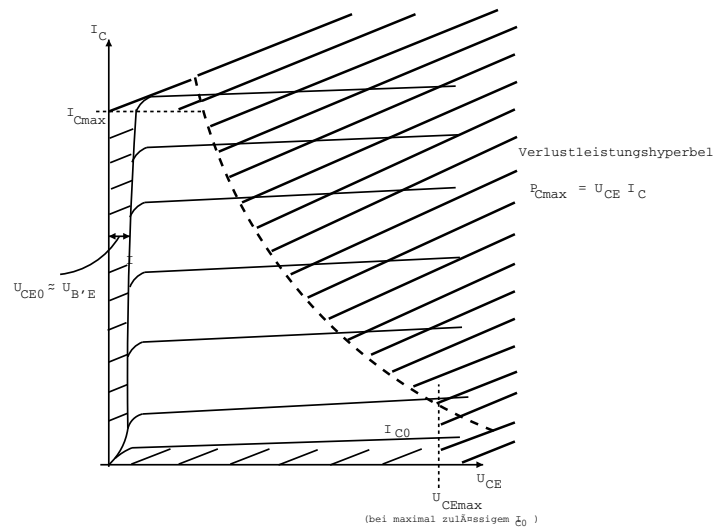


Abbildung 56: Aussteuerungsgrenzen im Ausgangskennlinienfeld

- I_{C0} : Kollektorruhestrom (bei $I_B = 0$)
- $U_{CE0} \approx U_{B'E}$: Kollektorruhestspannung
- I_{Cmax} : maximal zulässiger Kollektorstrom (entspricht der maximalen Stromdichte in der Basis-Emitter-Diode)
- U_{CEmax} : maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung (begrenzt durch höchstzulässige Sperr-/Durchbruchspannung der Kollektor-Basisdiode)

- $P_{Cmax} = U_{CE} \cdot I_C$: maximal zulässige Kollektorverlustleistung

Bei Überschreiten von I_{CO} bzw. U_{CE0} ist auf Grund einsetzender Begrenzung mit Verzerrungen zu rechnen. Die Verlustleistung P_{Cmax} gibt an, welche Wirkleistung an die Umgebung abgegeben werden kann und ist abhängig von

- Wärmeübergangswiderstand zwischen Transistor und Umgebung
- höchstzulässiger Sperrschichttemperatur
- höchstmöglicher Umgebungstemperatur
- evtl. vorhandener zusätzlicher Kühlung (Kühlkörper, Gebläse, Peltierelement)

Ohm'sches Gesetz der Wärmeleitung: $\Delta T = R_{th} \cdot P_V$ (siehe auch Kap. 5.6).

4.1 Arbeitspunkteinstellung

Die für die Arbeitspunkteinstellung benötigte Spannung (bzw. Strom) wird im Allgemeinen von der (gemeinsamen) Versorgungsspannung abgeführt. Der Arbeitspunkt ist gegen Temperatureinflüsse zu stabilisieren. Besonders bei Erwärmung des Halbleiters ist ein unzulässiges Anwachsen des Kollektorstroms I_C zu kompensieren. Hierzu wird U_{BE} entsprechend dem Temperaturdurchgriff D_ϑ reduziert. Für Silizium und Germanium-Transistoren beträgt dieser Wert:

$$D_\vartheta = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta \vartheta} \right|_{I_C=const} = -2 \dots -3 \frac{mV}{K}$$

Stabilisierung des Arbeitspunktes

Die Stabilisierung des Arbeitspunktes kann wie im Beispiel (a) durch Einbringen eines NTC-Widerstandes erreicht werden (NTC: negativer Temperaturkoeffizient). Der Widerstand dieses Bauteils sinkt bei Erwärmung und somit wird die Spannung U_{BE} geringer. Ähnlich verhält sich Beispiel (c), bei dem an einem PTC-Widerstand bei Erwärmung ein erhöhter Teil der Gesamtspannung abfällt. Beispiel (b) verwendet eine Diode, die ähnliches Verhalten wie die Basis-Emitter-Diode des Transistors besitzt und somit bei Erwärmung die Basis-Emitterspannung absenkt. Beispiel (d) zeigt nur zum Teil stabilisierendes Verhalten: Mit steigendem Betriebsstrom wird der Spannungsabfall am Widerstand größer und U_{BE} entsprechend verringert (I_B wächst mit der Temperatur).

Bei geeigneter Auslegung bleibt dann der Kollektorstrom konstant. Es ist darauf zu achten, daß die stabilisierenden Elemente in direktem Wärmekontakt zum Transistor stehen.

Nachteile: Der Basisstrom I_B (und somit die Gleichstromverstärkung B) müssen bei der Dimensionierung beachtet werden. Da B aber mitunter extremen Streuungen unterliegt (s. Datenblatt) ist oftmals eine individuelle Kompensation erforderlich. Somit sind diese Verfahren für die Massenfertigung evtl. nicht gut geeignet.

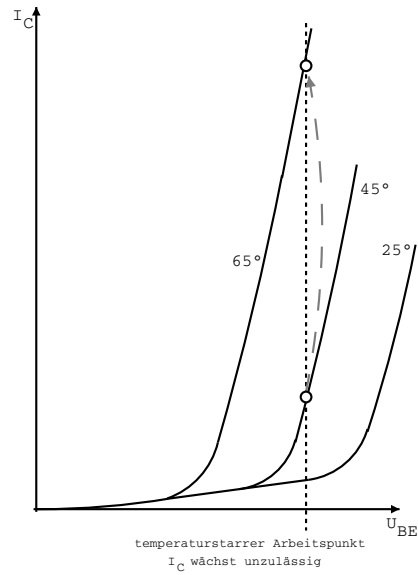


Abbildung 57: Temperaturbedingte Arbeitspunktverschiebung

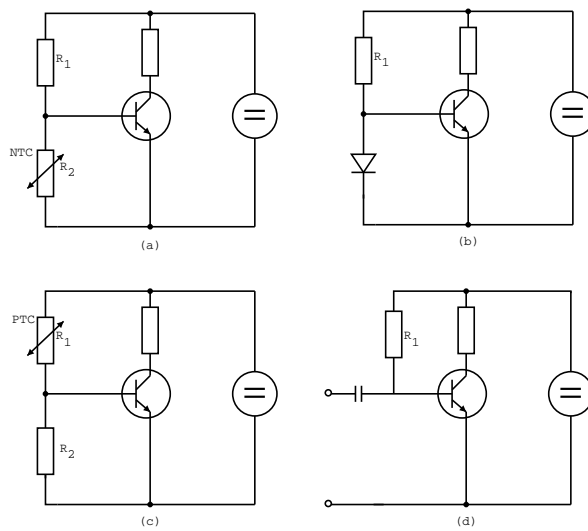


Abbildung 58: Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes

Um diese Nachteile zu umgehen wird meist ein **Emitterwiderstand** verwendet. Dieser funktioniert in Verbindung mit einem (niederohmigen) Basisspannungsteiler (R_1 und R_2) und wird durch die Kapazität C_E im Nutzfrequenzbereich kurzgeschlossen. Somit erfolgt die Gegenkopplung nur bei Gleichstrom.

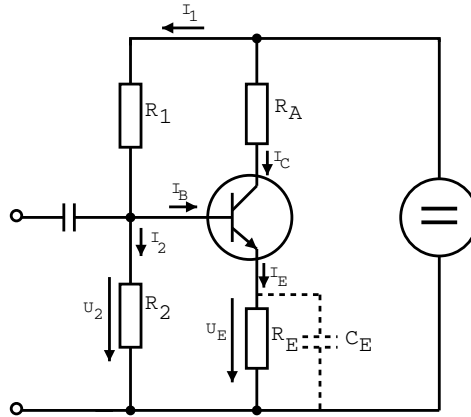


Abbildung 59: Temperaturstabilisierung mit Emitterwiderstand

Beispiel:

Gegeben seien $R_2 = 5k\Omega$, $R_A = 1,5k\Omega$ und $U_B = 15V$. Es ist ein Arbeitspunkt von $U_{CE} = 6V$, $I_C = 4mA$ mit $S = 100 \frac{mA}{V}$ und $U_{BE} = 0,6V$, $I_B = 25\mu A$

- a) Wie groß sind für diesen Arbeitspunkt R_E und R_1 zu wählen?
- b) Wie wird die teilweise Kompensation der Temperaturabhängigkeit erreicht?

zu a):

Aus $U_B = I_C R_A + U_{CE} + U_{RE}$ folgt: $U_{RE} = 3V$, $R_E \approx 0,75k\Omega$ (beachten: $I_B \ll I_C$).

Aus $U_B = I_1 R_1 + U_2 = (I_2 + I_B) R_1 + U_{BE} + U_{RE}$ folgt: $R_1 = \frac{U_B - U_{BE} - U_{RE}}{I_2 + I_B}$

Mit $I_2 = \frac{U_2}{R_2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{R_2} = 0,72mA$ folgt: $R_1 = 15,8k\Omega$

Entscheidend für die Stabilisierung ist die Spannung U_{RE} ($U_2 = U_{BE} + U_{RE} \rightarrow U_{RE} \approx 3V$)

zu b):

Im Steuerkennlinienfeld gilt das totale Differential $dI_C = \frac{\delta I_C}{\delta t} dt + \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} dU_{BE} = A \cdot dt + S \cdot dU_{BE}$ mit dem Temperaturkoeffizienten $A = \frac{\delta I_C}{\delta t}$ und der Transistorsteilheit $S = \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} = \frac{\delta I_C}{\delta U_{B'E}}$.

Aus der Schaltung ergibt sich $U_{BE} = U_2 - I_E R_E \approx U_2 - I_C R_E$. Bei kleinen Teilerwiderständen ist U_2 annähernd konstant und somit $dU_{BE} \approx -R_E \cdot dI_C$. Daraus folgt: $dI_C = A dt - S R_E dI_C \Leftrightarrow dI_C = \frac{A}{1 + S R_E} dt = A^* dt$ mit $A^* = \frac{A}{1 + S R_E}$. A^* ist also die um den Faktor $\frac{1}{1 + S R_E}$ reduzierte Temperaturabhängigkeit.

Mit den Zahlenwerten aus Teil a) und $S = 100 \frac{mA}{V}$ ergibt sich $1 + S R_E = 76$.

Es gilt $\Delta I_C = -\frac{\Delta U_{BE}}{R_E} = -0,133mA$, d.h. bei temperaturbedingter Änderung der Basis-Emitterspannung um $100mV$ (entspricht 50K) ändert sich der Kollektorstrom nur um $-0,133mA$.

4.2 Verstärkergrundschaltungen bei Kleinsignalbetrieb

Unter Kleinsignalbetrieb versteht man einzelne (Vor-)Verstärkerstufen, die kleine Signale – evtl. unter Verwendung mehrerer Stufen – um mehrere Zehnerpotenzen verstärken.

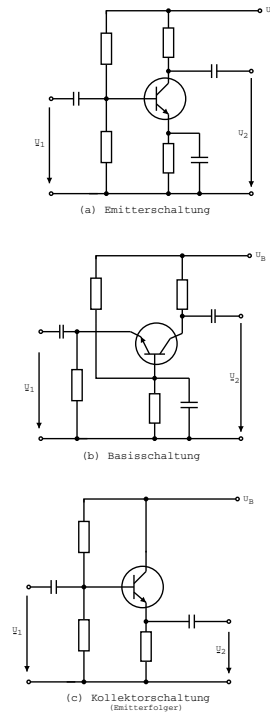


Abbildung 60: Transistorgrundschaltungen

Kenngrößen:

Schaltung	Spannungsverstärkung	Stromverstärkung	obere Grenzfrequenz	Eingangswiderstand	Ausgangswiderstand
Emitterschaltung	groß	groß	mittel	mittel	mittel
Basis-schaltung	mittel	≤ 1	groß	klein	groß
Kollektor-schaltung	< 1	groß	mittel	groß	klein

Die Verkopplung einzelner Verstärkerstufen kann auf vier Arten erfolgen:

- galvanisch (Gleichspannungsverstärker)
- kapazitiv
- Übertrager
- Schwingkreis, Bandfilter

4.2.1 Emittergrundschaltung

Beispiel: Gegeben sei das in Bild 61 gegebene Wirkschaltbild eines zweistufigen Transistorverstärkers, aufgebaut aus zwei identischen pnp-Transistorstufen.

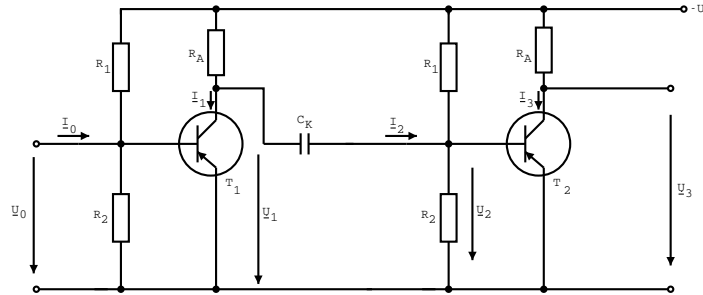


Abbildung 61: Beispiel zur Emittergrundschaltung

Die gegebenen Größen sind:

$$-U_B = -6V; R_1 = 75k\Omega;$$

$$R_2 = 10k\Omega; R_A = 1k\Omega;$$

$$C_K = 5F$$

$$S = 50 \frac{mA}{V}; g_{B'E} = 1mS; C_{B'E} = 5nF$$

- Die gegebene Wirkschaltung ist in die zugehörige Wechselstromschaltung und anschließend in das vereinfachte Giacoletto-Ersatzschaltbild aus $C_{B'E}$, $g_{B'E}$ und SU_n umzuwandeln.
- Wie groß ist allgemein und zahlenmäßig die Stufenverstärkung $v_m = \frac{U_2}{U_0}$ bei mittleren Frequenzen (C_K und $C_{B'E}$ können hierbei vernachlässigt werden)?
- Wie groß sind die Stufenverstärkung $v_h = \frac{U_2}{U_0}$ bei hohen Frequenzen und die obere Grenzfrequenz, wenn $C_{B'E}$ vorhanden ist?
- Wie groß sind die Stufenverstärkung $v_t = \frac{U_2}{U_0}$ bei tiefen Frequenzen und die mittlere Grenzfrequenz f_t , wenn C_K wirksam wird?

zu a): WS-Wirkschaltbild

(s. Bild 62)

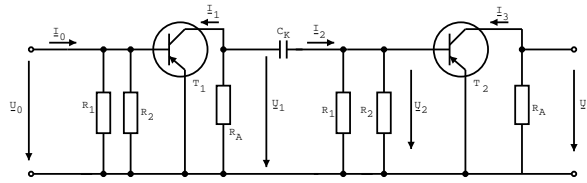


Abbildung 62: WS-Wirksamkeitsschaltbild zu 4.2.1

zu a): vereinfachtes Giacoletto-Ersatzschaltbild

(s. Bild 63)

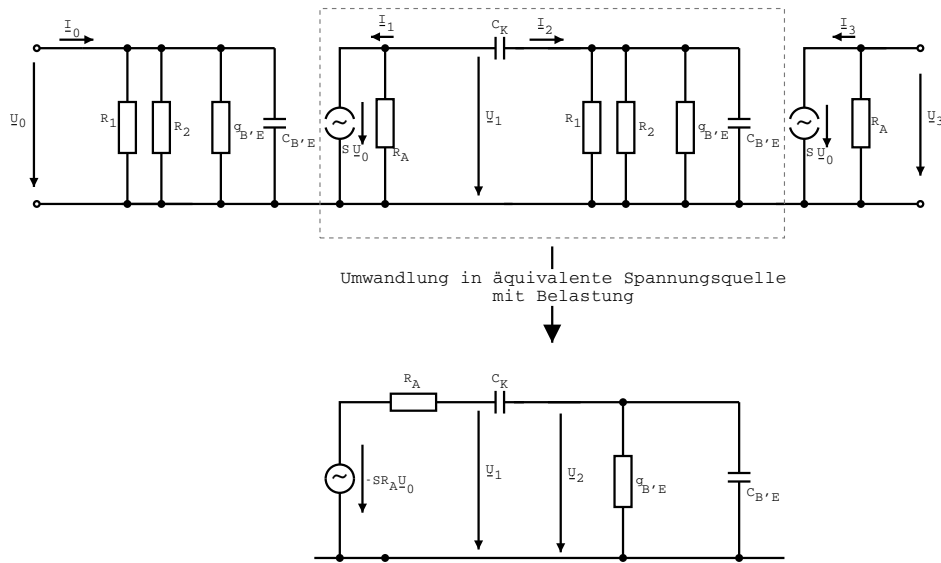
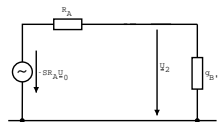


Abbildung 63: Giacoletto-Ersatzschaltbild (vereinfacht)

Anmerkung zur Umformung: Da $R_1 \parallel R_2 \gg \frac{1}{g_{B'E}}$ sind $R_1 \parallel R_2$ vernachlässigbar.

zu b): Bei mittleren Frequenzen sind C_K und $C_{B'E}$ vernachlässigbar. Das Ersatzschaltbild vereinfacht sich zu:



mit: $\frac{1}{\omega C_{B'E}} \gg \frac{1}{g_{B'E}}$ und $\frac{1}{\omega C_K} \ll R_A$

$v_m = \frac{U_2}{U_0}$

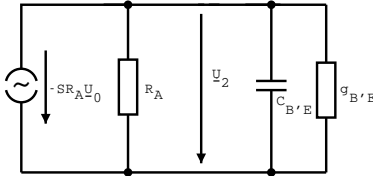
$$v_2 = -SR_A \underline{U}_0 \frac{\frac{1}{g_{B'E}}}{R_A + \frac{1}{g_{B'E}}} = -\frac{SR_A}{1 + R_A g_{B'E}} \underline{U}_0$$

$$\rightarrow v_m = -\frac{SR_A}{1 + R_A g_{B'E}} \text{ (mit Zahlenwerten:)} v_m = -25$$

Der Wert für v_m ist negativ reell, da Eingangsspannung und Ausgangsspannung bei der Emitterschaltung gegenphasig sind.

zu c) Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen

Bei hohen Frequenzen ist die Kapazität C_K vernachlässigbar klein.



$$\underline{U}_2 = -\frac{S\underline{U}_0}{\frac{1}{R_A} + g_{B'E} + j\omega C_{B'E}} = -\frac{SR_A}{1 + R_A g_{B'E} + j\omega R_A C_{B'E}} \underline{U}_0$$

$$\rightarrow \underline{v}_h = \frac{v_m}{1 + j\omega\tau_h} = \frac{v_m}{1 + j\frac{f}{f_h}} \text{ mit: } \tau_h = \frac{R_A C_{B'E}}{1 + R_A g_{B'E}} = \frac{R_A g_{B'E}}{1 + R_A g_{B'E}} \cdot \frac{C_{B'E}}{g_{B'E}}$$

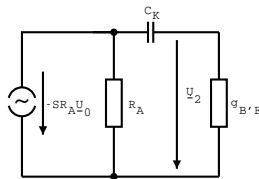
$$f_h = \frac{1}{2\pi\tau_h} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{B'E}}{C_{B'E}} \frac{1 + R_A C_{B'E}}{R_A g_{B'E}} = f_\beta \frac{1 + R_A C_{B'E}}{R_A g_{B'E}}$$

Die obere Grenzfrequenz f_h wird also durch $R_A \parallel g_{B'E} \parallel C_{B'E}$ bestimmt. Für $T_1 = T_2$ gilt: $f_h \geq f_\beta$

Einsetzen der Zahlenwerte ergibt: $f_\beta = 31,8\text{kHz}$ und $f_h = 63,6\text{kHz}$

zu d): Ersatzschaltbild bei tiefen Frequenzen

Bei tiefen Frequenzen ist C_K nicht vernachlässigbar. $C_{B'E}$ dagegen darf vernachlässigt werden.



$$\underline{U}_2 = -SR_A \underline{U}_0 \frac{\frac{1}{g_{B'E}}}{R_A + \frac{1}{g_{B'E}} + \frac{1}{j\omega C_K}} = -\frac{SR_A}{1 + R_A g_{B'E} + \frac{g_{B'E}}{j\omega C_K}} \underline{U}_0$$

$$\rightarrow \underline{v}_t = \frac{v_m}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_t}} = \frac{v_m}{1 + \frac{f_t}{f}}$$

$$\text{mit: } \tau_t = C_K \frac{1 + R_A g_{B'E}}{g_{B'E}} \text{ und } f_t = \frac{1}{2\pi\tau_t} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{B'E}}{C_K(1 + R_A g_{B'E})}$$

Mit den Zahlenwerten des Beispiels ergibt sich: $f_t = 15,9\text{Hz}$.

Die untere Grenzfrequenz f_t wird von der Reihenschaltung aus R_A , $g_{B'E}$ und C_K bestimmt

Frequenzabhängigkeit der Spannungsverstärkung eines RC-Verstärkers in Emitterschaltung

$$\underline{v}(f) = \frac{v_m}{(1+j\frac{f}{f_h})(1+\frac{f}{jf})} = \frac{SR_A}{1+R_A g_{B'E}} \frac{1}{(1+j\frac{f}{f_h})(1+\frac{f}{jf})}$$

Bodediagramm der Spannungsverstärkung

(s. Bild 64)

$$\text{Mittenfrequenz } f_m = \sqrt{f_h \cdot f_t} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{B'E}}{R_A C_K C_{B'E}}}$$

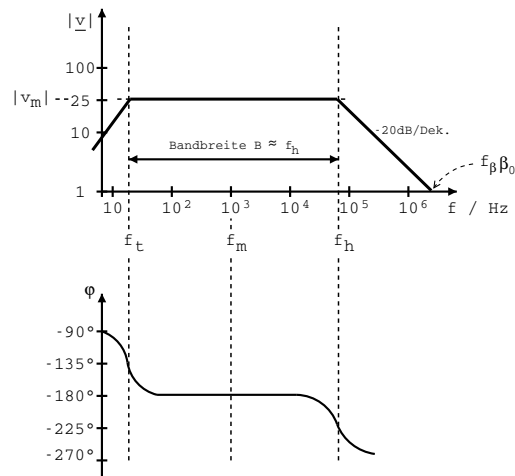
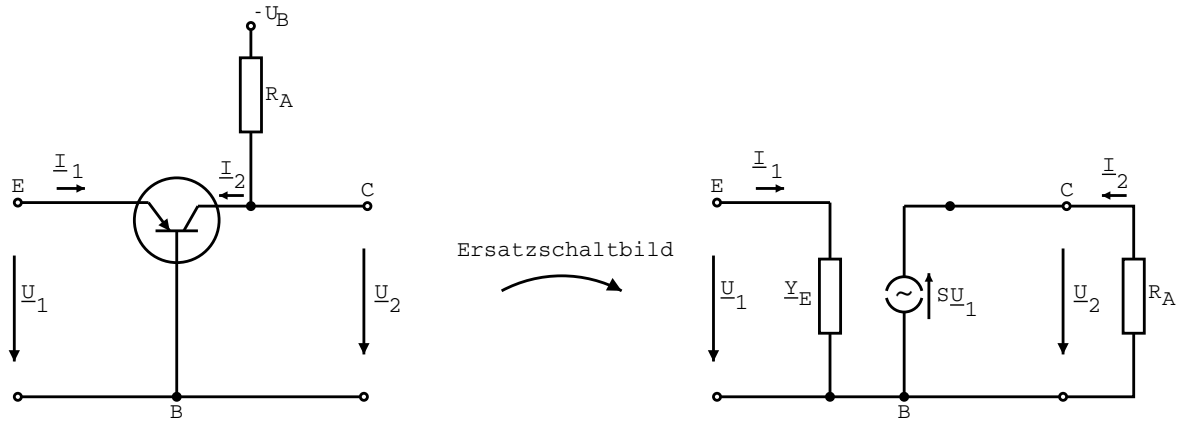


Abbildung 64: Bodediagramm

4.2.2 Basisgrundsaltung



Mit: $\underline{Y}_E = g_{B'E} + j\omega C_D$ (Summe der Leitwerte \rightarrow Parallelschaltung, C_D : Diffusionskapazität)

$$\text{Stromverstärkung: } \underline{v}_i(f) = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{S U_1}{U_1 \underline{Y}_E} = -\frac{S}{g_{B'E} + j\omega C_D} = -\frac{S}{g_{B'E}} \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_D}{g_{B'E}}} = -\frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}$$

$$\text{mit: } \alpha = \frac{S}{g_{B'E}} \text{ und } f_\alpha = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{B'E}}{C_D}$$

Die Stromverstärkung ist gegenphasig und ≤ 1 .

$$\text{Spannungsverstärkung: } \underline{v}_u(f) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{S U_1 R_A}{U_1} = S R_A$$

Eingangsspannung und Ausgangsspannung sind gleichphasig.

Eigenschaften der Basisschaltung

- hohe Grenzfrequenz
- niedriger Eingangswiderstand
- Stromverstärkung ≤ 1
- Einsatz nur in HF-Eingangsstufen

4.2.3 Kollektorgrundsaltung

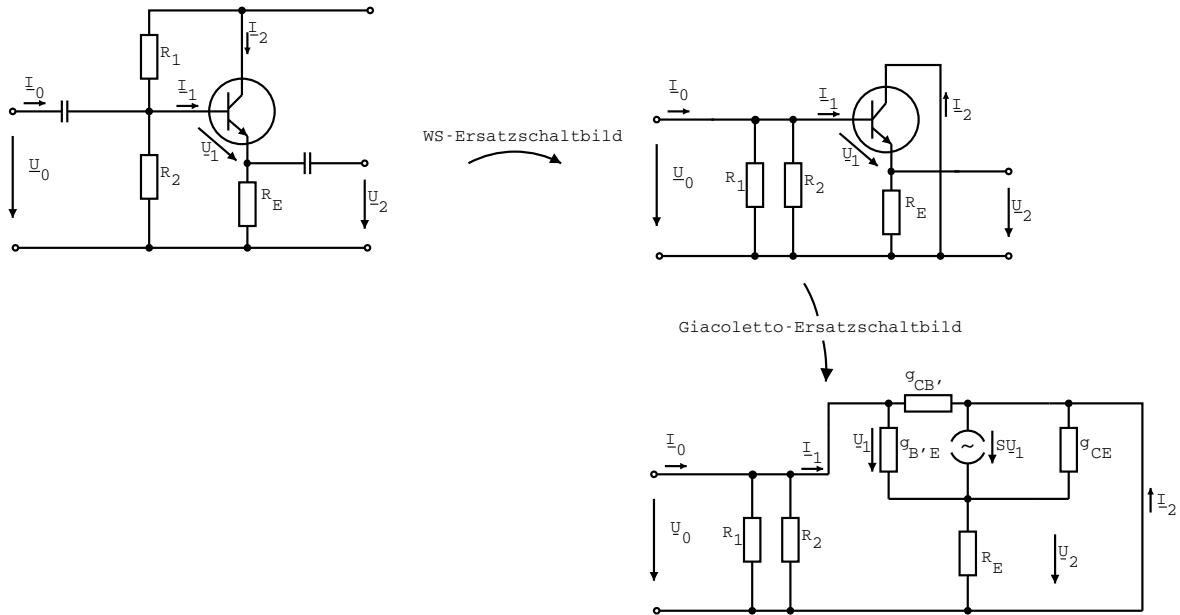


Abbildung 65: Kollektorgrundsaltung

Da SU_1 eine Stromquelle ist, kann $g_{B'C}$ vernachlässigt werden. Außerdem ist g_{CE} im Bereich von $50k\Omega^{-1}$, was das Giacioletto-Ersatzschaltbild zusätzlich vereinfacht (s. Bild 66).

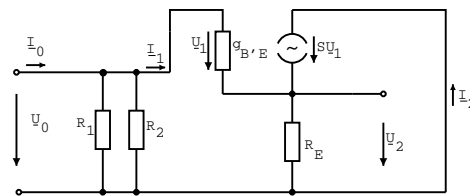


Abbildung 66: vereinfachtes Giacioletto-Ersatzschaltbild der Kollektorschaltung

Aus dem Ersatzschaltbild können **Stromverstärkung** und **Spannungsverstärkung** berechnet werden:

$$v_i = \frac{I_2}{I_1} = \frac{SU_1}{U_1 g_{B'E}} = \frac{S}{g_{B'E}} = \beta_0$$

$$v_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{(I_1 + I_2)R_E}{U_1 + (I_1 + I_2)R_E} = \frac{S}{g_{B'E}} = \beta_0$$

Die Stromverstärkung dieses Kleinsignalverstärkers ist hoch (ca. 100), und somit $I_1 \ll I_2$. Damit ergibt sich:

$$v_u = \frac{U_2}{U_1} \approx \frac{I_2 R_E}{U_1 + I_2 R_E} = \frac{SU_1 R_E}{U_1 + SU_1 R_E} = \frac{SR_E}{1 + SR_E} = \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_E}}$$

Es gilt: $S \approx 100 \frac{mA}{V}$, somit ist $v_u \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{100}} \approx 0,99$ und immer ≤ 1 .

Bei der Kollektorschaltung liegen Eingangs- und Ausgangssignal in Phase. Der **Eingangswiderstand** beträgt:

$$R_{Ein} = \frac{U_0}{I_1} = \frac{U_1 + U_2}{U_1 g_{B'E}} = \frac{U_1 + S U_1 R_E}{U_1 g_{B'E}} = \frac{1}{g_{B'E}} (1 + S R_E) = \frac{1}{g_{B'E}} + \beta_0 R_E$$

Für $S R_E \gg 1$ ergibt sich: $R_{Ein} \approx \beta_0 R_E$, d.h. der Eingangswiderstand der Kollektorschaltung ist gleich dem Emitterwiderstand R_E multipliziert mit der Stromverstärkung.

Achtung!

Für die steuernde Quelle müssen auch R_1 und R_2 berücksichtigt werden. Dies kann zu einer Verringerung des Eingangswiderstandes führen (Abhilfe: Anstelle eines Teilers nur Basisvorwiderstand benutzen).

Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung

$$R_{aus} = R_i = \frac{U_{2L}}{I_{2K}}$$

$$\text{mit: } \underline{U}_2 = \nu \underline{U}_0 = \frac{S R_E}{1 + S R_E} \underline{U}_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{S R_E}} \underline{U}_0$$

$$\text{und: } I_K = \frac{U_2}{R_E} = \frac{S}{1 + S R_E} \underline{U}_0 \text{ (und } \underline{U}_0 = \text{const)}$$

Leerlaufspannung: $\underline{U}_{2L} = \lim_{R_E \rightarrow \infty} \underline{U}_2 = \underline{U}_0$ (siehe ESB)

Kurzschlußstrom: $I_{2K} = \lim_{R_E \rightarrow \infty} I_2 = S \underline{U}_0$

→ Ausgangswiderstand: $R_{aus} = R_i = \frac{\underline{U}_0}{S \underline{U}_0} = \frac{1}{S}$

Bei einem typischen Wert von $S = 100 \frac{mA}{V}$ beträgt R_i ca. 10Ω (verhältnismäßig kleiner Ausgangswiderstand).

Aus den errechneten Werten kann ein neues Ersatzschaltbild gemäß Bild 67 gebildet werden:

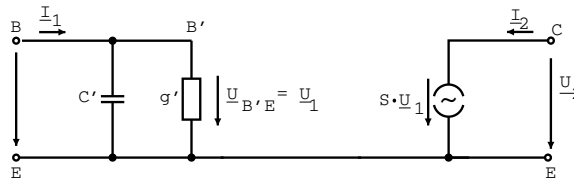
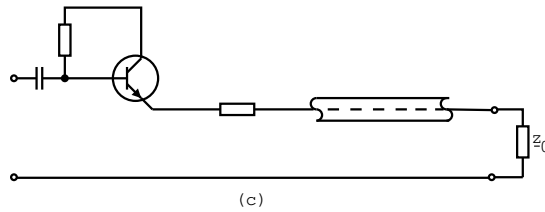
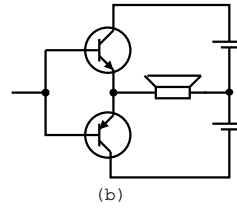
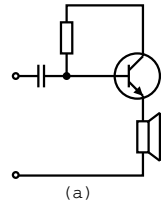


Abbildung 67: weitere Vereinfachung des Ersatzschaltbild

Zusammenfassung:

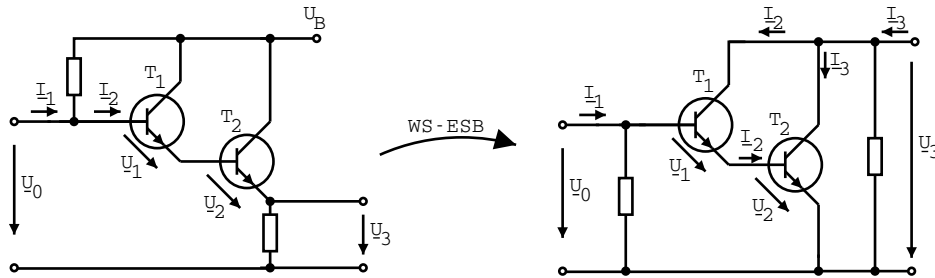
Die Kollektorschaltung nimmt die Eingangsspannung hochohmig auf und gibt sie gleichphasig, niederohmig und leistungsstark ab. Typischer Einsatz sind sog. Impedanzwandler.

Beispiele: Eintakt-Verstärker (a), Gegentaktendstufe (b), Anpassung an Koaxkabel (c)



4.3 Grundsaltungen mit mehreren Transistoren

4.3.1 Darlington-Schaltung



Es gilt (vgl. Herleitung Giacoletto-ESB):

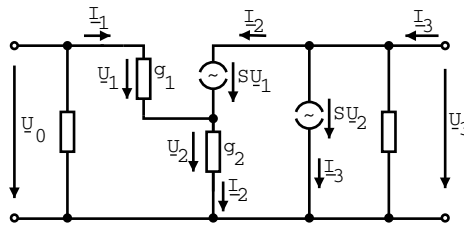
$$T_1: S_1 = \frac{I_{C1}}{U_T}; g_1 = \frac{I_{C1}}{\beta_{01} U_T}; \beta_{01} = \frac{S_1}{g_1}$$

$$T_2: S_2 = \frac{I_{C2}}{U_T}; g_2 = \frac{I_{C2}}{\beta_{02} U_T} = \frac{I_{BC2}}{U_T}; \beta_{02} = \frac{S_2}{g_2}$$

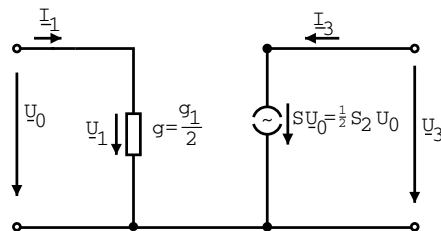
Durch die Gleichstromkopplung gilt: $I_{B2} = I_{E1} \approx I_{C1}$. Sind die Transistoren identisch, ist $S_1 = S_2$.

Für Wechselaussteuerung gilt bei großem β_0 : $I_1 \ll I_2 \ll I_3$.

Wechselstrom-ESB:



Rückwirkungsfreies ESB:



mit: $R_{ein} = \frac{1}{g} = \frac{1}{g_1} \left(1 + \frac{S_1}{g_2} \right) = \frac{1}{g_1} (1 + 1) = \frac{2}{g_1}$

$\rightarrow g = \frac{1}{2}g_1$

Spannungsverstärkung:

$\underline{v}_{u1} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_0} = \frac{\frac{S_1}{g_2 S_1}}{1 + \frac{S_1}{g_2}} = \frac{1}{1+1} = \frac{1}{2} \rightarrow \underline{U}_2 = \frac{1}{2}\underline{U}_0$

$\rightarrow \underline{I}_3 = S\underline{U}_0 = S_2\underline{U}_2 = \frac{1}{2}S_2\underline{U}_0 \rightarrow S_1 = \frac{1}{2}S_2$

Somit sind beide Transistoren als ein Transistor mit S und g beschreibbar.

Stromverstärkung:

$\underline{v}_i = \frac{\underline{I}_3}{\underline{I}_1} = \frac{S\underline{U}_0}{\underline{U}_0 g} = \frac{S}{g} = \frac{S_2}{g_1} = \beta_{01}\beta_{02}$

Die Gesamtstromverstärkung ist das Produkt der einzelnen Stromverstärkungen.

Nachteil: Die Spannungsverstärkung beträgt nur 50% von der des Einzeltransistors ($\underline{U}_2 = \frac{1}{2}\underline{U}_0$).

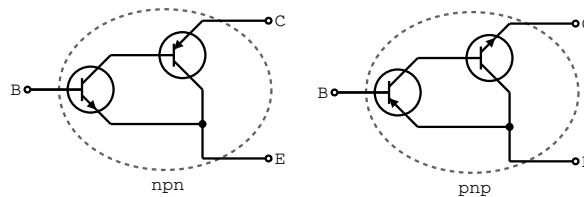
Dafür ist der Eingangswiderstand erhöht:

$R_{ein} = \frac{1}{g} + \underline{v}_i R_E = \frac{2}{g_1} + \beta_{01}\beta_{02}R_E$

$R_i = \frac{1}{S} = \frac{2}{S_2}$

Anmerkung:

Es lassen sich auch Darlington-Transistoren in npn-npn-Schaltung realisieren:



4.3.2 Differenzverstärker

Differenzverstärker sind Eingangsstufen in Operationsverstärkern. Im folgenden wird der Grund dafür ermittelt.

4.3.2.1 Differenzverstärker mit konstanter Eingangsspannung U_{02} Es gilt auch hier: $I_{11} \ll I_{21}$ und $I_{12} \ll I_{22}$ sowie $SR_E \gg 1$.

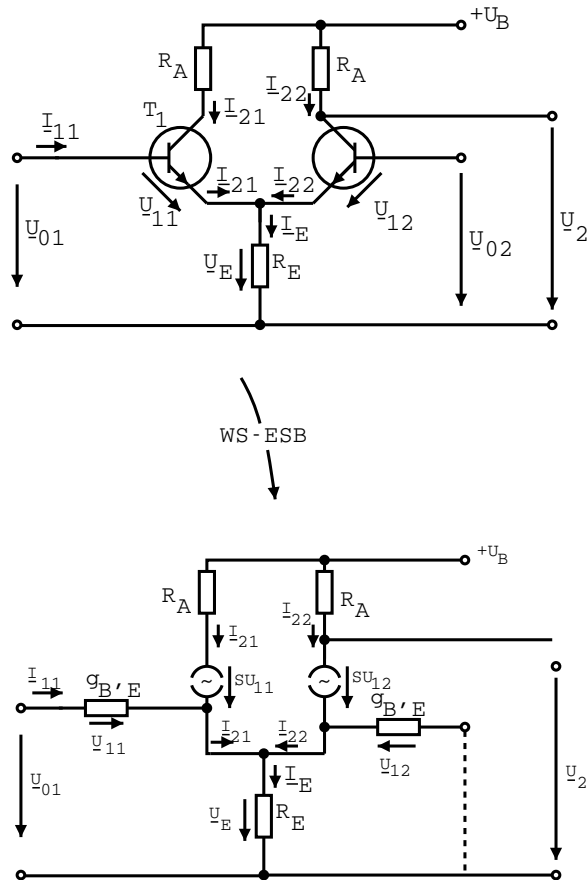


Abbildung 68: Differenzverstärker

Berechnungen aus dem ESB

(zunächst mit konstanter Eingangsspannung \underline{U}_{02}):

$$\underline{I}_{22} = S\underline{U}_{11} = \frac{S}{g_{B'E}} I_{11} = \beta_0 I_{11}$$

$$\underline{U}_{12} = -\underline{U}_E = -(\underline{I}_{21} + \underline{I}_{22}) R_E$$

$$\underline{I}_{22} = S\underline{U}_{12} = -SR_E (\underline{I}_{21} + \underline{I}_{22}) = -\frac{SR_E}{1+SR_E} \underline{I}_{22} = -\frac{SR_E}{1+SR_E} \beta_0 I_{11} \approx -\beta_0 I_{11}$$

Die Kollektorströme sind entgegengesetzt gleich (bzw. ändern sich gegensinnig mit I_{11}).

$$\text{Daraus folgt: } \underline{I}_E = \underline{I}_{21} + \underline{I}_{22} = \left(1 - \frac{SR_E}{1+SR_E}\right) \beta_0 I_{11} = \frac{\beta_0 I_{11}}{1+SR_E} \approx \frac{\beta_0 I_{11}}{SR_E} = \frac{I_{11}}{g_{B'E} R_E}$$

Der Strom \underline{I}_E ist also um den Faktor $1 + SR_E$ kleiner als die Ströme \underline{I}_{21} und \underline{I}_{22} . Somit ist ΔI_E vernachlässigbar.

Die Basisströme sind entgegengesetzt gleich.

$$\underline{I}_{12} = \frac{I_{22}}{\beta_0} = -\frac{SR_E}{1+SR_E} I_{11} \approx -I_{11}$$

Für die Spannung am Emitterwiderstand gilt:

$$\underline{U}_E = \underline{I}_E R_E = \frac{\beta_0 R_E}{1+SR_E} I_{11} = \frac{I_{11}}{g_{B'E}} = \underline{U}_{11}$$

Da $\underline{I}_{12} = -I_{11}$ folgt: $\underline{U}_{12} = -\underline{U}_{11}$.

Mit Kenntnis dieser Werte kann die Eingangsimpedanz berechnet werden (komplexer Widerstand zwischen den Basisanschlüssen):

$$\underline{z}_{01} = \frac{\underline{U}_{01}}{I_{11}} = \frac{\underline{U}_{11} + \underline{U}_E}{I_{11}} = \frac{1}{g_{B'E}} + \frac{\beta_0 R_E}{1+SR_E} = \frac{1}{g_{B'E}} \frac{1+2SR_E}{1+SR_E} \approx \frac{2}{g_{B'E}}$$

Berechnung der Spannungsverstärkung:

$$\underline{v}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_{01}} = \frac{I_{22} R_A}{\underline{U}_{01}} = -\frac{I_{22}}{I_{11}} \frac{I_{11}}{\underline{U}_{01}} R_A = \frac{SR_E \beta_0 R_A g_{B'E}}{1+2SR_E} = \frac{SR_E}{1+2SR_E} SR_A \approx \frac{SR_A}{2}$$

Die wirksame Steilheit der Einzeltransistoren wird also halbiert.

4.3.2.2 Berechnung für zwei Eingangsspannungen: Für $\beta_0 \gg 1$ gilt: $\underline{I}_{21} \gg \underline{I}_{11}$; $\underline{I}_{22} \gg \underline{I}_{21}$.

Damit ergibt sich:

$$\underline{I}_{21} = S\underline{U}_{11} = S[\underline{U}_{01} - (\underline{I}_{21} + \underline{I}_{22}) R_E]$$

$$\underline{I}_{22} = S\underline{U}_{12} = S[\underline{U}_{02} - (\underline{I}_{21} + \underline{I}_{22}) R_E]$$

Subtraktion der Gleichungen: $\underline{I}_{22} - \underline{I}_{21} = S(\underline{U}_{02} - \underline{U}_{01})$

Addition der Gleichungen: $\underline{I}_{22} + \underline{I}_{21} = \frac{S(\underline{U}_{02} - \underline{U}_{01})}{1+2SR_E}$

Addiert man diese beiden Gleichungen, dann erhält man:

$$\underline{I}_{22} = \frac{1}{2} S(\underline{U}_{02} - \underline{U}_{01}) + \frac{1}{2} \frac{S(\underline{U}_{01} + \underline{U}_{02})}{1+2SR_E}$$

$$\underline{U}_2 = -\underline{I}_{22} R_A = -\frac{1}{2} SR_A (\underline{U}_{02} - \underline{U}_{01}) - \frac{1}{2} \frac{SR_A}{1+2SR_E} (\underline{U}_{01} + \underline{U}_{02})$$

Die Spannung \underline{U}_2 enthält also die Summen und Differenzen der Eingangssignale.

Definitionen:

Aus $\underline{U}_{01} = -\underline{U}_{02} = \underline{U}_0$ wird die **Differenzverstärkung** v_D ermittelt:

$$v_D = \frac{U_2}{U_0} = SR_A$$

Aus $\underline{U}_{01} = \underline{U}_{02} = \underline{U}_0$ wird die **Gleichtaktverstärkung** v_G ermittelt:

$$v_G = \frac{U_2}{U_0} = \frac{-SR_A}{1+2SR_E} \approx -\frac{R_A}{SR_E}$$

Mit Kenntnis dieser Werte kann die Beschreibung des allgemeinen Verhaltens beschrieben werden:

$$\underline{U}_2 = v_D \frac{(\underline{U}_{01} - \underline{U}_{02})}{2} + v_G \frac{(\underline{U}_{01} + \underline{U}_{02})}{2}.$$

Meist ist die Unterdrückung der Gleichtaktanteile erwünscht. Ein Maß für diese Gleichtaktunterdrückung ist:

$$G = \frac{v_D}{v_G} = 1 + 2SR_E \approx 2SR_E \text{ (für } SR_E \gg 1)$$

Dies kann durch einen möglichst großen Emitterwiderstand R_E erreicht werden. Oft wird dieser daher insbesondere bei Operationsverstärkern durch einen Transistor ersetzt (Konstantstromquelle, siehe Abbildung 1).

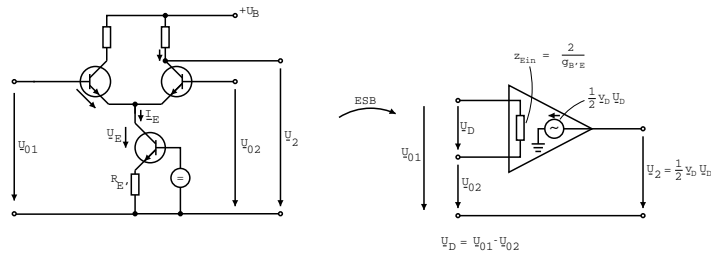
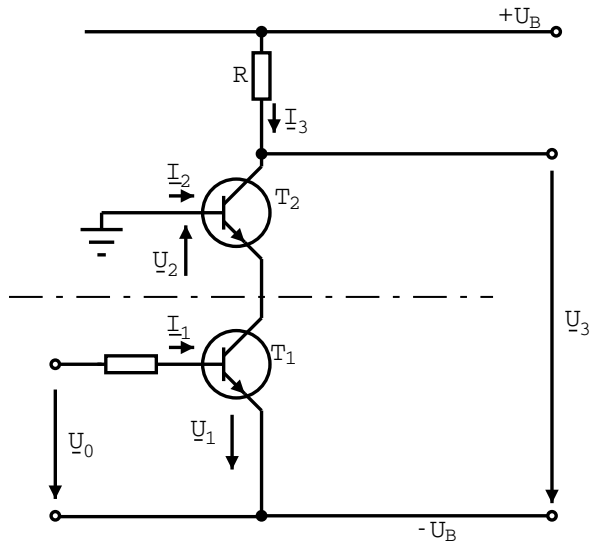


Abbildung 69: Differenzverstärker mit Konstantstromquelle

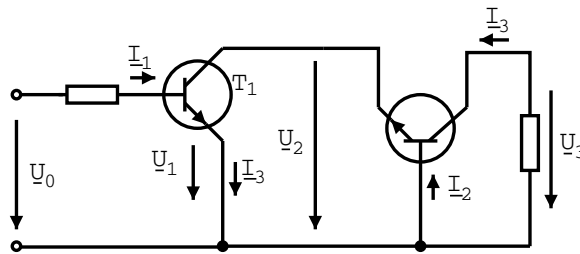
4.3.3 Kaskodeschaltung

Wirkschaltbild:

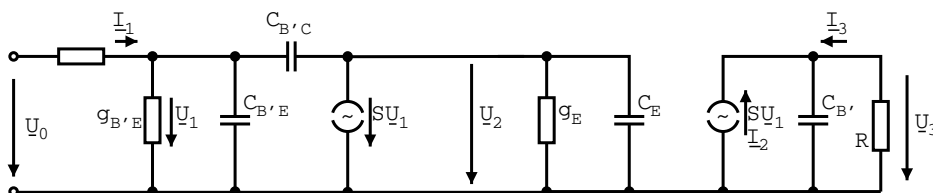


Bei dieser Schaltung ist Transistor T_1 in Emitterschaltung und Transistor T_2 in Basisschaltung. Diese Schaltung verhindert das Einwirken der Rückwirkungskapazitäten auf die obere Grenzfrequenz. Die Schaltung wirkt wie eine Verstärkerstufe mit einem Transistor und wird hauptsächlich in HF-Eingangsstufen verwendet.

WS-Schaltbild:



Giacoletto-ESB:



5 Lineare Großsignalverstärker

Aufgabe der Leistungsverstärker (Großsignalverstärker) ist es, vorverstärkte Signale auf einen höheren Leistungspegel umzusetzen. Dabei bestimmt die Signalamplitude den Arbeitspunkt des Transistors, welcher bis an die Aussteuerungsgrenzen (P_{Cmax} , U_{CEmax} , I_{Cmax} , U_{CE0} , I_{C0}) gesteuert wird. Kenngrößen des Leistungsverstärkers sind der Klirrfaktor k , welcher ein Maß für die Verzerrung des Signals darstellt und als Effektivwert der Oberschwingungen zu dem Effektivwert des gesamten Signals definiert ist, sowie der Wirkungsgrad, der das Verhältnis der Ausgangsleistung zu der Versorgungsgleichleistung angibt. Die Leistungsverstärker werden je nach Lage des Arbeitspunktes bzw. Betriebsart in die Klassen A-, B-, C- und D-Verstärker unterteilt.

Klassifizierung der Betriebsarten

Die Klassifizierung der Betriebsart erfolgt nach der Lage des Arbeitspunktes im Kennlinienfeld

5.1 A-Verstärker

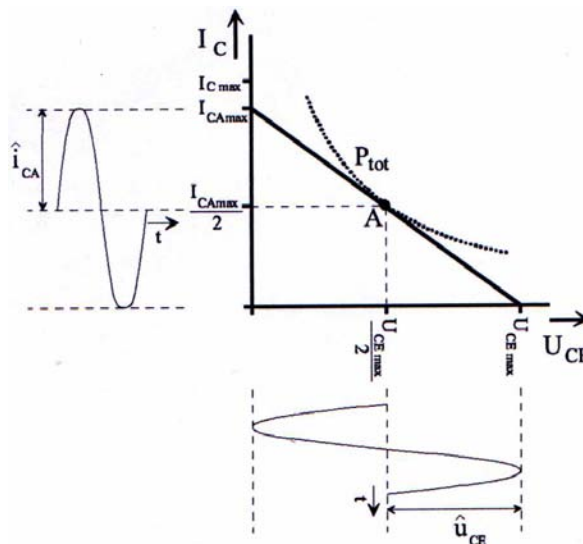


Abbildung 70: A-Verstärker

Bei dem A-Verstärker (Bild 70) liegt der Arbeitspunkt etwa in der Mitte des möglichen Aussteuerbereiches. Wird das Signal vollständig von nur einem Transistor verstärkt, so handelt es sich um einen Eintaktverstärker. Im günstigsten Fall liegt der Arbeitspunkt auf der Verbindungslinie zwischen U_{CEmax} und I_{Cmax} , da so die größte Aussteuerung erzielbar ist. Allerdings muss diese sogenannte Arbeitsgerade unterhalb der Verlusthyperbel P_{tot} liegen. Im Arbeitspunkt wird im Transistor die Leistung $P_{Cmax} = \frac{U_{CEmax} I_{Cmax}}{2} = \frac{U_{CEmax} I_{Cmax}}{4}$ umgesetzt. Die P_{Cmax} entsprechende Leistung wird auch im Arbeitswiderstand R_A umgesetzt.

Die maximale (Wechselspannungs-) Ausgangsleistung beträgt: $P_{Amax} = u_{CE} i_C = \frac{\hat{u}_{CE}}{\sqrt{2}} \frac{\hat{i}_C}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{u}_{CE} \hat{i}_C}{2} = \frac{1}{2} P_{Cmax}$. Für den Wirkungsgrad ergibt sich somit: $\eta = \frac{P_{Amax}}{P_0} = \frac{\frac{1}{2} P_{Cmax}}{2 P_{Cmax}} = 25\%$. Durch Ankopplung des

Lastwiderstandes über einen Transformator mit $R_{Cu} \approx 0\Omega$ lässt sich der Wirkungsgrad auf $\eta = 50\%$ erhöhen. Da die Steuerkennlinie des Transistors nicht linear verläuft, ist der Klirrfaktor des Ausgangssignales des Eintakt-A-Verstärkers recht hoch.

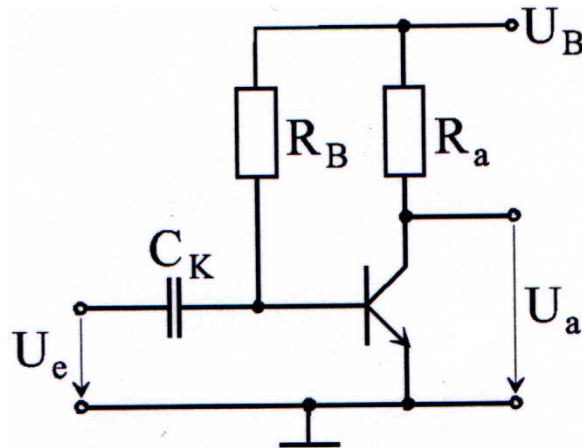


Abbildung 71: Eintakt-A-Verstärker (Emitterschaltung)

Ankopplung des Lastwiderstandes über einen Transformator

Zur Ankopplung wird ein Transformator mit $R_{ein} \approx 0\Omega$ verwendet. Es ergibt sich eine Verbesserung des Wirkungsgrades zu:

$$\eta = \frac{P_A}{P_0} = \frac{\frac{1}{2}P_{Cmax}}{P_{Cmax}} = \frac{1}{2} = 50\%$$

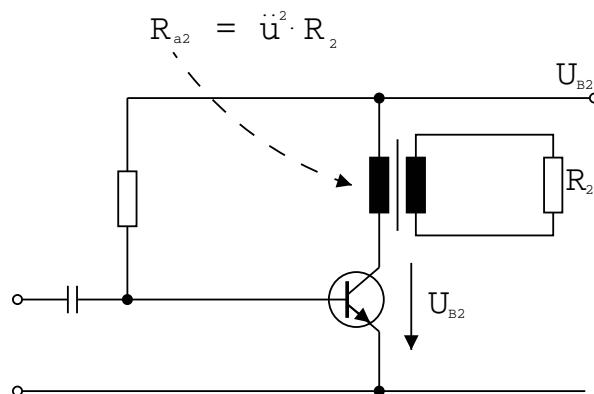


Abbildung 72: Ankopplung des Lastwiderstandes über einen Transformator

Um den Klirrfaktor des Eintakt-A-Verstärkers zu verbessern kann auf einen Gegentakt-A-Verstärker zurückgegriffen werden, bei dem eine Linearisierung durch Überlagerung der Stromsteuerkennlinien von zwei Ausgangstransistoren erfolgt (siehe Abb. 74).

Ein Gegentakt-A-Verstärker lässt sich beispielsweise gemäß Abb. 73 realisieren. Damit reiner A-Betrieb erreicht wird, muss die Schaltung über R_1 und R_2 entsprechend dimensioniert werden.

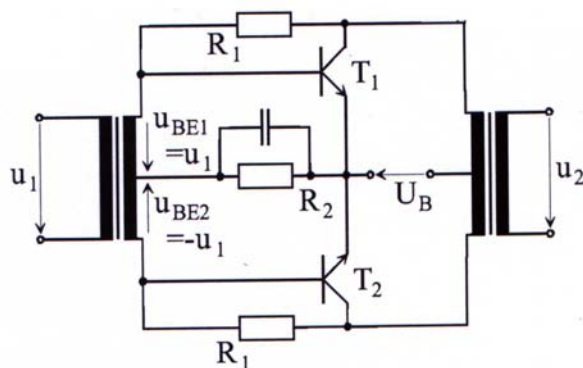


Abbildung 73: Gegentaktverstärker

Werden gleichartige Transistoren in der Ausgangsstufe verwendet, so müssen sie gegenphasig angesteuert werden, was in dieser Schaltung über den Transformator mit Mittelabgriff erreicht wird. Zur Umgehung einer gegenphasigen Ansteuerung und zur Einsparung des (teuren) Transformators, setzt man in der Ausgangsstufe Komplementärtransistoren ein (je ein npn- und pnp-Typ). Um reinen A-Betrieb zu erhalten, müssen die Transistoren über ein Netzwerk so vorgespannt werden, dass der Arbeitspunkt jeweils etwa in der Mitte des möglichen Aussteuerbereiches liegt.

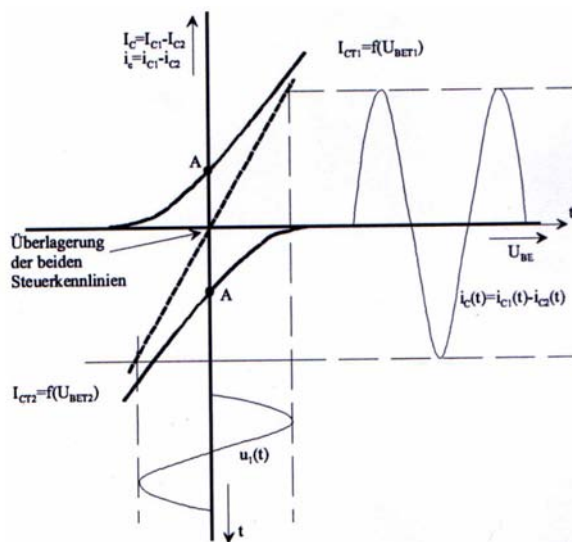


Abbildung 74: Überlagerung der Kennlinien

5.2 B-Verstärker

Bei dem B-Verstärker liegt der Arbeitspunkt im Ursprung der Steuerkennlinie. Somit ist bei Verwendung eines einzelnen Transistors eine Verstärkung beider Halbwellen einer Wechsaussteuerung nicht möglich.

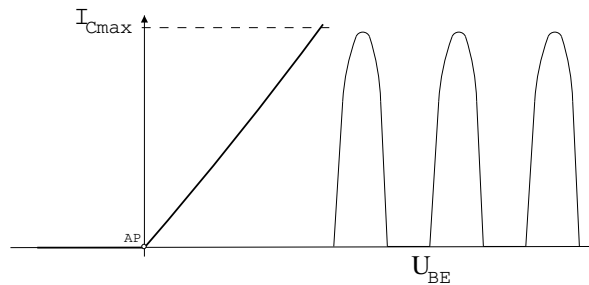


Abbildung 75: Eintakt-B-Verstärker

Will man beide Halbwellen des Eingangssignals verstärken, muss demzufolge für jede Halbwellen des Signals ein Transistor vorhanden sein. Es handelt sich dann ebenfalls um einen Gegentaktverstärker, wie z.B. in Abb. 76.

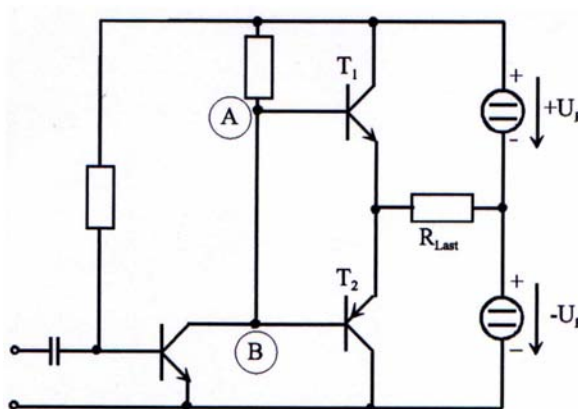


Abbildung 76: Gegentakt-B-Verstärker

Bei voller Strom- und Spannungsaussteuerung ergibt sich für den Mittelwert des Stromes pro Transistor:

$$\bar{i}_C = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \hat{i}_C \cos \varphi d\varphi = \frac{\hat{i}_C}{\pi} \sin \varphi \Big|_0^{\pi/2} = \frac{\hat{i}_C}{\pi} = \frac{I_{Cmax}}{\pi}$$

und für die zugeführte Leistung (beide Transistoren):

$$P_C = 2U_B \bar{i}_C = \frac{2}{\pi} U_B I_{Cmax}$$

Mit $P_{Amax} = \frac{U_B I_{Cmax}}{\sqrt{2} \sqrt{2}} = \frac{U_B I_{Cmax}}{2}$ beträgt der Wirkungsgrad $\eta = \frac{P_A}{P_C} \leq \frac{\pi}{4} = 78,5\%$ (bei sinusförm. Signal und Vollaussteuerung) und ist deutlich günstiger als bei dem A-Verstärker. Allerdings ist der Wir-

kungsgrad abhängig von der Aussteuerung. Das Maximum der Verlustleistung liegt nicht bei Vollaussteuerung sondern bei ca. $0,64\hat{u}_{Amax}$.

5.3 AB-Verstärker

Nachteil des reinen B-Verstärkers sind die aufgrund der Schleusenspannung der Basis-Emitter-Dioden auftretenden sogenannten Übernahmeverzerrungen, welche sich insbesondere bei kleinem Signal ungünstig auswirken. Zur Abhilfe legt man die Arbeitspunkte der Transistoren jeweils in den Knick der Steuerkennlinie und erhält so einen verzerrungsarmen AB-Verstärker, bei dem jedoch gegenüber dem B-Verstärker bei Nichtaussteuerung ein Ruhestrom fließt.

Das Netzwerk zur Erzeugung der Vorspannung kann in diesem Fall aus zwei Dioden (in Durchlassrichtung zwischen Punkt A und B geschaltet) bestehen, die zur Stabilisierung des Arbeitspunktes mit den Ausgangstransistoren thermisch gekoppelt sind.

5.4 C- und D-Verstärker

Bei dem C-Verstärker liegt der Arbeitspunkt der Transistoren im Sperrbereich wodurch eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrades erreicht wird. Da dann aber nur ein Teil des Signals verstärkt wird, erhält man ein extrem oberwellenhaltiges Ausgangssignal. Anwendung finden derartige Verstärker nur bei HF-Sendestufen in Verbindung mit schmalbandigen Filtern. Die Arbeitsweise der D-Verstärker ist nicht einheitlich definiert. Es werden sowohl solche Verstärker als D-Verstärker bezeichnet, deren Arbeitspunkt gegenüber dem C-Verstärker noch weiter im Sperrbereich liegt und die mit sehr geringer Verlustleistung praktisch im Schalterbetrieb arbeiten, als auch AB-Verstärker mit aussteuerungsabhängigem Arbeitspunkt.

5.5 Aufbau einer Ausgangsstufe

In den meisten Fällen werden die Transistoren einer Ausgangsstufe wie in Abb. 77 als Emitterfolger (Kollektorschaltung) betrieben. Die Spannungsverstärkung beträgt ungefähr 1, die Stromverstärkung liegt in der Größenordnung von 50-100. Über das mit N bezeichnete Netzwerk wird die Vorspannung für die Transistoren erzeugt und damit die Betriebsart der Stufe bestimmt. Zusätzlich wird darüber der Arbeitspunkt stabilisiert. In Abb. 78 sind verschiedene Varianten des Netzwerkes dargestellt.

5.6 Kühlung von Halbleitern

Halbleiter arbeiten mit Wirkungsgraden $\eta \ll 100\%$, d.h. es wird mehr (Batterie-)Leistung zugeführt als an Wirkleistung entnommen wird. Die Differenz zwischen zugeführter Leistung und entnommener (Nutz-)Leistung tritt im Halbleiterchip in Form von Verlustleistung (d.h. Wärme) auf.

Für einen Einzeltransistor gilt:

$$P_V = U_{CE}I_C + U_{BE}I_B \approx U_{CE}I_C$$

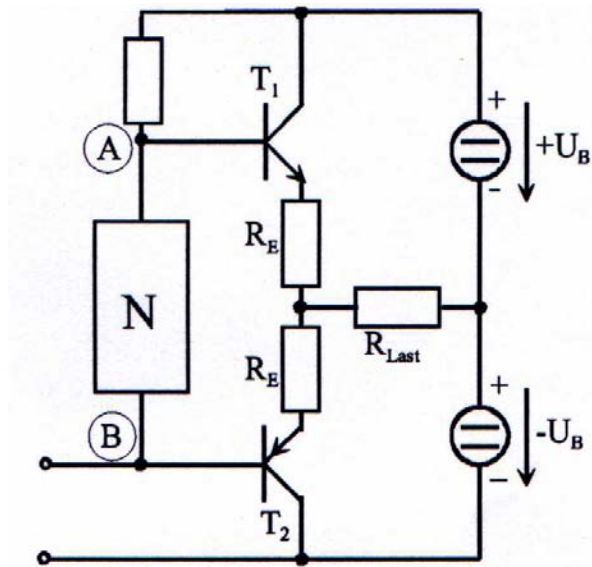


Abbildung 77: Gegentakt-Ausgangsstufe

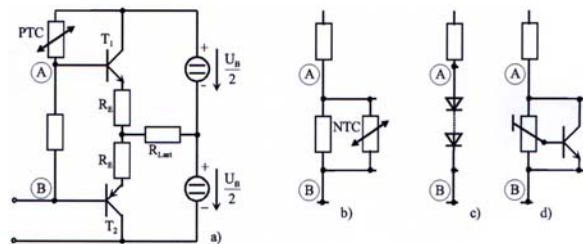


Abbildung 78: Temperaturstabilisierung von Leistungsstufen

Bei integrierten Leistungsschaltkreisen im Niederfrequenzbereich kann man in guter Näherung die Verlustleistung der Leistungstransistoren zur Dimensionierung benutzen.

Die auftretende Verlustleistung führt zu einer Erwärmung des Halbleiterchips, hier gilt das sog. *Ohm'sche Gesetz der Wärmeströmung*:

$$\Delta T = P_V R_{th}$$

Hierbei ist ΔT die Temperaturdifferenz zwischen Substrat und Umgebung, P_V der Wärmestrom (die vom Halbleiter erzeugte Verlustleistung) und R_{th} ($R_{th} = \frac{1}{G_{th}}$; Kehrwert der Wärmeleitfähigkeit) der Wärmewiderstand des durchströmten Mediums.

Nach Abschluß der Aufwärmphase des Halbleiters stellt sich ein Gleichgewicht zwischen erzeugter Verlustleistung und abgeführter Wärmeleistung ein. Dazu gehört eine bestimmte Temperatur der Halbleitersperrschicht (Substrat). Diese Temperatur der Sperrschicht darf aber einen Grenzwert nicht überschreiten, da es sonst zu Sperrschichtdurchbrüchen und somit zur Zerstörung des Halbleiters kommen kann. Bei Siliziumhalbleitern liegt diese Grenztemperatur zwischen 150°C und 250°C (siehe Datenblatt), bei Germaniumhalbleitern zwischen 75°C und 90°C.

Als kühlende Umgebung kann das Transistorgehäuse, die umgebende Luft oder ein Kühlkörper (Strangprofil, Blech) wirken. Dafür können verschiedene Wärmewiderstände angegeben werden.

R_{thG} Wärmewiderstand zwischen Substrat und Gehäuse (s. Halbleiterdatenblatt)

R_{thU} Wärmewiderstand zwischen Substrat und Umgebung (s. Halbleiterdatenblatt)

R_{thGK} Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper (montageabhängig)

R_{thK} Wärmewiderstand zwischen Kühlkörper und Umgebungsluft (s. Kühlkörperdatenblatt)

Der thermische Gesamtwiderstand eines auf einen Kühlkörper montierten Halbleiters zwischen Substrat (Sperrschicht) und umgebender Luft errechnet sich damit zu:

$$R_{th} = R_{thG} + R_{thGK} + R_{thK}$$

Bei direkter Montage des Halbleiters auf dem Kühlkörper (mit Wärmeleitpaste) gilt $R_{thG} \approx 0,1 \frac{K}{W}$. Bei Verwendung einer Glimmerscheibe zur Isolation zwischen Halbleiter und Kühlkörper gilt $R_{thG} \approx 0,5 \frac{K}{W}$.

Soll der Halbleiter zur Kühlung auf ein (evtl. vorhandenes) Kühlblech montiert werden, so gilt für die erforderliche Kühlfläche F (bei ruhender Luft) folgende Näherungsgleichung:

$$F = \frac{P_{Vmax}}{1 \dots 1,5 \Delta T}$$

mit F in [cm²], P_{Vmax} in [mW] und ΔT in [K].

Die Wärmeabfuhr kann durch Schwärzung des Kühlkörpers und durch bewegte Luft (Ventilator) gegebenenfalls verbessert werden.

Eine weitere (hier nicht behandelte) Kühlmethode besteht im Einsatz von Peltierelementen.