

Ausgewählte Kapitel der Elektronik

Inhalt

1.	Schaltungstechnik bipolarer Transistoren	2
1.1	Wirkungsprinzip und Parameter	2
1.2	Festlegung des Arbeitspunktes	12
1.3	Verstärkereigenschaften	14
1.4	Der Emitterfolger (Kollektorschaltung)	22
1.5	Die Basisschaltung	26
1.6	Kopplung von Verstärkerstufen	28
2.	Transistor-Konstantstromquellen	29
3.	Der Differenzverstärker	32
3.1	Prinzipielle Funktion	32
3.2	Einfacher Differenzverstärker	35
3.3	Differenzverstärker mit Konstantstromquelle	36
4.	Die Darlington-Schaltung	38
5.	Leistungsverstärker	40
6.	Der bipolare Transistor als Schalter	54
6.1	Statisches Verhalten	54
6.2	Statische Dimensionierung	56
6.3	Dynamisches Verhalten	59
6.4	Schaltverhalten bei komplexen Lastwiderständen	61

- 7. Der Feldeffekttransistor
65
- 7.1 Der MOSFET
65
- 7.2 Der Sperrschicht-FET
69
- 7.3 Kenngrößen und Ersatzschaltbilder
71
- 7.4 Die Sourceschaltung
72
- 7.5 Vergleich der Transistorarten
74

- 8. Anhang: Datenblätter
76

Ausgewählte Kapitel der Elektronik

Zu dieser Vorlesung werden die Kenntnisse aus der Vorlesung „Bauelemente“ vorausgesetzt. Schwerpunkt ist hier jedoch der Schaltungsentwurf und der Aufbau von Halbleiterschaltungen mit bestimmten Eigenschaften.

1. Schaltungstechnik bipolarer Transistoren

Vorbemerkung: Da Halbleiter im allgemeinen mittels geeigneter Spannungs- und Stromwerte in einem gewünschten Arbeitspunkt betrieben werden und dann die Eigenschaften bezüglich der Signalverarbeitung (also für Wechselspannung) betrachtet werden, sind im folgenden alle Gleichgrößen mit Großbuchstaben, alle Wechselgrößen mit Kleinbuchstaben gekennzeichnet. So ist beispielsweise U_{CE} die Gleichspannung zwischen Kollektor (C) und Emitter (E) eines Transistors, u_{CE} dagegen nur der Wechselanteil zwischen denselben Elektroden. Dies verhindert die Verwirrung, die auftritt, wenn man die Wechselgrößen - hier sind ja in der Regel Effektivwerte gemeint! - ebenfalls mit Großbuchstaben kennzeichnet.

1.1 Wirkungsprinzip und Parameter

Ein bipolarer Transistor besteht im Prinzip aus einem Halbleiterkristall, in dem durch entsprechende Dotierung zwei Sperrschichten erzeugt werden (siehe Bild 1.1). Der Zusatz "bipolar" weist darauf hin, daß am Stromtransport Ladungsträger beider Polaritäten (Löcher und Elektronen) beteiligt sind; er wird jedoch meist weggelassen. (Im Gegensatz dazu sind Feldeffekttransistoren unipolar!).

Im Prinzip sind zwei unterschiedliche Zonenfolgen möglich, nach denen die Transistoren näher bezeichnet werden:

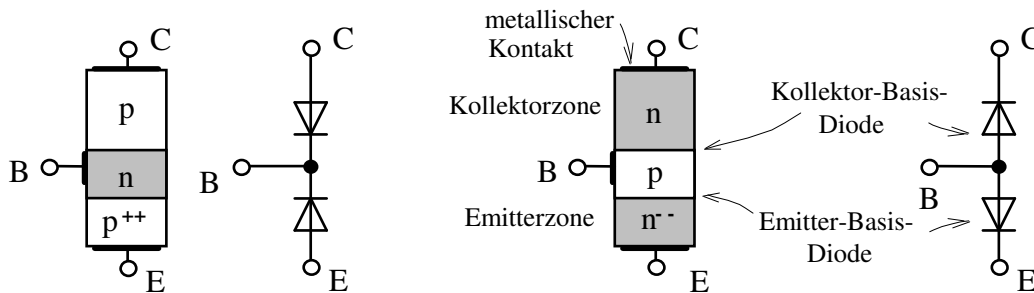


Bild 1.1 Aufbau und Dioden-Ersatzschaltbild des
a) pnp-Transistors
b) npn-Transistors

Die drei Elektroden eines Transistors werden mit Emitter (E), Basis (B) und Kollektor (C) bezeichnet. Aufgrund des Aufbaus lassen sich (extrem) vereinfachte Ersatzschaltbilder für die Transistoren angeben, die zwar keineswegs die eigentliche Wirkungsweise beschreiben, aber eine Möglichkeit zur Unterscheidung oder groben Funktionsprüfung von Transistoren verdeutlichen. Schließt man nämlich zwischen Basis und Emitter oder Basis und Kollektor ein einfaches Ohmmeter an (es muß hierbei bekannt sein, welcher Anschluß des Ohmmeters das positive Potential führt,

was notfalls mit einer Diode geprüft werden kann), so mißt man stark unterschiedliche Widerstandswerte, je nachdem, ob die "Transistor-Diode" in Fluß- oder in Sperrichtung geschaltet ist. Sind die Widerstände einer Diode in Fluß- und Sperrichtung, d.h. bei Vertauschen der Meßkabel gleich, so ist der Transistor mit Sicherheit defekt.

Die Zusammenschaltung zweier Dioden gemäß Bild 1.1 ergibt bekanntlich noch keinen Transistor. Entscheidend ist die Tatsache, daß beide Dioden eine gemeinsame Zone - die Basis - besitzen, die außerordentlich dünn sein muß (Dicke: wenige μm). Außerdem müssen im **aktiven Betrieb** (Verstärkerbetrieb) folgende Bedingungen erfüllt sein:

- Die Emitter-Basis-Diode wird im Flußbereich betrieben, d. h. beim pnp-Transistor ist die Basis negativ gegenüber dem Emitter, beim npn-Transistor dagegen positiv.
- Der Kollektor soll eine betragsmäßig höhere Spannung gegenüber dem Emitter aufweisen als die Basis. Beim pnp-Transistor ist der Kollektor daher stark negativ gegenüber dem Emitter, beim npn-Transistor stark positiv.

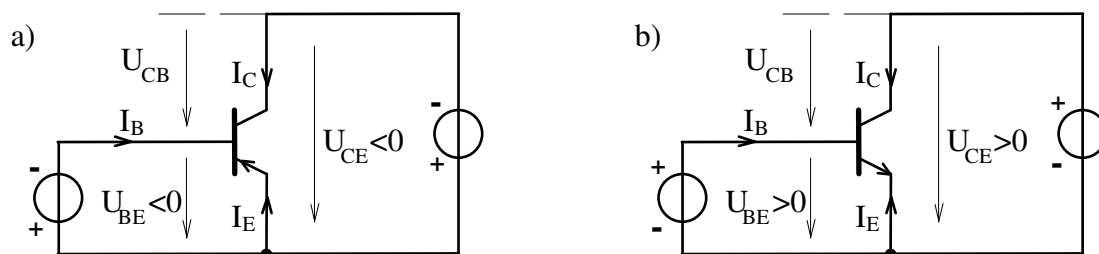


Bild 1.2 Polarität der Betriebsspannungen im Normalbetrieb und Zählrichtungen von Strömen und Spannungen

- a) pnp-Transistor
b) npn-Transistor

Die Richtung der Spannungen wird durch die entsprechenden Indizes abgegeben. Die Spannung wird vom erstgenannten Pol zum zweitgenannten positiv gerechnet. Die Indizes der Ströme geben an, zu welcher Elektrode sie (von außen kommend) hinfließen. Daher sind beim npn-Transistor normal die Größen I_C , I_B , U_{CB} , U_{BE} und U_{CE} positiv, I_E negativ. Beim pnp-Transistor ist es gerade umgekehrt.

Um die folgenden Darstellungen zu vereinfachen, soll grundsätzlich nur der npn-Transistor betrachtet werden. Aus den obigen Ausführungen geht bereits hervor, daß alle Kennwerte für den npn-Transistor auch für den pnp-Transistor gelten, wenn man beachtet, daß die entsprechenden Spannungen und Ströme jeweils entgegengesetzte Polarität aufweisen. Im folgenden sei daher die Wirkungsweise anhand eines npn-Transistors verdeutlicht.

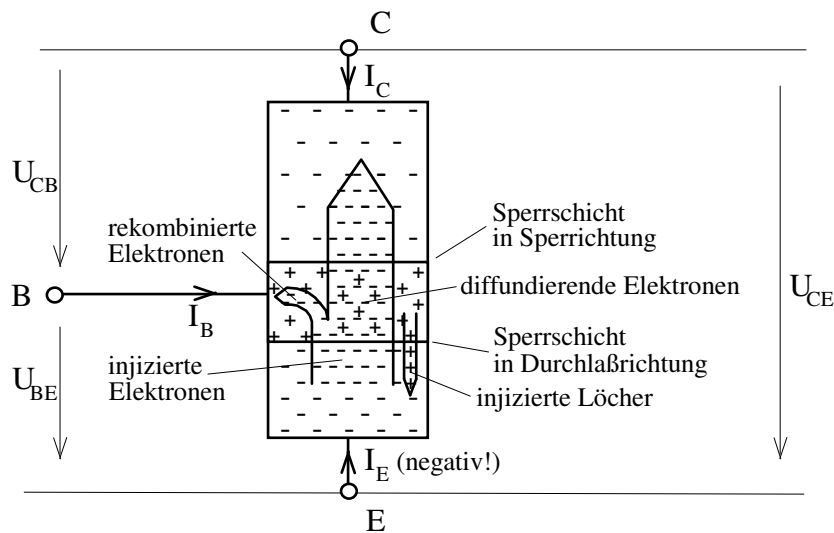


Bild 1.3
Funktionsprinzip eines npn-Transistors

Man erkennt, daß die Basis-Emitter-Diode in Flußrichtung gepolt ist, die Kollektor-Basis-Diode in Sperrichtung. Dennoch zeigt sich, daß der Kollektorstrom viel größer ist als der Basisstrom. Wie ist das zu erklären?

Die Basisspannung U_{BE} entspricht ihrer Größe nach der Durchlaßspannung gewöhnlicher Dioden (0,1 ... 0,4 V beim Grundmaterial Germanium, 0,5 ... 0,8 V beim Grundmaterial Silizium). Sie veranlaßt die in der n-Zone des Emitters in großer Zahl vorhandenen freien Elektronen zum Durchwandern der Basis-Emitter-Sperrschicht (Injektion!) und damit zum Übertritt in die Basis. Da die Basisdicke jedoch außerordentlich gering ist, diffundieren die Elektronen wegen des Konzentrationsgefälles fast unmittelbar in die Kollektor-Basis-Sperrschicht. Dort werden sie aber von dem stark positiven und damit beschleunigenden Potential des Kollektors erfaßt und in das Innere der Kollektorzone abgezogen. Dieser Wirkungsmechanismus ist so ausgeprägt, daß fast alle Ladungsträger aus dem Emitter in Kollektor gelangen. Nur ein kleiner Teil (<1%) bleibt durch Rekombination mit den Löchern der Basiszone auf der Strecke. Die durch Rekombination verloren gehenden Löcher werden durch den (positiven) Basisstrom ersetzt.

Unter der beschleunigenden Basis-Emitterspannung wird auch ein kleinerer Löcherstrom (Majoritätsträgerstrom) in den Emitter injiziert.

Neben den erwähnten Strömen, die in Bild 1.3 eingezeichnet sind, tritt stets noch infolge der Eigenleitung ein Sperrstrom vom Kollektor zur Basis auf, der aus den

Minoritätsträgern des Kollektors, also aus Löchern besteht. Damit ergibt sich folgende Strombilanz:

- a) Aus dem Emitter fließt ein großer Elektronenstrom in den Kollektor und ein weiterer, wesentlich kleinerer Löcherstrom aus der Basis. I_E hat daher einen relativ großen, negativen Wert hinsichtlich der eingezeichneten Flußrichtung.
- b) Die Basis läßt einen Löcherstrom in den Emitter fließen. Daneben fließt ein kleiner Elektronenstrom aus dem Emitter sowie ein noch kleinerer Löcherstrom (Kollektorreststrom) über die gesperrte Kollektor-Basis-Diode aus dem Kollektor. Insgesamt ist der Basisstrom positiv.
- c) Der Kollektor erhält einen großen Elektronenstrom aus dem Emitter und läßt seinerseits einen sehr kleinen Löcherstrom in die Basis fließen. Der Kollektorstrom ist daher groß und stets positiv.

Wesentlich hierbei ist, daß die Größe des Elektronenstroms vom Emitter in den Kollektor vom Basisstrom I_B bzw. der Basisspannung U_{BE} abhängt. I_B und U_{BE} sind ihrerseits voneinander abhängig, da für sie die Diodengleichung (auf die Basis-Emitter-Diode angewandt) gilt:

$$I_B = I_{BEO}(T) \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{m \cdot U_T}} - 1 \right) \approx I_{BEO}(T) \cdot e^{\frac{U_{BE}}{m \cdot U_T}} \quad \text{mit} \quad U_T = \frac{kT}{e}$$

wobei $I_{BEO}(T)$ der stark temperaturabhängige (Sperr-)Sättigungsstrom der Basis-Emitter-Diode bei offenem Kollektor und U_T die „Temperaturspannung“ sind. Mit $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K (Boltzmann-Konstante), der Elementarladung $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ As und der absoluten Temperatur T ergibt sich U_T bei Raumtemperatur zu etwa 26 mV. Der Faktor m liegt zwischen 1 und 2. Im allgemeinen beträgt mU_T etwa 40 mV.

Die Eingangskennlinie des Transistors hat daher folgenden Verlauf:

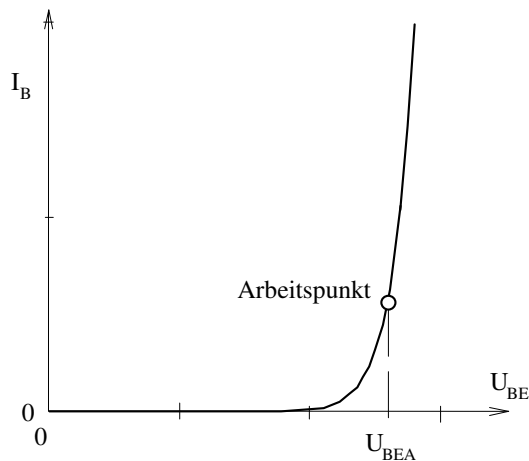


Bild 1.4 Eingangskennlinie eines Transistors

U_{BEA} = Basis-Emitter-Spannung im

Arbeitspunkt

$|U_{BEA}| = 0,1 \dots 0,4 \text{ V}$ bei Ge

$|U_{BEA}| = 0,5 \dots 0,8 \text{ V}$ bei Si

Dem Eingangskennlinienfeld kann eine für die spätere Verstärkerberechnung wichtige Größe entnommen werden: der (dynamische) **Eingangswiderstand** r_{BE} . Aus Bild 1.4 ergibt er sich aus der Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt.

Ebenso läßt sich der differentielle Eingangswiderstand r_{BE} als Widerstand der Basis-Emitterstrecke aus obiger Gleichung berechnen:

$$r_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const.}} \approx \frac{m U_T}{I_B}$$

$$\left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE} = \text{const.}} = I_{BS}(T) \cdot e^{\frac{U_{BE}}{m \cdot U_T}} \cdot \frac{1}{m \cdot U_T} \approx \frac{I_B}{m U_T}$$

und daraus:

Bei den für Kleinleistungstransistoren üblichen Werten für I_B (1 ... 100 μA) liegt daher r_{BE} bei 30 $\text{k}\Omega$... 300 Ω .

Bei der Eingangskennlinie ist weiterhin zu beachten, daß sie von der Temperatur stark abhängt vor allem wegen I_{CEO} !). In Bild 1.4 sind diese Einflüsse am Beispiel des Transistors BC 107 dargestellt.

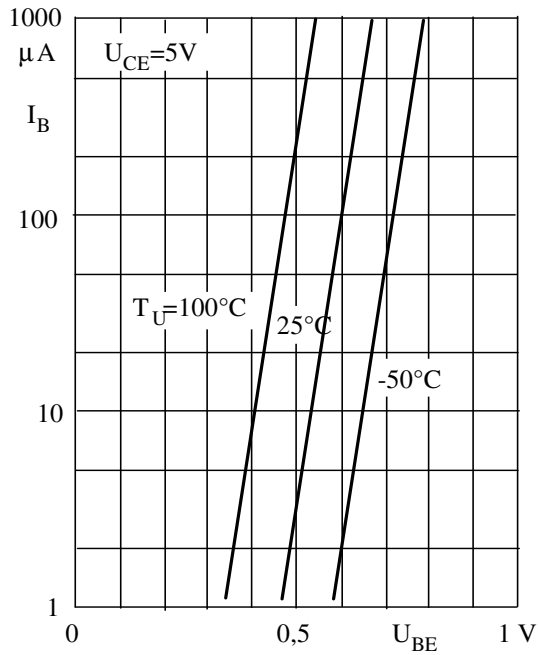


Bild 1.5
Eingangskennlinie eines Si-Transistors in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Bei konstantem Basisstrom fällt die Basis-Emitterspannung um etwa 2 mV/K. Wird dagegen U_{BE} festgehalten, verdoppelt sich der Basisstrom mit etwa 12K Temperaturerhöhung.

Für das Ausgangskennlinienfeld sind zwei verschiedene Darstellungen möglich. Einerseits kann I_C als Funktion von U_{CE} mit dem Parameter U_{BE} oder mit dem Parameter I_B angegeben werden, wobei das letztere die meistverwendete Darstellung ist. Grund: Die Ansteuerung des Transistors erfolgt in praktisch aufgebauten Schaltungen annähernd mit eingepprägtem Steuerstrom I_B , seltener mit eingepprägter Spannung U_{BE} . Ein derartiges Kennlinienfeld zeigt Bild 1.6.

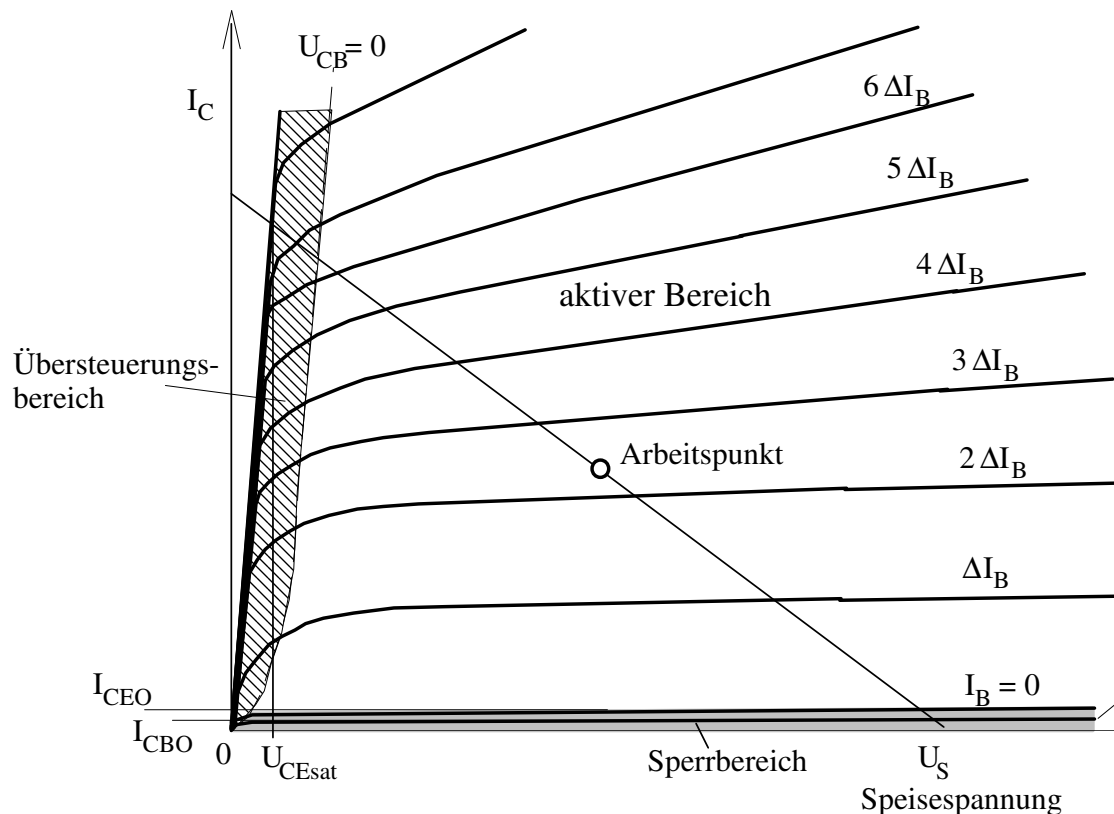


Bild 1.6 Ausgangskennlinienfeld mit eingezeichneter Arbeitsgeraden

Typisch für den Kennlinienverlauf im Ausgangskennlinienfeld ist, daß die Kollektor-Emitter-Spannung fast keinen Einfluß auf den Kollektorstrom hat. Das rührt daher, daß der Durchlaßzustand der Basis-Emitter-Diode die Stärke des Elektronenstroms aus dem Emitter bestimmt und die Spannung U_{CE} nur eine Hilfsfunktion beim Übertritt aus der Basis in den Kollektor ausübt. Wird allerdings U_{CE} zu klein, d.h. $U_{CE} \leq U_{BE}$ und damit $U_{CB} \leq 0$, so wird die Basis-Kollektor-Diode ihrerseits leitend und läßt den Elektronenstrom wieder in die Basis zurückfließen. Die Linie $U_{CB} = 0$ (in Bild 1.6 gestrichelt gezeichnet) stellt also Grenze für den linearen Arbeitsbereich des Transistors dar. Der Bereich in Richtung kleinerer Spannung U_{CE} wird als Übersteuerungsbereich bezeichnet und sollte beim Verstärkerbetrieb des Transistors nicht ausgenutzt werden, da der resultierende Ausgangsstrom nicht mehr vom Basisstrom linear abhängt. Die kleinstmögliche Kollektor-Emitter-Spannung wird als Restspannung oder Sättigungsspannung U_{CEsat} bezeichnet.

Eine weitere Grenze liegt dort, wo der Basisstrom zu null wird. Es fließt dann nur noch ein Reststrom I_{CBO} durch Kollektor- und Emitteranschluß. Läßt man negativen Basisstrom zu (nicht üblich im Verstärkerbetrieb) so wird als unterste Grenze der Sperrstrom der Kollektor-Basis-Diode I_{CBO} erreicht, der als Kollektorreststrom bezeichnet wird. Übliche Werte für I_{CBO} sind:

- für Siliziumtransistoren: einige nA
- für Germaniumtransistoren: einige μA

Für Transistoren als lineare Verstärkerelemente sind damit folgende Grenzen gesetzt:

- a) der Übersteuerungsbereich darf nicht ausgenutzt werden
- b) der momentane Arbeitspunkt bei der Ansteuerung darf nicht in den Sperrbereich

- geraten.
- c) die jeweilige maximale Verlustleistung P_{tot} darf nicht überschritten werden (= Verlustleistungshyperbel im Ausgangskennlinienfeld). Die maximal zulässige Verlustleistung ist eine Funktion der Umgebungstemperatur und nimmt mit steigender Temperatur ab. Siehe hierzu die Transistordaten im Anhang!
 - d) Ein maximaler Kollektorstrom begrenzt den Bereich hinsichtlich des Ausgangsstromes. Überschreiten dieses Wertes kann zu lokaler Überhitzung der Basis durch Stromkonzentrationen führen.
 - e) die Kollektor-Emitter-Spannung ist dadurch begrenzt, daß die gesperrte Kollektor-Basis-Diode in den Durchbruchbereich (Lawinendurchbruch) geraten kann (sogenannter „Durchbruch erster Art“).

Es soll hier noch darauf hingewiesen werden, daß ein Transistor wegen seines im Prinzip symmetrischen Aufbaus (siehe Bild 1.1) auch "invers" betrieben werden kann, d.h. die Polarität der in Bild 1.2 eingezeichneten Betriebsspannungen ist dann umgekehrt. Man erhält ein erweitertes Ausgangskennlinienfeld im III. Quadranten. Da die Verstärkereigenschaften bei Inversbetrieb wesentlich schlechter sind, hat dies im allgemeinen keine Bedeutung.

Aus Eingangs- und Ausgangskennlinienfeld folgt ein weiteres, einfaches Prüfverfahren für Transistoren. Werden bei einem Transistor in einer Schaltung im Betrieb Basis und Emitter kurzgeschlossen, so wird $U_{\text{BE}} = 0$ und gemäß Eingangskennlinie $I_{\text{B}} \approx 0$. Der Transistor sperrt, da der Kollektorstrom auf einen Minimalwert absinkt. Die Kollektor-Emitter-Spannung muß dann betragsmäßig zunehmen

Aus dem Ausgangskennlinienfeld $I_{\text{C}} = f(U_{\text{CE}})$ kann auch ausgangsseitige Innenwiderstand bzw. der (differentielle) **Ausgangswiderstand** r_{CE} des Transistors entnommen werden. Er läßt sich aus der Steigung der Kennlinie im Arbeitspunkt bestimmen. Es gilt

$$r_{\text{CE}} = \left. \frac{\partial U_{\text{CE}}}{\partial I_{\text{C}}} \right|_{I_{\text{B}} = \text{const.}}$$

Bemerkenswert ist dabei, daß sich alle Kennlinien bei rückwärtiger Verlängerung (über die Ordinate hinaus) auf einen Punkt der U_{CE} -Achse zulaufen, der betragsmäßig zwischen 80 und 200V liegt. Dieser Effekt wurde von Early beschrieben; die genannte Spannung nennt man **Early-Spannung** U_{Y} . Damit gilt für den gewählten Arbeitspunkt der Zusammenhang

$$r_{\text{CE}} = \frac{U_{\text{Y}} + U_{\text{CE}}}{I_{\text{C}}}$$

Wichtig für die Verstärkerwirkung des Transistors ist das Verhältnis des steuernden Basisstroms zum resultierenden Kollektorstrom. Man unterscheidet dabei

$$B = \left. \frac{I_{\text{C}}}{I_{\text{B}}} \right|_{U_{\text{CE}} = \text{const.}} \quad \text{und} \quad \beta = \left. \frac{\partial I_{\text{C}}}{\partial I_{\text{B}}} \right|_{U_{\text{CE}} = \text{const.}}$$

B ist das Kollektor/Basisstromverhältnis, während β als (differentielle) **Stromverstärkung** bezeichnet wird.

Beide Größen lassen sich aus dem Ausgangskennlinienfeld entnehmen und im Steuerkennlinienfeld $I_C = f(I_B)$ darstellen. Wegen der fast äquidistanten Linien für den Parameter I_B ergibt sich näherungsweise eine Gerade:

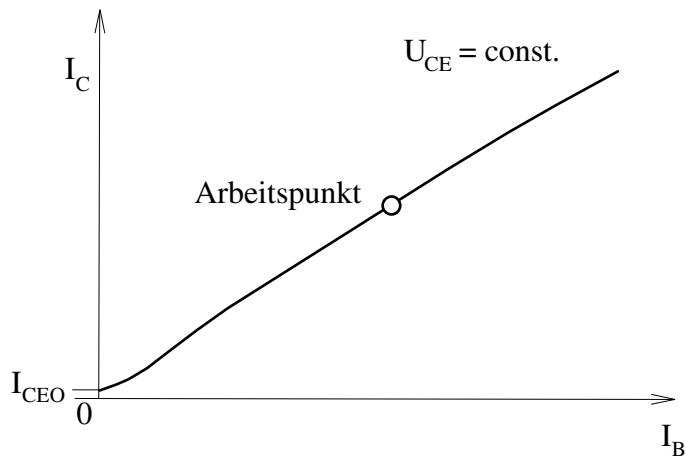


Bild 1.7
Steuerkennlinienfeld

Dieses Steuerkennlinienfeld wird jedoch fast nie benutzt. Da B und β fast identisch sind, zeigt die Darstellung $B = f(I_C)$ wesentlich deutlicher den charakteristischen Verlauf von B bzw. β :

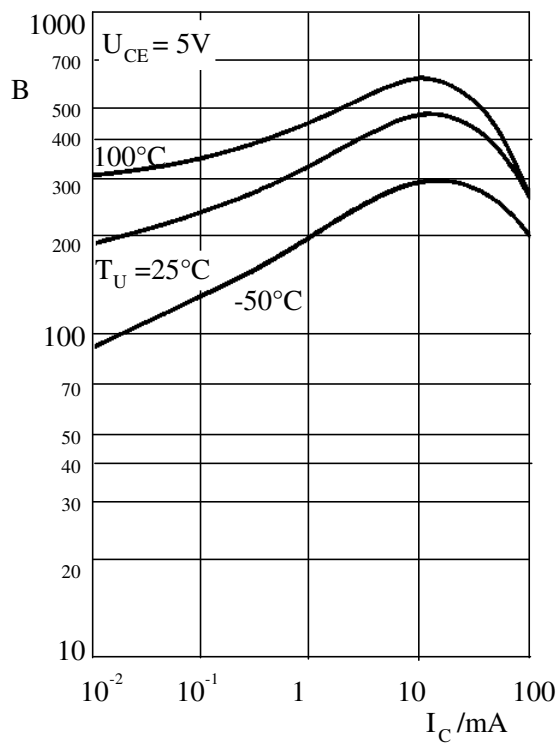


Bild 1.8
Kollektor-Basis-Stromverhältnis

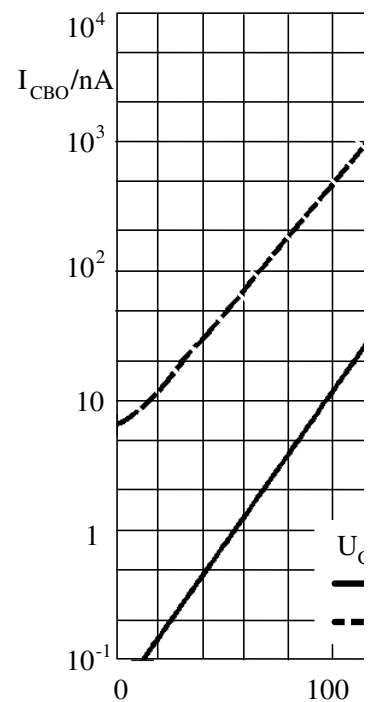


Bild 1.9

Kollektorreststrom eines
in Abhängigkeit von I_C und der Temperatur

Si-Transistors

Der Kollektorreststrom I_{CBO} kann bisweilen sehr störend auf Arbeitspunkt und damit Funktion des Transistors einwirken. Hat dieser Strom keine Möglichkeit über den Basisanschluß nach Masse abzufließen, so fließt er über die Basis-Emitter-Diode ab. Dort verursacht er aber denselben Effekt wie der Basisstrom I_B selbst, d.h. erzeugt einen um den Faktor B größeren Kollektorstrom, der sich dem Kollektorstrom aufgrund des Eingangssignals überlagert.

Dann gilt:

$$I_C = B \cdot I_B + (1 + B) \cdot I_{CBO} \approx B \cdot (I_B + I_{CBO})$$

Solange $I_{CBO} \ll I_B$ ist, ist dieser Effekt gering. Da aber Diodensperrströme exponentiell mit der Temperatur wachsen (siehe Bild 1.5) kann I_{CBO} in dieselbe Größenordnung kommen wie I_B . Siliziumtransistoren sind wegen des um etwa den Faktor 1000 geringeren Kollektorstroms in dieser Hinsicht wesentlich günstiger als Germaniumtransistoren.

Da die Diffusion der Ladungsträger durch die Basisschicht stets mit einem gewissen Zeitaufwand verbunden ist, kann der Transistor nicht mehr verstärkend wirken, wenn die Diffusionszeit in die Größenordnung der Periodendauer der steuernden Wechselstroms kommt. Oberhalb einer Grenzfrequenz (β - Grenzfrequenz) nimmt daher β ab und erreicht den Wert eins bei der sogenannten **Transitfrequenz** f_T , die somit die absolute Verstärkungsgrenze darstellt.

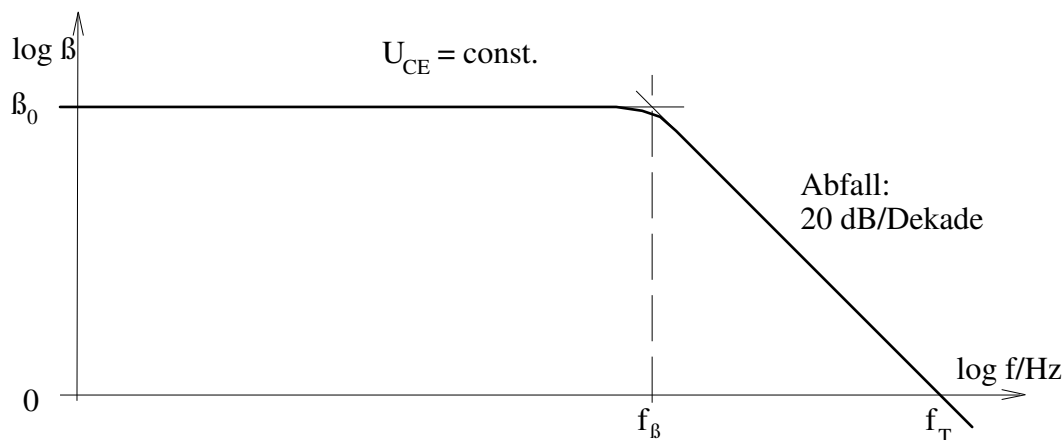
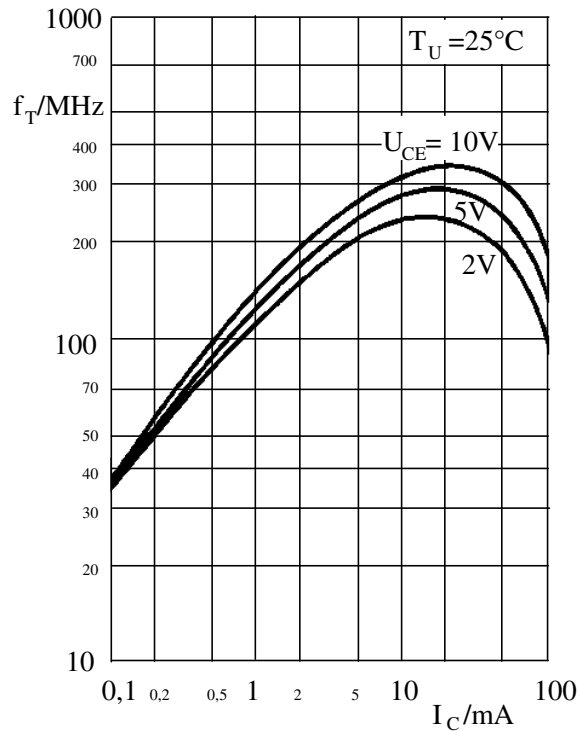


Bild 1.10 Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors von der Frequenz
(doppeltlogarithmische Darstellung!)

Für $f > f_\beta$ gilt: $f \cdot \beta = f_T$. Damit folgt für den Zusammenhang zwischen f_β und f_T



$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta} \approx \frac{f_T}{B}$$

Die Werte für f_T und B können fast immer den Herstellungsangaben entnommen werden. Allerdings hängt die Transitfrequenz ebenfalls vom Kollektorstrom ab und zeigt etwa beim gleichen Wert I_C wie der Stromverstärkungsfaktor B ein ausgeprägtes Maximum.

Bild 1.11
Transitfrequenz in Abhängigkeit vom Kollektorstrom und der Kollektor-Emitter-Spannung

Die eigentliche Verstärkerwirkung eines Transistors kann auch anders erfaßt werden, nämlich als die Änderung des Kollektorstroms bei einer Änderung der Basis-Emitter-Spannung. Dies wird durch die **Steilheit** S ausgedrückt:

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE}=\text{const.}} \approx \frac{I_C}{U_T}$$

, denn für den Kollektorstrom gilt $I_C = \beta \cdot I_B \approx I_{CS}(T) \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$.

Die Angabe der Steilheit ist bei Bipolartransistoren wenig gebräuchlich, da nicht U_{BE} , sondern I_B die eigentliche Steuergröße für den Kollektorstrom darstellt.

Mit dieser Beziehungen gilt auch der Zusammenhang

$$r_{BE} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} = \frac{\beta}{S} \approx \frac{\beta U_T}{I_C}$$

Schließlich führt die Ausgangsspannung zu einer Beeinflussung der Eingangsspannung, die mathematisch durch den Differentialquotienten

$$A_r = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_{I_B = \text{const.}} \text{ ausgedrückt wird.}$$

Praktisch liegt diese **Spannungsrückwirkung** bei 10^{-4} und ist daher vernachlässigbar. Bei höheren Frequenzen jedoch nimmt sie zu - vor allem infolge der Kollektor-Basis-Kapazität $C_{B \cdot C}$ und muß dann berücksichtigt werden.

Mit diesen Parametern kann das Verhalten eines Transistors **in der Nähe seines Arbeitspunktes**, das heißt bei kleiner Aussteuerung (Kleinsignalbetrieb!) vollständig beschrieben werden. Der mathematische Ansatz

$$\begin{aligned} dU_{BE} &= \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} dI_B + \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} dU_{CE} \\ dI_C &= \frac{\partial I_C}{\partial I_B} dI_B + \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} dU_{CE} \end{aligned}$$

führt mit dem Übergang zu Wechselgrößen, also mit $dI_C = i_C$, $dI_B = i_B$ und $dU_{CE} = u_{CE}$ zu

$$\begin{aligned} u_{BE} &= r_{BE} \cdot i_B + A_r \cdot u_{CE} \\ i_C &= \beta \cdot i_B + \frac{1}{r_{CE}} \cdot u_{CE} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{BE} &= h_{11E} \cdot i_B + h_{12E} \cdot u_{CE} \\ i_C &= h_{21E} \cdot i_B + h_{22E} \cdot u_{CE} \end{aligned}$$

bzw. als **h-Parameter** geschrieben:

Diese Hybrid-Parameter (der Index E deutet auf die Emitterschaltung hin) sind üblicherweise in den Datenblättern aufgeführt. Mit ihnen ergibt sich auch eine Ersatzschaltung für den Transistor, die wegen ihrer einfachen Struktur sehr gut zur Schaltungsberechnung geeignet ist:

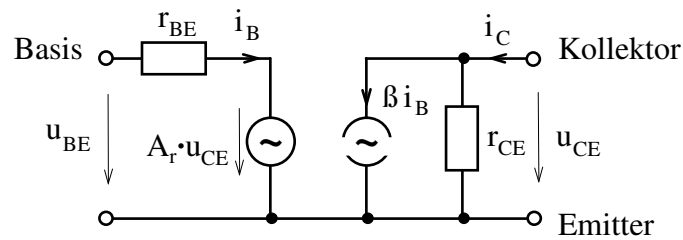


Bild 1.12 Ersatzschaltung eines Transistors im Kleinsignalbetrieb
(in den folgenden Darstellungen wird die Spannungrückwirkung zu 0
angenommen!)

Die Stromquelle kann auch durch $S \cdot u_{BE}$ statt durch $\beta \cdot i_B$ gekennzeichnet werden (dies wird vorzugsweise bei Feldeffekttransistoren angewandt, da dies spannungsgesteuerte Bauelemente sind!).

Dieses Ersatzschaltbild gilt nur für tiefere Frequenzen, d.h. für $0 \leq f \leq f_\beta$. Bei höheren Frequenzen müssen zusätzlich die Sperrschichtkapazitäten der beiden Diodenstrecken berücksichtigt werden. Auch die Trägheit der Ladungsträger beim Durchwandern der Basis kann durch "Diffusionskapazitäten" beschrieben werden. Die Diffusionskapazitäten sind oft beträchtlich größer als die Sperrschichtkapazitäten! Ferner muß einem "Basisbahnwiderstand" Rechnung getragen werden, der wegen der geringen Dicke der Basisschicht den Widerstand für den Basisstrom vom äußeren Basisanschluß B zu einem inneren, dem eigentlich wirksamen "Basispunkt" B' darstellt. Ein solches, auch für höhere Frequenzen gültiges Ersatzschaltbild wurde von Giacoletto angegeben. Es soll hier jedoch nicht angewendet werden, da es in das Gebiet der Hochfrequenztechnik gehört.

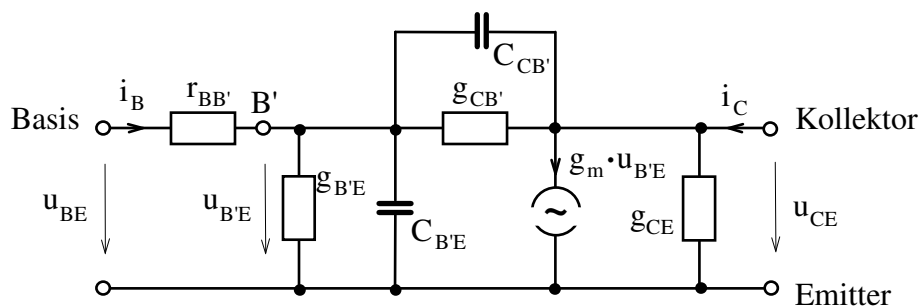


Bild 1.13 Ersatzschaltbild nach Giacoletto zur Beschreibung des
Transistorverhaltens bei höheren Frequenzen ($g_m = S$)

1.2 Festlegung des Arbeitspunktes

Der Entwurf einer Halbleiterschaltung beginnt üblicherweise mit der Auswahl der Grundschaltung und der Dimensionierung der Bauelemente zur Einstellung eines geeigneten Arbeitspunktes.

Als Beispiel soll eine Emitterschaltung mit dem Transistor BC413 aufgebaut werden, von dem das Datenblatt vorliegt (siehe Anhang). Vorgegeben ist eine Betriebsspannung von 15V.

Um eine möglichst große Amplitude der Ausgangsspannung zu ermöglichen, empfiehlt es sich, die Kollektor-Emitter-Spannung etwa halb so groß wie die Speisespannung zu wählen. Nimmt man einen Basisstrom von 0,1 mA an (hierzu gibt es die entsprechende Kennlinie im Ausgangskennlinienfeld!), ergibt sich bei $U_{CE} = 7,5 \text{ V}$ ein Kollektorstrom von etwa 33mA. Aus dem Kennlinienfeld folgt damit auch als Kollektor-Basis-Stromverhältnis $B = I_C/I_B = 33\text{mA}/0,1 \text{ mA} = 330$. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} kann dem Eingangskennlinienfeld $I_B = f(U_{BE})$ entnommen werden oder einfach (bei einem Siliziumtransistor) zu 0,6 V angenommen werden, da die Basis-Emitterdiode in Flußrichtung betrieben wird. Diese Spannung soll mittels eines Spannungsteilers eingestellt werden. Damit der dem Spannungsteiler entnommene Basisstrom die eingestellte Spannung nicht beeinflußt, wird der Teilerstrom I_T etwa zehnmal so groß wie der Basisstrom gewählt. Schaltung:

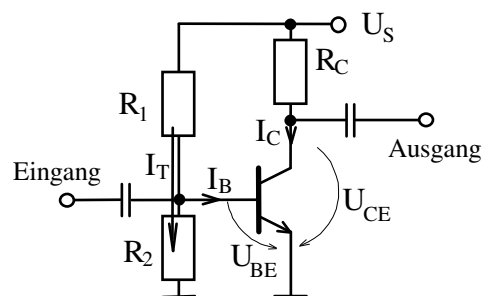


Bild 1.14 Arbeitspunkteinstellung über Basis-Emitter-Spannung

Aus der Schaltung lassen sich die Formeln für die Dimensionierung der Widerstände unmittelbar herleiten:

$$R_C = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C} = \frac{15\text{V} - 7,5\text{V}}{33\text{mA}} \approx 227\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE}}{I_B + I_T} = \frac{15\text{V} - 0,6\text{V}}{0,1\text{mA} + 1\text{mA}} \approx 13,1\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_T} = \frac{0,6\text{V}}{1\text{mA}} = 600\Omega$$

Baut man die so berechnete Schaltung auf, wird man rasch feststellen, daß der gewünschte Arbeitspunkt nicht erreicht wurde. Ursache sind die Streuung aller Transistorparameter. So kann beispielsweise das Kollektor-Basis-Stromverhältnis um 50% und mehr vom Wert aus dem Diagramm abweichen, wie das Datenblatt (typische Werte) auch angibt.

Der Arbeitspunkt läßt sich zwar durchaus einstellen, indem man beispielsweise R_1 durch ein Potentiometer ersetzt, doch ist das in der Praxis eine unbefriedigende Lösung. Wie unsicher sie ist, stellt man leicht fest, indem man den Transistor etwas erwärmt: Da die Basis-Emitter-Spannung durch den Spannungsteiler stabil gehalten wird, nimmt der Basisstrom bei Erwärmung zu (etwa Verdoppelung für je 10°C Temperaturerhöhung). Wegen $I_C = B \cdot I_B$ steigt damit der Kollektorstrom. Der Spannungsabfall an R_C wird größer, also nimmt U_{CE} ab.

Eine gewisse Kompensation dieses Effekts ist dadurch möglich, daß man in Reihe zu R_2 - und damit parallel zur Basis-Emitterstrecke - eine Diode einfügt. Auch sie wird bei Temperaturänderungen mit einer Veränderung ihrer Durchlaßspannung reagieren

(z. B. bei Temperaturerhöhung mit Absenken der Basisvorspannung).
 Brauchbare Schaltungen erhält man nur mittels geeigneter
 Stabilisierungsmaßnahmen!

Stromgegenkopplung

Eine gängige Schaltungsvariante besteht darin, daß in die Emitterzuleitung ein
 Widerstand eingefügt wird:

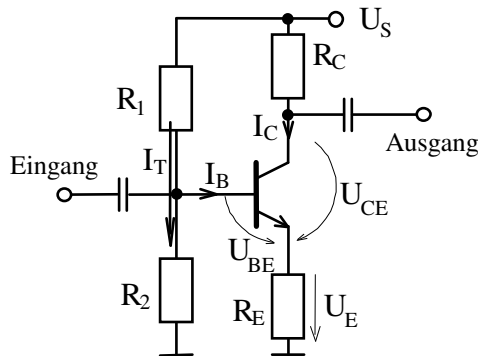


Bild 1.15 Stabilisierung durch Stromgegenkopplung

Auch hier steigt der Basisstrom bei Erwärmung, da die Basis-Emitter-Spannung durch den Spannungsteiler fest ist. Der dann folgende Stromanstieg von IC hat auch eine Erhöhung der Spannung am Emitterwiderstand zur Folge, durch den IC nach Masse fließt. Da die Basisspannung fest ist, muß also UBE kleiner werden. Das aber verringert den Flußstrom IB durch die Basis-Emitterdiode. Folglich muß auch IC wieder abnehmen, bis das ursprüngliche Gleichgewicht wieder hergestellt ist!
 Die Dimensionierung hier geht von der Annahme aus, daß an RE etwa 1...3 V abfallen dürfen, ohne die Amplitude der Ausgangsspannung merklich zu beschneiden. Hier wurde dann auch UCE entsprechend verkleinert.

Dimensionierung:

$$R_C = \frac{U_S - U_{CE} - U_E}{I_C} = \frac{15V - 6,5V - 2V}{33mA} \approx 197\Omega$$

$$R_E = \frac{U_E}{I_C + I_B} = \frac{2V}{33mA + 0,1mA} \approx 60\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE} - U_E}{I_B + I_T} = \frac{15V - 0,6V - 2V}{0,1mA + 1mA} \approx 11,3k\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + U_E}{I_T} = \frac{0,6V + 2V}{1mA} = 2,6k\Omega$$

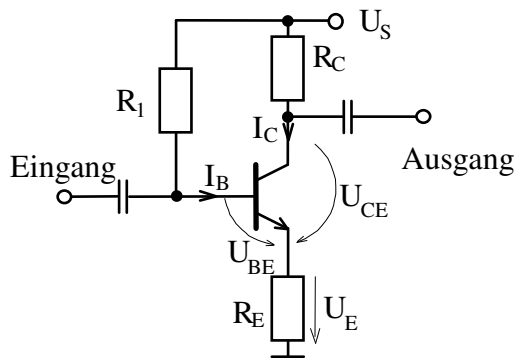


Bild 1.16 Arbeitspunkteinstellung über den Basisstrom

Alternativ kann statt der Arbeitspunkteinstellung mittels Basisspannungsteiler auch der Spannungsabfall an R_1 ausgenützt werden.

Nun errechnet sich R_1 zu

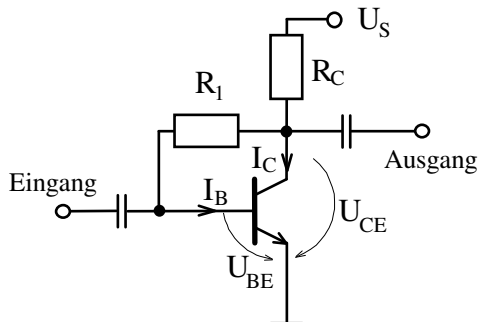
$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE} - U_E}{I_B} = \frac{15V - 0,6V - 2V}{0,1mA} \approx 124k\Omega$$

während R_C und R_E ihre Werte behalten.

Beide Schaltungen zeigen sehr gute Stabilität bei schwankenden Temperaturen und bei Wechsel des Transistors (im Reparaturfall!).

Spannungsgegenkopplung

Einer Zunahme des Basisstroms kann man auch dadurch begegnen, daß die dabei fallende Kollektor-Emitter-Spannung auf die Basis rückgekoppelt wird und die Basis-Emitter-Spannung absenkt:



Aus der Schaltung kann man unschwer ableiten

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{7,5V - 0,6V}{0,1mA} = 69k\Omega$$

$$R_C = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C + I_B} = \frac{15V - 7,5V}{33mA + 0,1mA} \approx 227\Omega$$

Bild 1.17

Spannungsgegenkopplung

Auch diese Schaltung arbeitet weitgehend unabhängig von Exemplarstreuungen des Transistors oder thermischen Einwirkungen.

Es soll an dieser Stelle deutlich gemacht werden, daß die so dimensionierten Widerstände zur Arbeitspunkteinstellung der Emitterschaltung mit denen für die Basisschaltung und teilweise auch für den Emitterfolger identisch sind!

1.3 Verstärkereigenschaften

Mit dem Ersatzschaltbild läßt sich für die **Emitterschaltung** folgendes Schaltbild angeben:

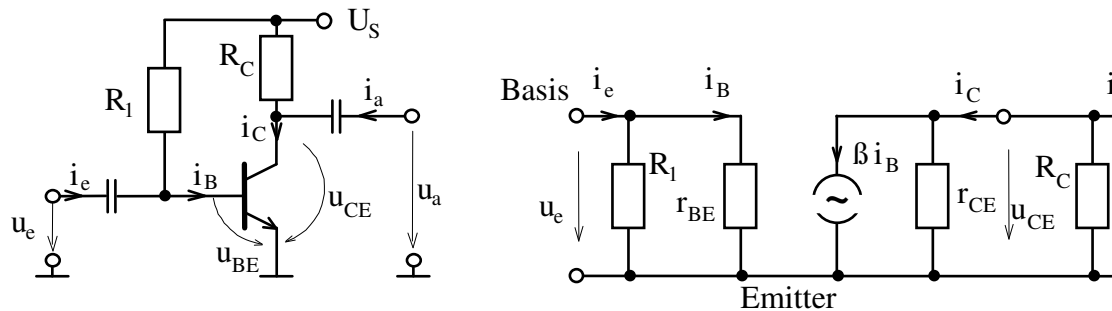


Bild 1.18 Die Emitterschaltung und ihr Wechselspannungs-Ersatzschaltbild

Eine Analyse der Ersatzschaltung mittels der Knoten- und Maschenregeln liefert:

$$\text{Basisknoten:} \quad i_e - \frac{u_e}{R_1} - i_B = 0$$

$$\text{Kollektorknoten:} \quad -\beta i_B - \frac{u_a}{r_{CE}} - \frac{u_a}{R_C} + i_a = 0$$

$$\text{Eingangsmasche:} \quad u_e - r_{BE} i_B = 0$$

Aus diesen Gleichungen läßt sich die Spannungsverstärkung für den unbelasteten Fall ($i_a = 0$) ausrechnen, indem aus der 2. und 3. Gleichung der Parameter i_B eliminiert wird. Man erhält:

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} = -\beta \frac{R_C r_{CE}}{r_{BE} (R_C + r_{CE})} = -\beta \frac{R_C \parallel r_{CE}}{r_{BE}} \approx -\beta \frac{R_C}{r_{BE}} = -S R_C$$

Auch der Eingangswiderstand ergibt sich in gleicher Weise aus der 1. und der 3. Gleichung zu

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{R_1 r_{BE}}{R_1 + r_{BE}} = R_1 \parallel r_{BE}$$

was auch unmittelbar aus der Ersatzschaltung abgelesen werden kann. Ebenso errechnet sich der ausgangsseitige Innenwiderstand bei fehlender Ansteuerung ($u_e = 0$) mathematisch zu

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} = \frac{R_C r_{CE}}{R_C + r_{CE}} = R_C \parallel r_{CE}$$

Es sei hier angemerkt, daß sich die Innenwiderstände nur selten direkt und anschaulich aus der Ersatzschaltung ablesen lassen. In der Regel ist eine Rechnung unumgänglich!

Die tatsächliche Verstärkung einer Emitterschaltung unter Betriebsbedingungen ist natürlich kleiner. Sowohl der Innenwiderstand der Signalquelle als auch die Belastung durch den Lastwiderstand (meist ist das der Eingangswiderstand der Folgestufe!) zeigen dann Wirkung. Mit den oben ermittelten Größen läßt sich aber die resultierende Gesamtverstärkung angeben.

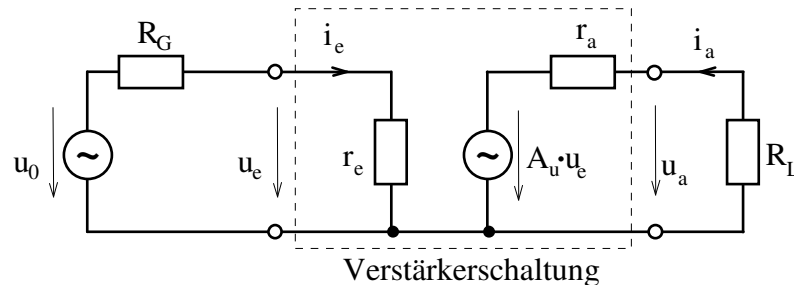


Bild 1.19 Beschalteter Verstärker

Mit $u_e = u_0 \frac{r_e}{R_G + r_e}$ und $u_a = A_u \cdot u_e \frac{R_L}{R_L + r_a}$ erhält man als Gesamtverstärkung

$$A_{\text{uges}} = \frac{u_a}{u_0} = \frac{R_L r_e}{(R_L + r_a)(R_G + r_e)} \cdot A_u$$

Von allgemeiner Bedeutung ist eher die Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung. Ihre Eigenschaften seien näher betrachtet:

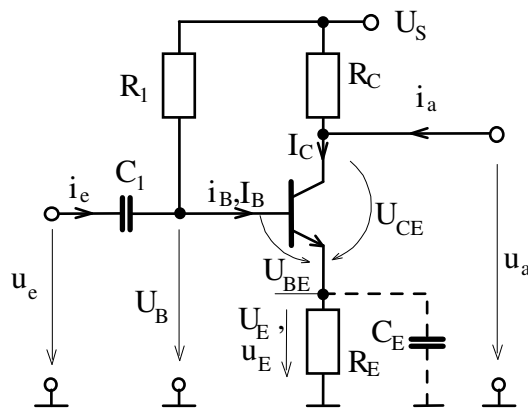


Bild 1.20 Emitterschaltung mit durch Stromgegenkopplung

Vorteil dieser Schaltung ist es, daß sich die Temperaturdrift weitgehend eliminieren läßt. Hierzu dient der Widerstand R_E in der Emittierzuleitung des Transistors. Erfährt beispielsweise I_B infolge wachsender Temperatur eine Zunahme um ΔI_B , so erhöht sich auch der Kollektorstrom um $\Delta I_C = \beta \cdot \Delta I_B$. Dies hat zur Folge, daß U_E um $\Delta U_E = R_E \Delta I_C$ zunimmt, da R_E vom Kollektorstrom durchflossen wird ($I_E \sim -I_C$). Damit verringert sich aber die Spannung U_{BE} , da U_B als konstant vorausgesetzt werden kann, d.h. der Strom I_B wird wieder verringert. Da der Änderung der Eingangsgröße durch eine entsprechende Änderung der Ausgangsgröße (hier: der Kollektorstrom) entgegengewirkt wird, liegt eine Stromgegenkopplung vor.

Die Eigenschaften dieser Schaltung sollen mit Hilfe der vereinfachten Transistor-Grundgleichungen hergeleitet werden. Sie lauten:

$$u_{BE} \approx r_{BE} \cdot i_B \quad (1)$$

$$i_C = \beta \cdot i_B + \frac{1}{r_{CE}} \cdot u_{CE} \quad (2)$$

Gemäß Schaltbild muß ferner gelten:

$$u_{BE} = u_e - u_E \quad (3)$$

$$i_C = -\frac{u_a}{R_C} \approx \frac{u_E}{R_E} \quad \text{bzw.} \quad u_E = -R_E \cdot i_E = R_E \cdot (i_C + i_B) = R_E \cdot (1 + \beta) i_B \quad (4)$$

$$u_{CE} = u_a - u_E \quad (5)$$

Durch Einsetzen von (3) und (5) in (1) bzw. (2) folgt:

$$i_C = \frac{\beta}{r_{BE}} (u_e - u_E) + \frac{1}{r_{CE}} (u_a - u_E)$$

Mit Hilfe von Gleichung (4) lassen sich i_C und u_E durch u_a ersetzen. Damit ergibt sich

$$\frac{u_e}{u_a} = -\frac{1}{\beta R_C r_{CE}} \{ r_{BE} r_{CE} + r_{BE} R_C + R_E (r_{BE} + r_{CE} + \beta r_{CE}) \}$$

Da $r_{BE} \ll r_{CE}$ kann r_{BE} gegen r_{CE} in jedem Fall vernachlässigt werden. Auch ist $1 \ll \beta$. Das gibt:

$$\frac{u_e}{u_a} \approx -\frac{r_{BE} (r_{CE} + R_C)}{\beta R_C r_{CE}} - \frac{R_E}{R_C}$$

Die Verstärkung der Schaltung mit Gegenkopplung soll mit A_{uf} bezeichnet werden. Der erste Term hinter dem Gleichheitszeichen entspricht der reziproken Verstärkung A_u ohne Gegenkopplung (vergleiche die Angaben in den vorhergegangenen Abschnitten). Damit vereinfacht sich das Ergebnis zu

$$\frac{1}{A_{uf}} \approx \frac{1}{A_u} - \frac{R_E}{R_C} \quad \text{bzw.} \quad A_{uf} \approx \frac{-\frac{R_C}{R_E}}{1 - \frac{R_C}{A_u R_E}} \approx -\frac{R_C}{R_E} \quad \text{solange} \quad A_u \gg \frac{R_C}{R_E}$$

Die Verstärkung ist durch die Gegenkopplung wesentlich zurückgegangen, wie es auch zu erwarten war. Für den Eingangswiderstand r_e' liefern die obigen Gleichungen (1) bis (5) zunächst den Eingangswiderstand r_e^* des Transistors selbst zu

$$r_e^* = \frac{u_e}{i_B} = \frac{\beta R_E r_{CE}}{R_E + R_C + r_{CE}} + r_{BE}$$

Wegen $R_C + R_E \ll r_{CE}$ kann auch hier geschrieben werden $r_e^* \approx \beta R_E + r_{BE}$

Bei der Ermittlung des Eingangswiderstandes der Schaltung braucht nur noch berücksichtigt zu werden, daß der Widerstand R_1 einen Nebenschluß nach Masse

bildet. Daher folgt

$$r'_e \approx R_1 \parallel (\beta R_E + r_{BE})$$

Die analoge Rechnung für den Ausgangswiderstand (u_e hierbei zweckmäßig null setzen!) liefert

$$r'_a = \frac{u_a}{i_a} \approx R_C \parallel r_{CE} \left(1 + \frac{\beta R_E}{r_{BE}} \right)$$

Er ist - wegen $R_C \ll r_{CE}$ - praktisch derselbe wie der der nicht gegengekoppelten Schaltung.

Wesentliche Vorteile dieser Schaltung sind:

- der erheblich höhere Eingangswiderstand
- weitgehend von den streuenden Parametern unabhängige Verstärkerkenngrößen
- die wesentlich bessere Temperaturstabilität

Letztere zeigt sich in der herabgesetzten (Gleich-) Spannungsverstärkung A_{uf} . Eine Änderung ΔU_{BE} der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} wird hier nur mit dem Faktor A_{uf} am Ausgang des Transistors wirksam. Dabei kann diese Änderung auf Temperaturschwankungen oder auf Parameterstreuungen des Transistortyps (z.B. beim Auswechseln des Bauteils oder bei Serienherstellung der Schaltung) zurückzuführen sein.

Entscheidend für die Stabilisierung ist daher der Quotient R_E/R_C . Man kann ihn aber nicht zu groß wählen, da sonst die Aussteuerbarkeit des Transistors, d.h. die maximale Änderung von U_{CE} abnimmt. Als Faustregel kann gelten:

$R_E/R_C \approx 1 \dots 0,2$ für stark schwankende Temperaturen

$R_E/R_C \approx 0,2 \dots 0,05$ für mäßig schwankende Temperaturen oder Transistorparameter

Nicht erwünscht ist aber eine Verstärkungsminderung für Wechselspannungen. Abhilfe schafft hier ein wechsellastmässiger Kurzschluß von R_E mittels eines Kondensators C_E . Damit ist - zumindest für mittlere und hohe Frequenzen - in obigen Formeln $R_E = 0$ zu setzen. Man erhält:

$$A_{uf} = A_u$$

$$r'_e \approx R_1 \parallel r_{BE}$$

$$r'_a = R_C \parallel r_{CE}$$

also dieselben Daten wie für die nicht gegengekoppelte Emitterschaltung gemäß Bild 1.18

Bei tieferen Frequenzen tritt ein Verstärkungsabfall auf, da dort C_E immer weniger wirksam ist. Ausgehend von der oben abgeleiteten Verstärkungsgleichung

$$\frac{1}{A_{uf}} \approx \frac{1}{A_u} - \frac{R_E}{R_C} \quad \text{ist hier anzusetzen} \quad \frac{1}{A_{uf}} \approx \frac{1}{A_u} - \frac{R_E \parallel 1/j\omega C_E}{R_C}$$

Mit $1/j\omega C_E \ll R_E$ für Frequenzen um oder über der unteren Grenzfrequenz (das zeigt das folgende Endergebnis für C_E !) erhält man näherungsweise

$$\frac{1}{A_{uf}} \approx \frac{1}{A_u} - \frac{1}{j\omega C_E R_C}$$

An der unteren Bandgrenze ist die Verstärkung um den Faktor $\sqrt{2}$ kleiner als bei mittleren Frequenzen, d.h.

$$\left| A_{uf}(\omega_g) \right| = |A_u|/\sqrt{2} \quad \text{und daher} \quad \frac{1}{|A_{uf}|} = \frac{\sqrt{2}}{|A_u|} \approx \sqrt{\frac{1}{A_u^2} + \frac{1}{(\omega_{ug} C_E R_C)^2}}$$

Auflösung dieser Gleichung nach A_u ergibt $A_u \approx \omega_{ug} C_E R_C$ und damit eine Dimensionierungsvorschrift für C_E bei vorgegebener unterer Grenzfrequenz

$$C_E \geq \frac{|A_u|}{2\pi f_{ug} R_C} \approx \frac{\beta}{2\pi f_{ug} r_{BE}} = \frac{S}{2\pi f_{ug}}$$

Beispiel:

Mit dem Transistor BC 107 soll eine Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung dimensioniert werden. Arbeitspunkt und Daten des Transistors: $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$, $\beta = 200$. Betriebsspannung: $U_S = 12 \text{ V}$.

Zur Erläuterung der Dimensionierung sei auf das Schaltbild 1.20 verwiesen: Die Maschengleichung für den Transistorausgang liefert $U_S = I_C R_C + U_{CE} - I_E R_E$. Wegen $-I_E \approx I_C$ folgt daraus

$$R_C + R_E = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C} = \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 600 \Omega$$

Im Hinblick auf die gewünschte Stabilisierung sei $R_E : R_C = 1 : 5$ gewählt. Das ergibt $R_E = 100 \Omega$ und $R_C = 500 \Omega$. Normwerte: $R_{CN} = 470 \Omega$; $R_{EN} = 100 \Omega$

Der Basisstrom beträgt $I_B = I_C/\beta = 10 \text{ mA}/200 = 50 \mu\text{A}$. Ferner ergibt sich für die Spannung U_B

$$U_B = U_{BE} - I_E R_E \approx U_{BE} + I_C R_E \approx 0,6 \text{ V} + 10 \text{ mA} \cdot 100 \Omega = 1,6 \text{ V}$$

Daraus folgt

$$R_1 = \frac{U_S - U_B}{I_B} = \frac{12 \text{ V} - 1,6 \text{ V}}{50 \mu\text{A}} = 208 \text{ k}\Omega$$

Normwert: $R_{1N} = 220 \text{ k}\Omega$

Als Verstärkereigenschaften der Schaltung errechnen sich mit $r_{CE} \gg R_C$, $\beta \approx B = 200$

$$\text{und} \quad r_{BE} \approx \frac{U_T}{I_B} \approx \frac{40 \text{ mV}}{50 \mu\text{A}} = 800 \Omega$$

die Verstärkung A_u (bei wechsellspannungsmäßig kurzgeschlossenem Widerstand R_E) zu

$$A_u \approx -\frac{BR_C}{r_{BE}} \approx -200 \frac{470\Omega}{800\Omega} = -117,5$$

und bei voll wirksamer Stromgegenkopplung

$$A_{uf} \approx -\frac{R_C}{R_E} \approx -\frac{470\Omega}{100\Omega} = -4,7$$

(genauerer Wert: $A_{uf} = -4,52$)

Hinsichtlich einer unteren Grenzfrequenz der Verstärkerschaltung von $f_{ug} = 40$ Hz ist daher ein Kondensator

$$C_E \geq \frac{|A_u|}{2\pi f_{ug} R_C} \approx \frac{117,5}{2\pi 40\text{Hz} \cdot 470\Omega} = 995\mu\text{F}$$

einzusetzen.

Der Eingangswiderstand der Schaltung beträgt dann $r_e \approx 800\Omega \parallel 220\text{ k}\Omega \approx 800\Omega$, bei tiefen Frequenzen dagegen, d.h. bei voller Gegenkopplung unterhalb 40 Hz, aber

$$r_e' \approx (800\Omega + 200 \cdot 100\Omega) \parallel 220\text{ k}\Omega \approx 19\text{ k}\Omega$$

Der Ausgangswiderstand der Schaltung ist mit $r_a \approx r_a' \approx 470\Omega$ in beiden Fällen praktisch gleich.

Der Eingangskondensator C_1 soll ebenfalls für die untere Grenzfrequenz von 40 Hz ausgelegt werden. Er bildet zusammen mit dem Eingangswiderstand r_e einen Hochpaß. Daher muß gelten

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_{ug} r_e} = \frac{1}{2\pi 40\text{Hz} \cdot 800\Omega} \approx 4,97\mu\text{F}$$

Für die Änderung der Eingangsgrößen durch Temperatureinflüsse ("Drift") oder bei Streuung der Parameter ist in dieser Schaltung die Verstärkung A_{uf} die entscheidende Größe.

Ist zum Beispiel die Spannung U_{BE} (beim gewählten Arbeitspunkt) eines neu eingesetzten Transistors um $\Delta U_{BE} = 20$ mV verschieden, so wirkt sich dies auf den Ausgang nur mit $\Delta U_{CE} = A_{uf} \cdot \Delta U_{BE} \approx 90$ mV aus, was als unbedeutend bezeichnet werden kann. Ebenso sind für je 1°C Temperaturänderung etwa $2\text{mV} \cdot 4,5 \approx 9$ mV Ausgangsspannungsänderung zu erwarten. (hier ist I_B praktisch konstant, aber dafür ändert sich U_{BE} entsprechend!)

Bei höheren Frequenzen (oberhalb f_β , aber höchstens bis $0,2 f_T$) muß das Transistor-Ersatzschaltbild um die Kapazitäten zwischen der Basis als Steuerelektrode und den beiden anderen Elektroden erweitert werden. Ferner gliedert sich der Basis-Emitterwiderstand in einen Basisbahnwiderstand $r_{BB'}$ (er repräsentiert den ohmischen Bahnwiderstand zwischen äußerem Anschluß und der eigentlichen Basis) und den eigentlichen Widerstand der Basis-Emitterdiode $r_{B'E}$ aufgeteilt werden.

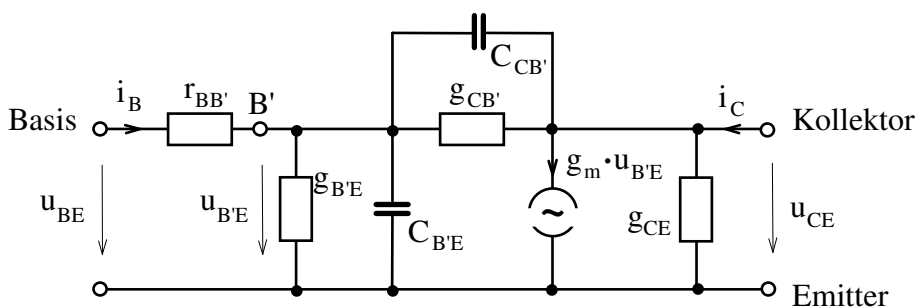


Bild 1.21 Hochfrequenz-Ersatzschaltbild

In diesem Ersatzschaltbild ist der Leitwert $g_{CB'}$ sehr klein (vor allem gegenüber dem der parallelen Kapazität $C_{CB'}$!) und kann daher weggelassen werden. Der Leitwert $g_{CE} = 1/r_{CE}$ sei aus der Rechnung der Einfachheit halber ebenfalls ausgeschlossen. Auch kann $r_{BB'}$ - nur einige 10Ω groß - in der Regel mit dem Signalquellen-Innenwiderstand zusammengefaßt werden.

Die Emitter-Basis-Kapazität $C_{B'E}$ besteht aus zwei Anteilen: der Diffusionskapazität proportional zum Basisgleichstrom und der Sperrschichtkapazität, die von der Basis-Emitterspannung $U_{B'E}$ abhängt. $C_{CB'}$ ist dagegen eine reine Sperrschichtkapazität, wenige pF groß. $C_{B'E}$ ist etwa um den Faktor 10 größer.

Mit diesem Modell läßt sich das Verhalten bei höheren Frequenzen recht gut beschreiben.

So ist die Stromverstärkung β beispielsweise eine Funktion der Frequenz. Sie wird aus dem Ersatzschaltbild bei Kurzschluß am Ausgang als Quotient i_C/i_B ermittelt.

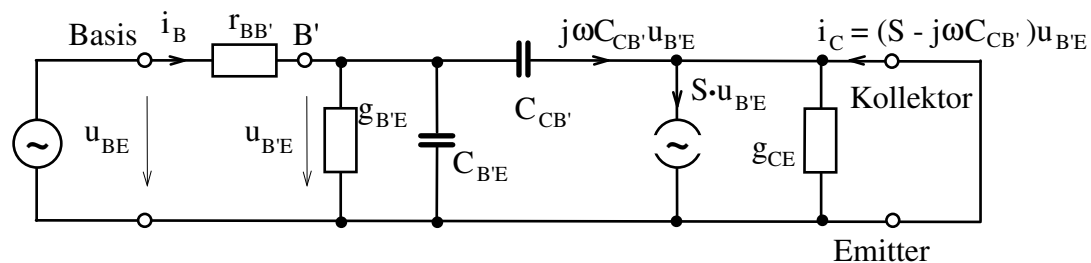


Bild 1.22 Schaltung zur Ermittlung von i_C/i_B

Der Kurzschlußstrom ergibt sich nach obigem Schaltbild zu $i_C = (S - j\omega C_{CB'})u_{B'E}$ während sich $u_{B'E}$ dadurch ergibt, daß i_B mit der gesamten Impedanz multipliziert wird, die zwischen B' und E geschaltet ist, also:

$$u_{B'E} = i_B \left\{ r_{B'E} \parallel \frac{1}{j\omega C_{B'E}} \parallel \frac{1}{j\omega C_{CB'}} \right\}$$

Durch Einsetzen in obige Gleichung folgt

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{S - j\omega C_{CB'}}{1/r_{B'E} + j\omega(C_{B'E} + C_{CB'})} \approx \frac{S r_{B'E}}{1 + j\omega(C_{B'E} + C_{CB'})r_{B'E}} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega(C_{B'E} + C_{CB'})r_{B'E}}$$

da $S \gg \omega C_{CB'}$.

Hieraus folgt für die β -Grenzfrequenz f_β und die Transitfrequenz f_T , bei der β auf den Wert 1 gefallen ist:

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{B'E}(C_{B'E} + C_{CB'})} \quad \text{und} \quad f_T \approx \frac{1}{2\pi (C_{B'E} + C_{CB'})r_{B'E}}$$

Um das Frequenzverhalten der Emitterschaltung (und ebenso aller anderen Grundschaltungen in unkomplizierter Weise untersuchen zu können, soll hier das Miller-Theorem dargestellt werden.

Wie aus dem Hochfrequenz-Ersatzschaltbild erkennbar, spielt die Rückwirkungskapazität eine erhebliche Rolle. Sie führt auch zu komplizierten Gleichungssystemen zur Berechnung der Verstärkerparameter. Dieses Rückwirkungselement läßt sich (nach Miller) in zwei Elemente zerlegen, die den ohnehin vorhandenen Elementen parallel liegen.

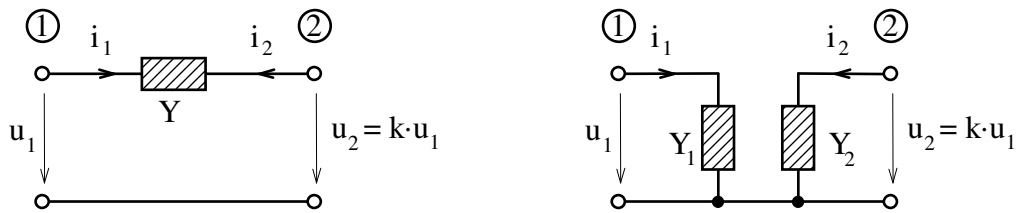


Bild 1.23 Millers Theorem

Der „überbrückende“ Leitwert Y zwischen den Knoten 1 und 2 in obigem Netzwerk wird nach Miller durch zwei Leitwerte ersetzt, wobei Ströme und Spannungen natürlich unbeeinflusst bestehen bleiben. So ist also

$i_1 = Y \cdot (u_1 - u_2) = Y \cdot u_1(1 - u_2 / u_1) = Y \cdot u_1(1 - k)$. Dem entspricht im rechten Schaltbild $i_1 = Y_1 u_1$.

Daraus folgt: $Y_1 = (1 - k) \cdot Y$.

Dieselbe Überlegung für die rechten Schaltungshälften liefert $Y_2 = (1 - 1/k) \cdot Y$

Wendet man diesen Gedanken auf eine Emitterschaltung an, die aus einer Signalquelle mit dem Innenwiderstand R_G gespeist wird, so erhält man mit der Spannungsverstärkung

$$A_u = -\frac{\beta(R_C \parallel r_{CE})}{r_{BE}} = -S(R_C \parallel r_{CE}) = -S \cdot R_C^* = k$$

als Ersatzschaltbilder bei höheren Frequenzen (wobei $u_{B'E} \approx u_{BE}$ gesetzt wurde)

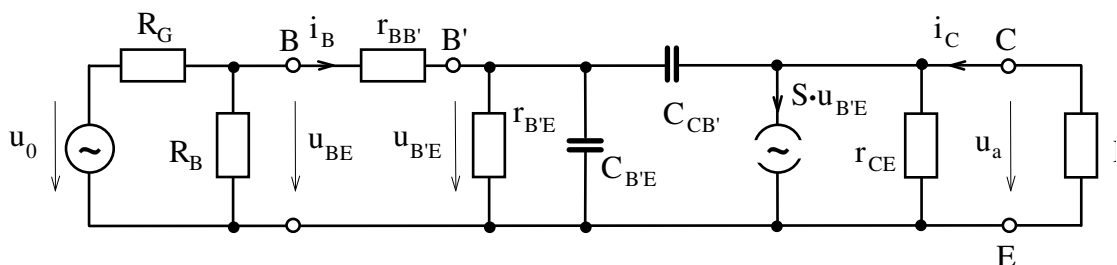


Bild 1.24 Erweitertes Ersatzschaltbild der Emitterschaltung bei höheren Frequenzen

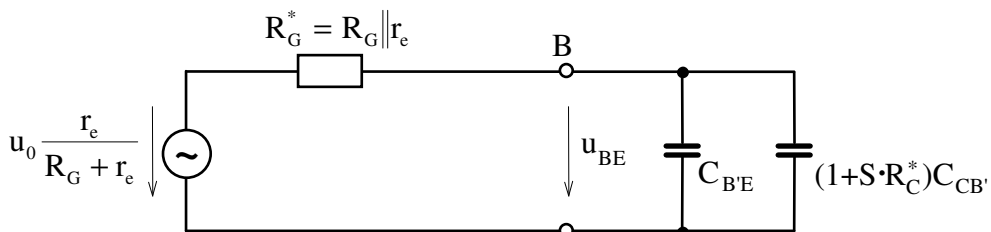
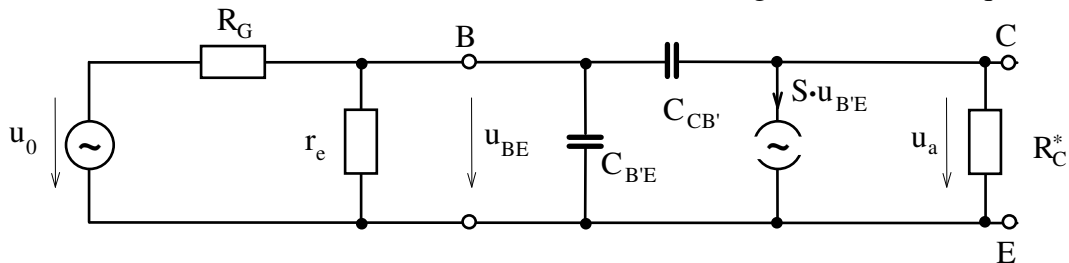


Bild 1.25 Vereinfachte Ersatzschaltbilder für die Emitterschaltung bei höheren Frequenzen

Eingangs- und Signalquelleninnenwiderstand bilden also mit der effektiven

Eingangskapazität $C_e = C_{B'E} + (1 + S \cdot R_C^*) C_{CB'}$ einen Tiefpaß mit der Grenzfrequenz

$$f_{og} = \frac{1}{2\pi \{C_{B'E} + (1 + S \cdot R_C^*) C_{CB'}\} (R_G \parallel r_e)}$$

$$A_u(j\omega) = \frac{A_u}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{og}}}$$

Die Verstärkung hat damit die Frequenzabhängigkeit

Die kleine Rückwirkungskapazität hat damit bei der hoch verstärkenden Emitterschaltung einen dominierenden Einfluß auf ihr Frequenzverhalten. Wegen der hohen negativen Spannungsverstärkung erscheint an den Eingangsanschlüssen ein um den Faktor $1 + A_u$ vergrößerte Rückwirkungskapazität. Dies ist der Miller-Effekt. Um die 3dB-Frequenzgrenze zu erhöhen, muß entweder die Verstärkung gesenkt werden (z.B. durch Herabsetzen von R_C) oder der Innenwiderstand der Signalquelle verringert werden, was jedoch nicht immer möglich ist. Für Breitband- oder Hochfrequenzverstärker eignet sich die Emitterschaltung kaum.

Mit den Zahlen aus obigem Beispiel $r_e \approx r_{BE} \approx 800 \Omega$, $R_C = 470 \Omega$, $A_u = -117,5$ und den Kapazitäten $C_{B'E} = 16 \text{ pF}$, $C_{CB'} = 4 \text{ pF}$ sowie einem Innenwiderstand der Signalquelle von $1 \text{ k}\Omega$ erhält man zunächst

$$C_e \approx 16 \text{ pF} + (1 + 117,5) \cdot 4 \text{ pF} = 490 \text{ pF} \quad \text{und} \quad R_G \parallel r_e \approx 444 \Omega$$

Die obere Grenzfrequenz liegt damit bei

$$f_{og} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 490 \text{ pF} \cdot 444 \Omega} \approx 730 \text{ kHz}$$

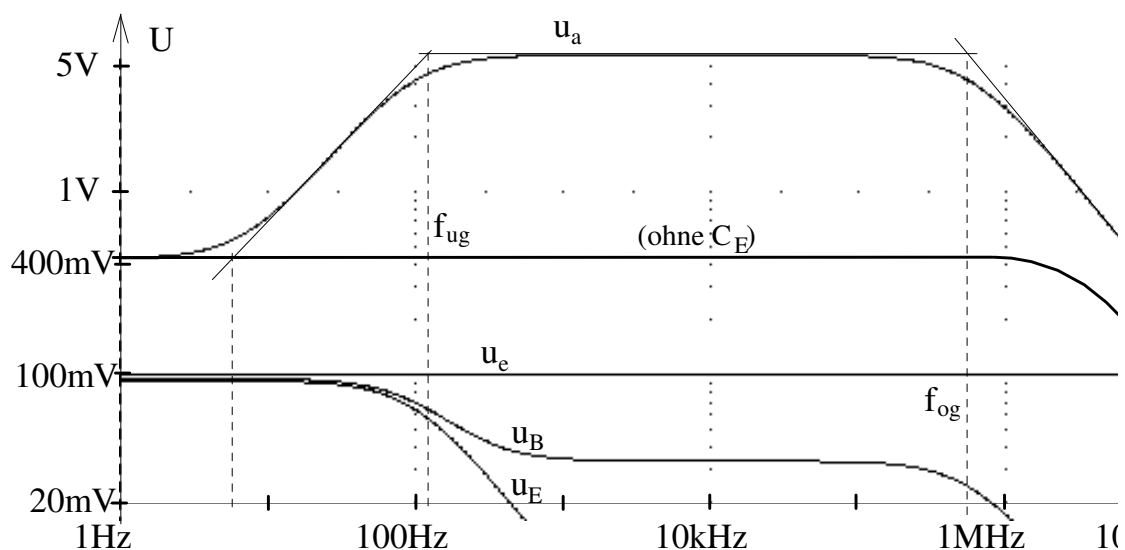


Bild 1.26 Frequenzgang einer Emitterschaltung mit $R_C = 470 \Omega$, $R_E = 100 \Omega$, $C_E = 100 \mu\text{F}$,

$R_G = 1 \text{ k}\Omega$. $u_E =$ Emitterwechselspannung, $u_B =$ Basiswechselspannung

Deutlich ist zu erkennen, daß mit wirksamem Wechselspannungskurzschluß (und damit vernachlässigbarer Wechselspannungs-Gegenkopplung) die Verstärkung bis auf den Maximalwert von A_u ansteigt, dann aber bei höheren Frequenzen infolge der (Schaltungs-)Kapazitäten schon unterhalb 1 MHz ihre Frequenzgrenze erreicht, während bei voll wirksamer Gegenkopplung die Verstärkung zwar auf das Verhältnis R_C/R_E beschränkt ist, dafür aber die Bandbreite sehr hoch ausfällt.

1.4 Der Emitterfolger (Kollektorschaltung)

Wesentlich andere Verstärkereigenschaften gegenüber der Emitterschaltung zeigt eine Schaltung, bei der die Emittierelektrode den Wechselspannungsausgang bildet. Der Kollektor liegt dabei meist auf Massepotential und bildet damit die Bezugselektrode für Eingangs- und Ausgangsspannung. Man bezeichnet diese Schaltung daher als Kollektorschaltung; gebräuchlicher ist jedoch der Begriff "Emitterfolger", da hier das Emitterpotential dem Basispotential "folgt", wie nachstehend gezeigt wird.

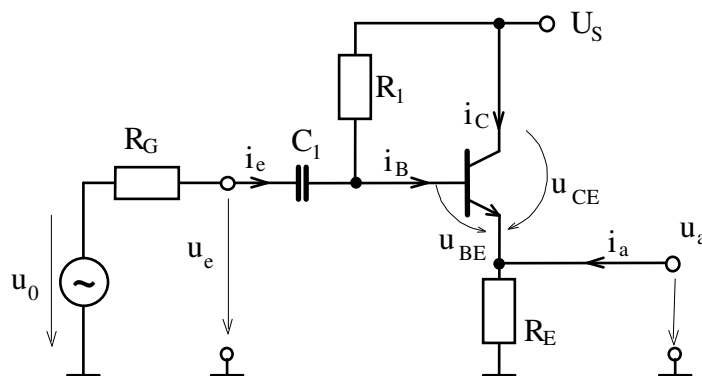


Bild 1.27 Emitterfolger

Die charakteristischen Eigenschaften ergeben sich mittels der Transistorgleichungen:

$$u_{BE} \approx r_{BE} \cdot i_B = u_e - u_a$$

$$i_C = \beta \cdot i_B + \frac{1}{r_{CE}} \cdot u_{CE} = \beta \cdot i_B - \frac{1}{r_{CE}} \cdot u_a$$

Mit $u_a = -R_E \cdot i_E = R_E \cdot (1 + \beta)i_B$ folgt nach Eliminieren von i_B und i_C

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} = 1 - \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)(R_E \parallel r_{CE}) + r_{BE}} \approx 1 - \frac{r_{BE}}{(1 + \beta) \cdot R_E}$$

Die Spannungsverstärkung der eigentlichen Stufe ist wegen $\beta R_E \gg r_{BE}$ annähernd =1. Die Ausgangsspannung am Emitter folgt also der Eingangsspannung - daher der Name Emitterfolger.

Der Eingangswiderstand entspricht dem einer Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

$$r_e = \{r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E\} \oplus R_i$$

und ist meist sehr groß. Mit diesem Eingangswiderstand bildet der Innenwiderstand R_G einen Spannungsteiler, so daß die (Leerlauf-)Spannung der Quelle eine geringere Verstärkung als A_u erfährt:

$$A_{uG} = \frac{u_a}{u_0} \approx \frac{r_e}{r_e + R_G} \left(1 - \frac{r_{BE}}{(1 + \beta) \cdot R_E + r_{BE}} \right) = \frac{(1 + \beta) \cdot R_E}{(1 + \beta) \cdot R_E + r_{BE} + R_G}$$

Der Ausgangswiderstand errechnet sich mit $u_e = \text{const} = 0$ mit

$$i_C \approx i_E - i_a = \frac{u_a}{R_E} - i_a$$

und obigen Gleichungen zu

$$r_a = \frac{u_a}{i_a} = R_E \parallel r_{CE} \left\| \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)} \right. \approx R_E \left\| \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)} \right.$$

Im Gegensatz zur Emitterschaltung ist der Ausgangswiderstand des Emitterfolgers entscheidend von r_{BE} abhängig, da in der Regel der Faktor $r_{BE}/(1 + \beta)$ den kleinsten und damit den Wert hat und damit ausschlaggebend ist. In diesem Fall muß daher auch der Innenwiderstand R_G der steuernden Quelle berücksichtigt werden, der ja in Reihe zu r_{BE} liegt, d.h. die obige Rechnung ist unter der Voraussetzung $u_0 = \text{const} = 0$ durchzuführen. Dann ergibt sich mit R_G

$$r_{aG} = \frac{u_a}{i_a} = R_E \parallel r_{CE} \left\| \frac{r_{BE} + R_G}{(1 + \beta)} \right. \approx R_E \left\| \frac{r_{BE} + R_G}{(1 + \beta)} \right.$$

Die maximale Stromverstärkung der Schaltung - Ausgangsstrom sei der durch R_E fließende Strom - errechnet sich zu

$$A_{i_{\max}} = \frac{i_E}{i_G} = \frac{u_a / R_E}{u_0 / (R_G + r_e)} = A_{uG} \frac{R_G + (1 + \beta)R_E + r_{BE}}{R_E} = 1 + \beta$$

Die Verstärkerwirkung des Emitterfolgers besteht nur in einer Stromverstärkung, die bei Abschluß mit niederohmiger Last (also in der Nähe des Kurzschlußfalles) an den Wert β heranreicht. Die Leistungsverstärkung ist somit etwas kleiner als β .

Die Schaltung arbeitet wegen der geringen Spannungsverstärkung äußerst stabil. Das rührt daher, daß hier die Stromgegenkopplung über R_E bis zum Extrem durchgeführt ist. Weitere Stabilisierungsmaßnahmen sind hier nicht erforderlich.

Schaltungsbeispiel:

Die Schaltung gemäß Bild 4.3.23 soll mit dem Transistor BC 107 aufgebaut werden. Betriebsbedingungen: $U_S = 12 \text{ V}$, $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$, $B = 160$, $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ und $R_G = 10 \text{ k}\Omega$.

Für die Widerstände ergibt sich

$$R_E = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C + I_B} = \frac{12V - 5V}{2mA + (2/160)mA} \approx 3,48k\Omega$$

Normwert $R_{EN} = 3,6 k\Omega$

$$R_1 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{5V - 0,6V}{(2/160)mA} \approx 352k\Omega$$

Normwert $R_{EN} = 360 k\Omega$

$$r_{BE} \approx \frac{U_T}{I_B} \approx \frac{40mV}{12,5\mu A} = 3,2k\Omega$$

Damit erhält man als Verstärkerkennwerte mit

$$A_{uG} \approx \frac{(1 + 160) \cdot 3,6k\Omega}{(1 + 160) \cdot 3,6k\Omega + 3,2k\Omega + 10k\Omega} \approx 0,9777$$

$$r_e = \{3,2k\Omega + (1 + 160)3,6k\Omega\} \parallel 360k\Omega \approx 222k\Omega$$

$$r_a \approx 3,6k\Omega \parallel \frac{3,2k\Omega + 10k\Omega}{160 + 1} \approx 80\Omega$$

Der sehr kleine Ausgangswiderstand darf bei der Emitterschaltung nicht dazu verführen, einen gleichgroßen Lastwiderstand - in obigem Beispiel also $R_L = 15\Omega$ - zwecks Leistungsanpassung über einen (Elektrolyt-)Kondensator an den Ausgang anzuschließen! Da der Kollektorstrom im Betrieb nur positiv sein kann bzw. höchstens auf den Wert null sinken kann, ist die maximal auftretende Amplitude des Kollektorwechselstroms \hat{I}_C auf den Wert des eingestellten Kollektorgleichstroms I_C beschränkt.

Die Bedingung $I_C - \hat{I}_C \geq 0$ stellt also die Grenze für die Stromaussteuerung des Transistors dar. In der Praxis bedeutet das, daß die Impedanz der Last mindestens so groß sein muß wie der Emitterwiderstand R_E .

In vielen Fällen wird statt der Einstellung der Basisvorspannung mittels Basisstrom aus den bereits bei der Emitterschaltung erwähnten Gründen (Kollektorreststrom I_{CBO} !) die Einstellung mittels Basisspannungsteiler gewählt. Die Teilerwiderstände sind jedoch erheblich niederohmiger als der eigentliche Transistoreingangswiderstand und bestimmen somit den Eingangswiderstand der Schaltung. Ein Hauptvorteil des Emitterfolgers fällt damit praktisch fort. Durch einen schaltungstechnischen Kunstgriff kann man jedoch den Eingangswiderstand erhöhen. Eine Schaltung dieser Art wird als "Bootstrap-Schaltung" bezeichnet .

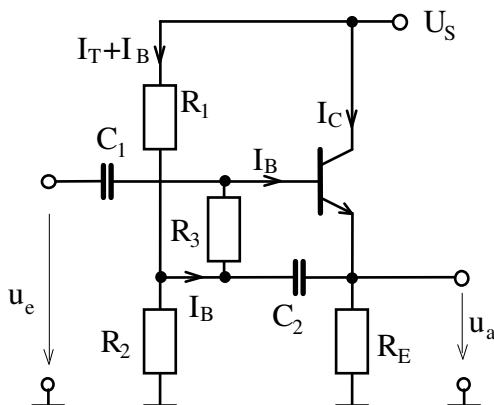


Bild 1.28
 Bootstrap-Schaltung

Grundgedanke der Schaltung: Der Mittelpunkt des Spannungsteilers R_1 - R_2 erhält vom Ausgang her eine Wechselspannung aufgeprägt, die etwa gleich groß (und gleichphasig) wie die Eingangsspannung ist. Das ist beim Emitterfolger wegen $A_u \approx 1$ ohne Schwierigkeiten möglich. Dann erst wird dieser Punkt mit der Basis über einen Widerstand R_3 verbunden. Da an beiden Anschlüssen von R_3 praktisch dieselbe Wechselspannung herrscht, fließt durch ihn fast kein Wechselstrom. Wechselspannungsmäßig wird die steuernde Quelle also nur durch den Eingangswiderstand des Transistors selbst belastet, der wegen $r_e = r_{BE} + (1 + \beta) \cdot R_E$ sehr hoch ist. Genaue Rechnung liefert als Wechselspannung über R_3

$$u_3 = u_e - u_a = u_e (1 - A_u) = \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)(R_E \parallel r_{CE})} \cdot u_e$$

Durch R_3 fließt damit der Wechselstrom

$$i_3 = \frac{u_3}{R_3} = \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)(R_E \parallel r_{CE})R_3} \cdot u_e$$

der von der steuernden Quelle zusätzlich zum Basiswechselstrom aufgebracht werden muß. Insgesamt beträgt damit der Eingangswiderstand der Schaltung von der Quelle her betrachtet

$$r_e = \frac{u_e}{i_b} \parallel \frac{u_e}{i_3} = \left\{ r_{BE} + (1 + \beta)R_E \right\} \parallel \frac{(1 + \beta)(R_E \parallel r_{CE})R_3}{r_{BE}}$$

Beispiel: Die vorstehende Schaltung soll mit den denselben Werten als Bootstrap-Schaltung ausgeführt werden. Das ergibt zunächst wieder $R_{EN} = 3,6 \text{ k}\Omega$

Für R_3 sei der Wert $10 \text{ k}\Omega$ angenommen.

Dann entsteht an ihm ein Gleichspannungsabfall

$$U_3 = I_B R_3 = 12,5 \mu\text{A} \cdot 10 \text{ k}\Omega = 0,125 \text{ V}$$

Der Mittelpunkt des Spannungsteilers muß also auf

$$U_2 = U_S - U_{CE} + U_{BE} + U_3 = 12 \text{ V} - 5 \text{ V} + 0,6 \text{ V} + 0,125 \text{ V} = 7,725 \text{ V}$$

liegen. Mit einem angenommenen Teilerstrom $I_T = 100 \mu\text{A}$ ergeben sich die Widerstände des Spannungsteilers zu

$$R_1 = \frac{U_S - U_2}{I_T + I_B} = \frac{12\text{V} - 7,725\text{V}}{100\mu\text{A} + 12,5\mu\text{A}} \approx 38\text{k}\Omega$$

Normwert $R_{1N} = 3,9 \text{ k}\Omega$

$$R_2 = \frac{U_2}{I_T} = \frac{7,725\text{V}}{100\mu\text{A}} \approx 77,25\text{k}\Omega$$

Normwert $R_{2N} = 75 \text{ k}\Omega$

Der Eingangswiderstand eines Emitterfolgers läßt sich durch entsprechende Wahl des Arbeitspunktes und geschickte Dimensionierung der Widerstände an der Basis wesentlich höher treiben, so daß Eingangsimpedanzen von mehreren $\text{M}\Omega$ erreicht werden.

Im vorliegenden Beispiel ergibt sich mit $r_{BE} = 3,2 \text{ k}\Omega$ unter Vernachlässigung von r_{CE} gegen R_E als Eingangswiderstand

$$r_e = (3,2\text{k}\Omega + 161 \cdot 3,6\text{k}\Omega) \parallel \frac{10\text{k}\Omega \cdot 161 \cdot 3,6\text{k}\Omega}{3,2\text{k}\Omega} = 582,8\text{k}\Omega \parallel 1811,25\text{k}\Omega \approx 441\text{k}\Omega$$

Dieser Wert ist bedeutend höher als derjenige aus vorigem Beispiel, dem derselbe Arbeitspunkt zugrunde liegt.

Die Kollektorschaltung wird daher vorzugsweise als Impedanzwandler oder hochohmige Eingangsstufe von Verstärkern eingesetzt. Wegen ihres niederohmigen Ausgangs und der hohen Stromverstärkung ist sie aber auch prädestiniert für Leistungs-Endstufen.

1.5 Die Basisschaltung

Bei der Basisschaltung ist der Basisanschluß wechsellspannungsmäßig geerdet, während der Emitter als Eingangs- und der Kollektor als Ausgangselektrode fungieren.

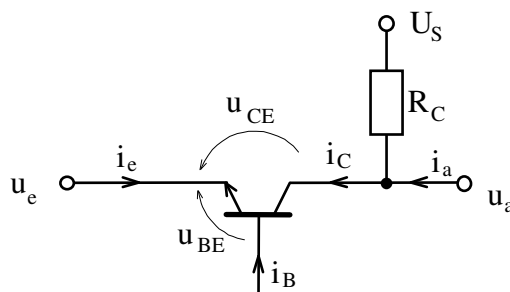


Bild 1.29 Prinzip der Basisschaltung

Der Ausgangsstrom i_C muß in dieser Schaltung etwa in gleicher Höhe von der steuernden Quelle aufgebracht werden. Die in der Schaltung auftretende

Stromverstärkung ist daher

$$\frac{i_c}{i_e} = \frac{i_c}{i_c + i_b} = \frac{\beta}{\beta + 1} = \alpha \approx 1$$

Man nennt α den Kurzschlußstromverstärkungsfaktor in Basisschaltung.

Mit den bekannten Transistorgleichungen und den aus Bild 4.3.25 ersichtlichen Beziehungen

$$-u_{BE} = u_e; \quad i_e \approx -i_c; \quad u_a = -i_c R_C = u_{CE} - u_{BE}$$

erhält man als Spannungsverstärkung

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_C}{r_{BE}} \frac{\beta \cdot r_{CE} + r_{BE}}{r_{CE} + R_C} \approx \frac{\beta(R_C \parallel r_{CE})}{r_{BE}}$$

Dieser Wert ist praktisch derselbe wie der der Emitterschaltung. Als Eingangswiderstand folgt jedoch aus obigen Gleichungen

$$r_e = \frac{u_e}{i_e} = \frac{r_{BE}}{\beta} \left(1 + \frac{R_C}{r_{CE}} \right) \approx \frac{r_{BE}}{\beta}$$

also ein sehr kleiner Wert. Auch hierdurch kommt zum Ausdruck, daß die Basisschaltung eine relativ hohe Steuerleistung zum Betrieb benötigt. Der Ausgangswiderstand errechnet sich zu

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

Besitzt jedoch die Signalquelle einen Innenwiderstand R_G , so erfolgt eine Stromgegenkopplung über R_G , da der Ausgangsstrom durch die Quelle fließen muß. Die Rechnung liefert den Wert

$$r_a = R_C \parallel r_{CE} \left(1 + \beta \frac{R_G}{r_{BE}} \right) \approx R_C$$

Der wesentliche Unterschied im Frequenzverhalten von Basis- und Emitterschaltung liegt nicht in der Spannungsverstärkung, denn deren Frequenzgang ist in beiden Fällen von β abhängig und damit gleich. Dagegen ist die kapazitive Belastung der Signalquelle sehr verschieden. Bei der Emitterschaltung mit Spannungsgegenkopplung ergab sich, daß ein zwischen Kollektor und Basis geschalteter Widerstand sich auf den Eingang der Schaltung so auswirkt, als sei ein um den Faktor A_u kleinerer Widerstand nach Masse gelegt. Dasselbe gilt auch für einen komplexen oder imaginären Widerstand X , insbesondere für die zwischen Kollektor und Basis bestehende Kapazität C_{CB} , die sich aus der Sperrschicht- und der Diffusionskapazität zusammensetzt. Sie stellt am Eingang einer Emitterschaltung einen Scheinwiderstand

$$X'_N = \frac{X_N}{|A_u|} \approx \frac{1}{|A_u| \omega C_{CB}} = \frac{1}{\omega C_e}$$

dar, d.h. sie wirkt sich in der Emitterschaltung so aus als sei die A_u -fache Kapazität nach Masse geschaltet. In der Praxis liegt dieser Wert bei 10 ... 100 pF.

Bei der Basisschaltung erscheint dagegen nur die Kapazität der Basis-Emitter-Sperrschicht (einige pF) parallel zum Eingang des Transistors.

Diese Eingangskapazitäten bilden zusammen mit dem Signalquellen-Innenwiderstand R_G Tiefpässe, wobei die Grenzfrequenz bei der Basisschaltung wegen der kleineren Kapazität wesentlich höher liegt. Die Basisschaltung ist daher bis zu wesentlich höheren Frequenzen brauchbar.

1.6 Kopplung von Verstärkerstufen

Für das Zusammenschalten einzelner Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltungen zu einer leistungsfähigeren Gesamtschaltung sind vor allem Eingangs- und Ausgangsimpedanz, aber auch Gleichpotentiale zu beachten. Daher sind Kettenschaltungen mehrerer Stufen auch hier nur mit der Emitterschaltung sinnvoll, wobei die einzelnen Stufen wegen der unterschiedlichen Gleichspannungspotentiale an den Basen bzw. Kollektoren jeweils durch Koppelkondensatoren miteinander verbunden werden können. Wegen der niedrigen Eingangsimpedanzen sind diese Kondensatoren allerdings ziemlich groß (etwa 5 ... 25 μF), wenn niedrige untere Grenzfrequenzen gefordert werden. Meist wird daher eine direkte Kopplung von der Ausgangselektrode des vorhergehenden Transistors auf die Eingangelektrode des nachfolgenden Transistors bevorzugt, was aufgrund der beiderseits relativ niedrigen Gleichspannungspotentiale möglich ist. Zwar ist dann die Anpassung nicht optimal, doch läßt sich der entstehende Verstärkungsverlust durch eine zusätzliche Stufe, d.h. einen weiteren Transistor, wieder wettmachen. Das folgende Bild zeigt einen Schaltungsausschnitt, bei dem diese Methode realisiert wird.

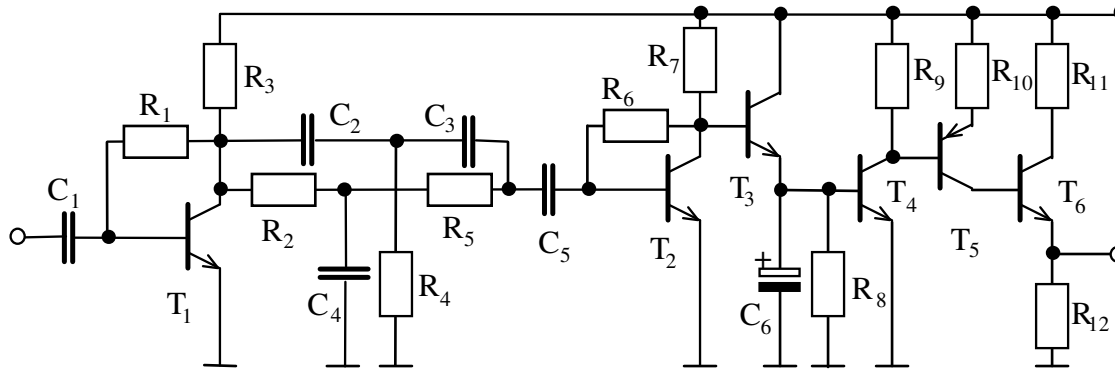


Bild 1.30 Direkte Kopplung von Verstärkerstufen

Nachteilig ist bei der direkten Kopplung der Stufen, daß auch Gleichspannungen, insbesondere die aufgrund von Temperaturschwankungen entstehenden Driftspannungen, mitverstärkt werden. Trotz Arbeitspunktstabilisierung der einzelnen Stufen können erhebliche Abweichungen auftreten.

2. Transistor-Konstantstromquellen

Betrachtet man das Ausgangskennlinienfeld eines Transistors, so fällt sofort auf, daß sein Kollektorstrom in weiten Bereichen praktisch unabhängig von U_{CE} ist, vorausgesetzt, daß ein konstanter Basisstrom eingestellt wird. Dies ist aber mittels eines Spannungsteilers zwischen den Betriebsspannungen (oder Masse) leicht möglich. Die erforderliche Temperaturstabilisierung kann beispielsweise durch einen Widerstand in der Emitterschaltung (wie bei der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung!) erzielt werden.

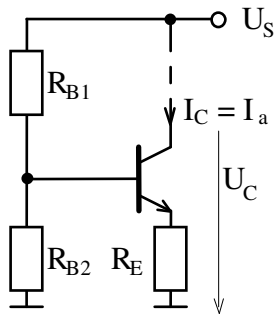


Bild 2.1 Konstantstromquelle

Wesentlich für die Beurteilung der Qualität der Konstantstromquelle ist ihr dynamischer Innenwiderstand r_i , der im pauschalen Ersatzschaltbild zur Stromquelle parallel liegt. Dieser Widerstand sollte möglichst groß sein (im Idealfall $r_i = \infty$). Er wird ebenso ermittelt, wie dies bei Schaltungen für Wechselspannung üblich ist, da die Schwankungen der Ausgangsgrößen I_C und U_C wie Wechselgrößen zu behandeln sind.

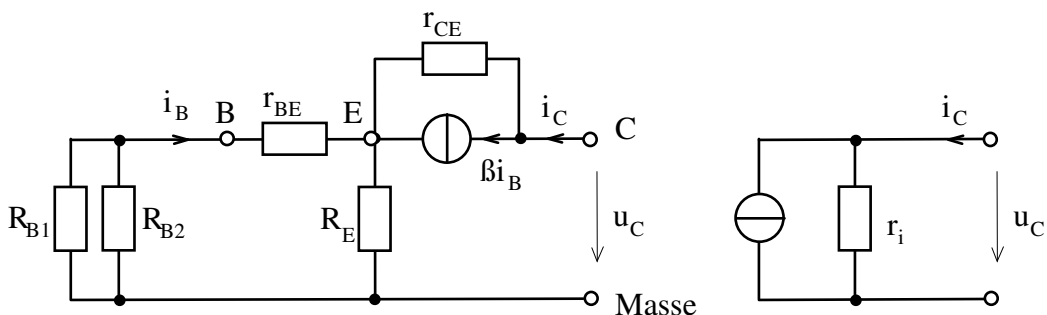


Bild 2.2 Ersatzschaltbild der Schaltung nach Bild 2.1 und deren pauschales Ersatzschaltbild

Aus obigem Bild folgt mit Hilfe der Knoten- und Maschenregel

$$r_i = r_{CE} \left(1 + \frac{\beta R_E + (R_B + r_{BE}) R_E / r_{CE}}{R_B + r_{BE} + R_E} \right) \quad \text{mit } R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

Günstig ist es daher, $R_{B1} \parallel R_{B2}$ möglichst klein zu machen. Dies läßt sich leicht erreichen, so daß annähernd gilt

$$r_i \approx r_{CE} \left(1 + \frac{\beta R_E}{r_{BE} + R_E} \right)$$

Ein Beispiel: Eine Konstantstromquelle für $I_C = 1\text{mA}$ wird mit dem Transistor BCY 58 D aufgebaut. Aus dem Datenblatt wird entnommen: $\beta = 500$, $r_{CE} = 40\text{ k}\Omega$.

Mit
$$r_{BE} \approx \frac{U_T}{I_B} \approx \frac{40\text{mV}}{1\text{mA} / 500} = 20\text{k}\Omega$$

und einem angenommenen Emitterwiderstand von $10\text{ k}\Omega$ (an diesem fallen dann 10 V

ab!) ergibt sich
$$r_i \approx 40\text{k}\Omega \cdot \left(1 + \frac{500 \cdot 10\text{k}\Omega}{20\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} \right) \approx 6,7\text{M}\Omega$$

Dieser Wert ist außerordentlich hoch! Wollte man eine Stromquelle gleicher Konstanz mit Hilfe eines Widerstandes und einer Spannungsquelle aufbauen, so müßte dieser Widerstand ebenfalls $6,7\text{ M}\Omega$ aufweisen. Bei 1mA Ausgangsstrom wäre dann aber eine Spannung von 6700 V erforderlich!

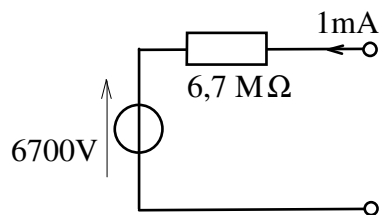


Bild 2.3 Äquivalente Schaltung zur im Beispiel dimensionierten Stromquelle

Die Temperaturstabilität der Schaltung nach Bild 2.1 kann noch wesentlich verbessert werden. Bei festgehaltener Basisspannung neigt der Transistor dazu, den Basisstrom zu vergrößern wenn seine Sperrschichttemperatur steigt. Damit würde auch der Kollektorstrom ("Konstantstrom") zunehmen. Man kann dem dadurch begegnen, daß man die Basisspannung in diesem Fall senkt. Am elegantesten geschieht das durch eine oder zwei Dioden, die in Flußrichtung zu R_{B2} in den Spannungsteiler geschaltet werden. Bei gutem Wärmekontakt mit dem Transistor nimmt die Diodendurchlaßspannung ebenso ab wie dies U_{BE} (bei $I_B = \text{const}$) tut, insbesondere dann, wenn Transistor und Diode aus gleichem Grundmaterial gefertigt sind

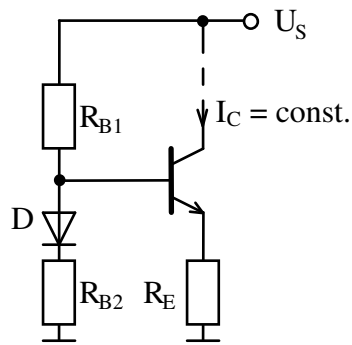


Bild 2.4
Konstantstromquelle mit Temperaturkompensation durch Diode

Diese Schaltung findet man bei integrierten linearen Schaltkreisen, da dort wegen der direkt benachbarten Anordnung von Diode und Transistor auf demselben Chip stets ein sehr guter Wärmekontakt möglich ist. Noch gebräuchlicher ist dort jedoch eine besondere Art Stromquelle, der Stromspiegel (current mirror). Dabei handelt es sich um einen als Diode geschalteten Transistor als Referenzelement und einen oder mehrere weitere parallel Transistoren, deren Strom ein „Spiegelbild“ des Stroms durch den Referenztransistor darstellt.

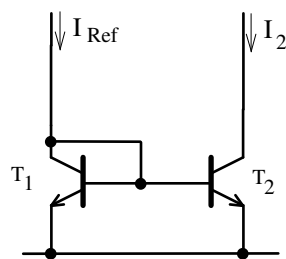


Bild 2.5 Stromspiegel-Grundsaltung

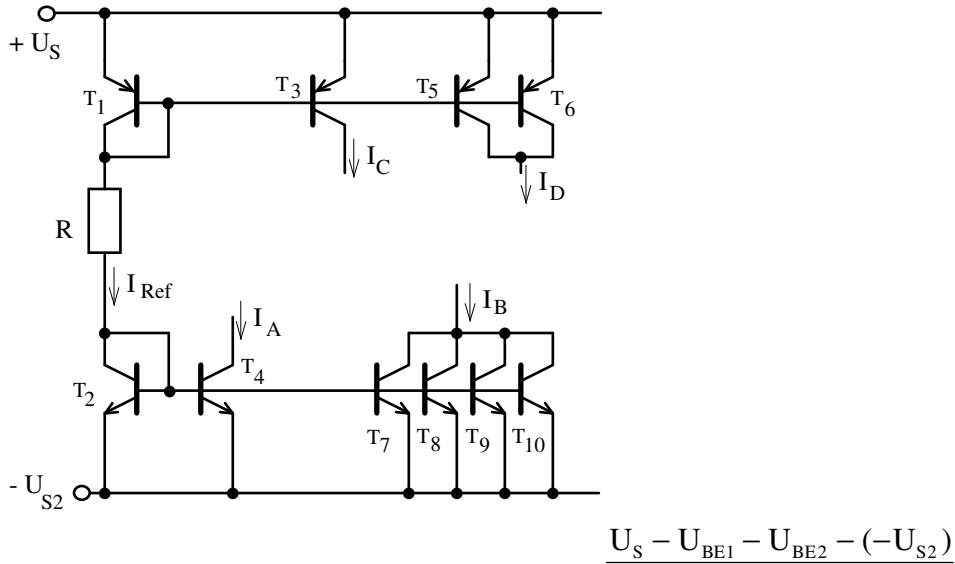
Unter der Annahme zweier gleicher Transistoren folgt, daß sich der Referenzstrom in einen Kollektorstrom und zwei Basisströme aufteilt, wobei der Kollektorstrom um den Faktor B größer ist als ein Basisstrom. Einfache Überlegung ergibt:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{B}{B+2} I_{Ref} \quad \text{und} \quad I_{B1} = I_{B2} = \frac{1}{B+2} I_{Ref}$$

Der gespiegelte Ausgangsstrom steht damit zum Referenzstrom in dem festen Verhältnis

$$\frac{I_2}{I_{\text{Ref}}} = \frac{B}{B+2} = \frac{1}{1+2/B}$$

was für große B dem Wert 1 nahekommt. Bei $B = 100$ wäre der Fehler etwa 2%. Dieses Schema läßt sich noch erweitern: Der Referenztransistor kann weitere Transistoren treiben, wie folgendes Schema zeigt. Dabei wird der Referenzstrom über einen Widerstand festgelegt. Dies ist dann (fast) der einzige Widerstand, der unumgänglich notwendig ist!



Der Strom I_{ref} wird hier durch den Quotienten $\frac{U_S - U_{\text{BE1}} - U_{\text{BE2}} - (-U_{\text{S2}})}{R}$ bestimmt. Mit guter Näherung kann man davon ausgehen, daß alle an T_1 bzw. an T_2 angeschlossenen Transistoren je einen Kollektorstrom der Größe I_{ref} führen. Genaugenommen betragen die Spiegelströme der npn-Transistoren im gezeigten Beispiel

$$I_4 = I_7 = I_8 = \dots = \frac{1}{1 + (n+1)/B} I_{\text{ref}} = \frac{1}{1 + 6/B} I_{\text{ref}}$$

Die Transistoren T_5 und T_6 bzw. T_7 bis T_{10} sind in der Praxis nur je ein Transistor, der aber die doppelte bzw. vierfache Basis-Emitterfläche aufweist!

Bild 2.6 Erzeugen mehrerer Konstantströme

Da der Kollektorstrom in geringem Maße infolge des Early-Effekts auch von U_{CE} abhängt, kann der gespiegelte Strom schwanken. Abhilfe schafft hier eine Variante mit einem dritten Transistor, der dafür sorgt, daß der „Spiegeltransistor“ selbst eine niedrige und konstante Kollektor-Emitterspannung einhält:

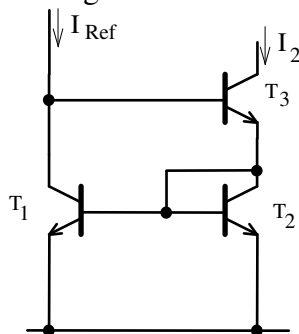


Bild 2.7
Wilson-Stromspiegel

Stromverhältnis hier: $\frac{I_2}{I_{\text{Ref}}} = \frac{1}{1 + 2 / (B^2 + B)} \approx \frac{1}{1 + 2 / B^2}$ eine enorme Verbesserung gegenüber dem ursprünglichen Konzept! Die Schaltungsanalyse zeigt ferner, daß der Ausgangswiderstand dieser Stromquelle $\beta r_{\text{CE}}/2$ beträgt und damit ebenfalls um den Faktor $\beta/2$ gesteigert wurde.

Da in integrierte Schaltungen aber oft sehr kleine (Konstant-)Ströme benötigt werden, würde dies große Widerstände zum Einstellen der Referenz erfordern. Dies vermeidet die Widlar-Schaltung:

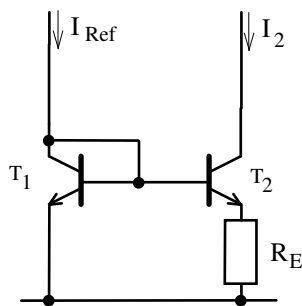


Bild 2.8
Widlar-Stromspiegel

Aus der Charakteristik der Basis-Emitterdiode folgen bei vernachlässigtem Basisstrom die Gleichungen

$$U_{\text{BE1}} = U_T \ln\left(\frac{I_{\text{Ref}}}{I_S}\right) \quad \text{und} \quad U_{\text{BE2}} = U_T \ln\left(\frac{I_2}{I_S}\right)$$

. Eliminieren von I_S und die weitere

Beziehung $U_{\text{BE1}} \approx U_{\text{BE2}} + I_2 R_E$ führen zu der impliziten Gleichung für den

$$I_2 R_E = U_T \ln\left(\frac{I_{\text{Ref}}}{I_2}\right)$$

Spiegelstrom:

3. Der Differenzverstärker

3.1 Prinzipielle Funktion

Grundgedanke dieser Verstärkerschaltung ist: zwei gleichartige Transistoren in Emitterschaltung werden aus einer gemeinsamen Stromquelle gespeist. Derjenige der beiden Transistoren, der die höhere Basis- Emitter-Spannung aufweist, wird auch den höheren Strom führen. Ist der Gesamtstrom konstant, so wird sich der Strom durch den anderen Transistor in dem Maße verringern, um den der Strom im ersten Transistor steigt.

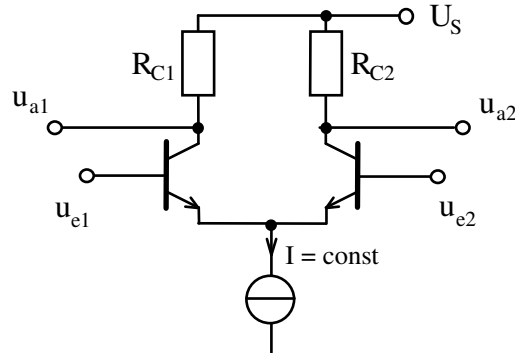


Bild 3.1 Prinzip des Differenzverstärkers

Im Prinzip wird bei dieser Schaltung also nur die **Differenz** der beiden Eingangsspannungen wirksam. Dies ist ein bedeutender Vorteil im Hinblick auf die Temperaturstabilität! Bei gleichen Daten der Transistoren T_1 und T_2 werden die Änderungen der Basis-Emitter-Spannungen U_{BE} (bzw. der Basisströme I_B) mit der Temperatur der Sperrschichten stets gleichsinnig erfolgen. Der Gleichgewichtszustand der Schaltung bleibt aber davon unberührt, d.h. der Gesamtstrom I wird sich nach wie vor je zur Hälfte auf die beiden Transistoren verteilen und daher auch keine Änderung der Ausgangsspannungen bewirken! Diese Schaltungsart ist neben der Kollektorschaltung die temperaturstabilste! Im Gegensatz zur Kollektorschaltung weist sie aber eine hohe Spannungsverstärkung auf. Diese Verstärkung soll unter der Annahme, daß $u_{e2} = 0$ ist (d.h. Basis von T_2 an Masse) aus dem Ersatzschaltbild ermittelt werden:

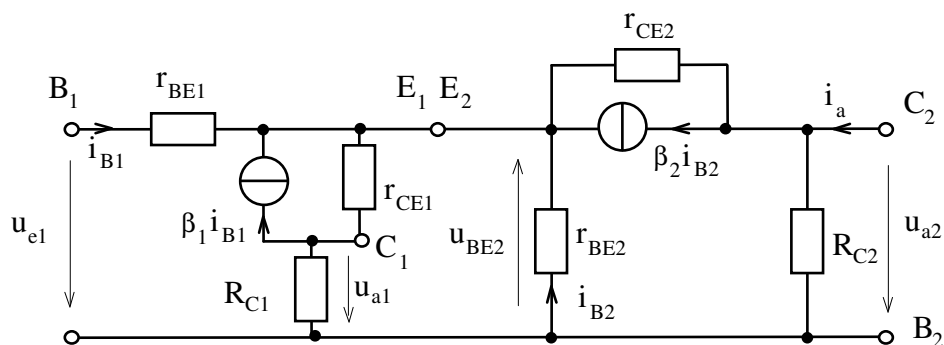


Bild 3.2 Ersatzschaltbild des Differenzverstärkers nach Bild 3.1

Aus den Gleichungen dieses Vierpols nach der Maschenregel

$$u_{e1} + u_{BE2} - i_{B1} r_{BE1} = 0$$

$$u_{BE2} = i_{B2} r_{BE2}$$

und der Knotenregel

$$i_{B1} - \frac{u_{a1}}{R_{C1}} + i_{B2} + \beta_2 i_{B2} + \frac{u_{a2} + u_{BE2}}{r_{CE2}} = 0$$

$$-\beta_1 i_{B1} - \frac{u_{a1}}{R_{C1}} - \frac{u_{a1} + u_{BE2}}{r_{CE1}} = 0$$

$$-\frac{u_{a2} + u_{BE2}}{r_{CE2}} - \beta_2 i_{B2} - \frac{u_{a2}}{R_{C2}} + i_a = 0$$

erhält man für den Leerlauf ($i_a = 0$) unter der vereinfachenden Annahme $r_{CE1}, r_{CE2} \rightarrow \infty$ die Verstärkung

$$A_{u12} = \frac{u_{a2}}{u_{e1}} \approx + \frac{\beta_2 R_{C2}}{r_{BE2}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(1 + \beta_2) r_{BE1}}{(1 + \beta_1) r_{BE2}}}$$

In der Regel verwendet man gleichartige Transistoren, so daß in obiger Gleichung die Stromverstärkungen und die dynamischen Eingangswiderstände der Transistoren praktisch identisch sind. Dann folgt

$$A_{u12} \approx + \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta_2 R_{C2}}{r_{BE2}}$$

Auffallend ist, daß der Kollektorwiderstand R_{C1} nicht in dem Ausdruck für die Verstärkung auftaucht! Man kann ihn daher stets dann weglassen, wenn der Ausgang für u_{a1} nicht benötigt wird.

Zum gleichen Ergebnis kommt man auch durch folgende Betrachtung Transistor T_1 arbeitet hier als Emitterfolger (Eingang an der Basis, Ausgang zum zweiten Transistor am Emitter). Sein Ausgang mit dem Innenwiderstand $r_{a1} \approx r_{BE1} / \beta_1$ wird durch den Eingang des zweiten Transistors in Basisschaltung (wegen $u_{e2} = 0$) mit $r_{e2} \approx r_{BE2} / \beta_2$ belastet. Bei gleichen elektrischen Daten der Transistoren herrscht Leistungsanpassung, d.h. die Leerlaufverstärkung des Emitterfolgers geht auf die Hälfte zurück und beträgt somit

$$A_{u1} \approx + \frac{1}{2}$$

$$A_{u2} \approx + \frac{\beta_2 R_{C2}}{r_{BE2}}$$

Die nachfolgende Basisschaltung bringt Multiplikation der Einzelverstärkungen bringt obiges Resultat!

Führt man dieselbe Rechnung für den Fall $u_{e1} = 0$ durch, so erhält man als Verstärkung

$$A_{u22} = \frac{u_{a2}}{u_{e2}} \approx - \frac{\beta_2 R_{C2}}{r_{BE2}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(1 + \beta_2) r_{BE1}}{(1 + \beta_1) r_{BE2}}} \approx - \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta_2 R_{C2}}{r_{BE2}} = -A_{u12}$$

Werden nun beiden Eingängen Signale zugeführt, so tritt am Ausgang ein Signal auf,

das die Überlagerung der verstärkten Eingangssignale darstellt, d.h.

$$u_{a2} = A_{u12}u_{e1} + A_{u22}u_{e2} = A_u(u_{e1} - u_{e2}) \quad \text{mit } A_u = A_{u12} \approx + \frac{\beta_2 R_{C2}}{2 \cdot r_{BE2}}$$

Wegen der verschiedenen Vorzeichen von A_{u12} und A_{u22} ergibt sich, daß der Differenzverstärker an seinem Ausgang stets die Differenz der Eingangsspannungen abgibt. Es muß außerdem darauf hingewiesen werden, daß die am Ausgang des T_1 auftretende Spannung u_{a1} gegenläufig zu u_{a2} ist, d.h.

$$u_{a1} = -u_{a2} = -A_u(u_{e1} - u_{e2})$$

Dies ist dadurch bedingt, daß die Summe der Kollektorströme konstant ist. Es ist auch aufgrund der Symmetrie der Schaltung leicht einzusehen. Daraus ergeben sich wichtige Folgerungen: einerseits sind die beiden Ausgangsspannungen direkt als Eingangsspannungen eines weiteren Differenzverstärkers brauchbar, andererseits ist die zwischen den Ausgängen auftretende Wechselfspannung doppelt so groß wie die an einem Ausgang gegen Masse. Er gilt nämlich:

$$\Delta u_a = |u_{a1} - u_{a2}| = |-A_u(u_{e1} - u_{e2}) - A_u(u_{e1} - u_{e2})| = 2 \cdot |u_a|$$

$$A_{ud} = 2 \cdot A_u \approx \frac{\beta R_C}{r_{BE}}$$

Damit beträgt auch die Differenzverstärkung

Welche Bedeutung dies im Hinblick auf die Temperaturstabilität hat, wurde bereits zu Beginn dieses Abschnitts erläutert. Differenzverstärker sind aus diesem Grund stets als Eingangsschaltung in Operationsverstärkern zu finden. Der zweite Eingang ermöglicht es darüber hinaus auf einfache Weise, zwei Frequenzen miteinander zu mischen oder auch eine Gegenkopplung so anzubringen, daß das Eingangssignal selbst nicht beeinflusst wird. Letzteres wird häufig bei Leistungsverstärkern angewandt wobei das Signal auch eine Gleichspannung sein kann.

Da Emitterfolger und Basisschaltung wegen wesentlich geringerer Rückwirkungskapazitäten - verglichen mit der Emitterschaltung - auch bei hohen Frequenzen einsetzbar sind, ergibt sich für den Differenzverstärker ein weiterer Einsatzbereich. Der Hauptnachteil der Basisschaltung als Verstärkerschaltung bei hohen Frequenzen ist ihr niedriger Eingangswiderstand von einigen Ω . Der Differenzverstärker besitzt jedoch einen Differenz-Eingangswiderstand (Eingangswiderstand an einem Eingang bei geerdeten anderen Eingang) von

$$r_{ed} = r_{BE1} + r_{BE2} \approx 2 \cdot r_{BE1}$$

wie aus dem Schaltbild direkt ersichtlich ist. Er liegt je nach dem eingestellten Konstantstrom I (dies bedeutet auch eine Einstellung der Basisströme wegen $I_{B1} \approx I_{B2} \approx I/(2\beta)$) bei einigen $k\Omega$ bis einigen $100k\Omega$.

In diesem Zusammenhang muß darauf hingewiesen werden, daß die Basen der Transistoren T_1 und T_2 (siehe Bild 3.1, 3.4 und folgende) normalerweise gleichstrommäßig von der vorgeschalteten Stufe versorgt werden, d.h. die Ströme I_{B1} und I_{B2} extern zugeführt werden müssen. Wegen nicht exakt gleicher Daten der Transistoren können die Basisströme etwas voneinander abweichen. Im Hinblick auf die erforderliche eingangsseitige Beschaltung rechnet man daher mit dem arithmetischen Mittelwert

$$I_B = (I_{B1} + I_{B2}) / 2$$

der als Eingangsruhestrom (oder Eingangsvorstrom) bezeichnet wird. Die Abweichung

$$I_{IOS} = I_{B1} - I_{B2}$$

wird als Eingangs-Offsetstrom (Normbegriff: Eingangsfehlstrom, offset = Abweichung) bezeichnet. Der Offsetstrom ist um so geringer, je gleichartiger die charakteristischen Daten (vor allem B!) der Transistoren sind. Der Ausgangswiderstand des Differenzverstärkers beträgt $r_a = R_{C2} \parallel r_{CE2} \approx R_{C2}$ (siehe Schaltbild).

3.2 Einfacher Differenzverstärker

Die praktische Ausführung der in Bild 3.1 enthaltenen Konstantstromquelle bedarf noch einiger Erläuterungen: Die einfachste Art der Realisierung besteht darin, die Emitter der Transistoren über einen gemeinsamen Widerstand R_E an eine zweite Spannungsquelle (hier: mit negativer Spannung) anzuschließen.

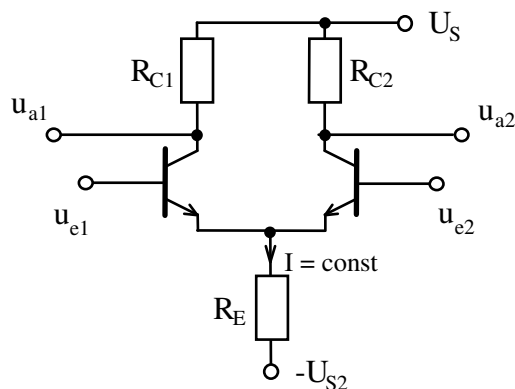


Bild 3.4
Differenzverstärker mit Widerstand als Konstantstromquelle

Liegen die Eingänge gleichspannungsmäßig auf Nullpotential so ist

$$I = \frac{U_{S2} - U_{BE}}{R_E} \approx \text{const}$$

Die Konstanz des Stromes I ist um so besser, je größer U_{S2} und R_E sind. Praktisch wird man U_{S2} in derselben Größenordnung wie U_S wählen.

Der Nachteil der einfachen 'Konstantstromquelle' nach Bild 3.4 zeigt sich dann, wenn beide Eingänge mit gleicher Spannung angesteuert werden. Es kann sich hierbei um Gleichspannungen aber auch um phasengleiche Wechselspannungen handeln ('Gleichtaktansteuerung'). Werden beide Eingänge gleichzeitig um die Spannung $\Delta U_{e1} = \Delta U_{e2} = \Delta U_{IC}$ angehoben, so wird sich auch das Potential der beiden Emitter um denselben Betrag verschieben, da die Basis-Emitter-Spannungen U_{BE} stets annähernd konstant bleiben. Dies verursacht eine Änderung des 'Konstantstroms' um

$$\Delta I = \Delta U_{IC} / R_E$$

die je zur Hälfte in die Kollektorströme eingeht. Die Ausgangsspannungsänderung beträgt somit

$$\Delta U_{a1} = \Delta U_{a1} = -\Delta I_C R_C = -\frac{1}{2} \Delta I \cdot R_C = -\Delta U_{IC} \frac{R_C}{R_E}$$

Das bedeutet, daß nicht nur die Eingangsspannungsdifferenz sondern auch Gleichtakteile verstärkt am Ausgang auftreten. Die Verstärkung beträgt

$$A_{uC} = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_{IC}} = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_{IC}} \approx -\frac{R_C}{2R_E}$$

Sie beträgt etwa 1 und gilt hier natürlich auch für die durch Temperaturänderung bewirkten Änderungen der Basis-Emitter-Spannungen.

Gebrauchlicher als die Angabe der Gleichtaktverstärkung A_{uC} ist die der Gleichtaktunterdrückung k_{cr} (in der angloamerikanischen Terminologie als CMRR = common mode rejection ratio bezeichnet), wobei

$$k_{cr} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right|$$

ist. Mit der für A_{ud} abgeleiteten Beziehung folgt für die Schaltung nach Bild 3.4

$$k_{cr} \approx \beta_2 \frac{R_E}{r_{BE2}} \approx B_2 R_E \frac{I_{B2}}{U_T} = \frac{I_{C2} R_E}{U_T} = \frac{I \cdot R_E}{2U_T} \approx \frac{U_{S2}}{2U_T}$$

Die Gleichtaktunterdrückung wird also keineswegs besser, wenn man R_E vergrößert, wie dies nach der Beziehung für A_{uc} zu sein scheint.

Die Gleichtaktunterdrückung gilt jedoch nur innerhalb bestimmter Grenzen. Die positivste Spannung, die an den Eingängen auftreten darf, ist diejenige bei der die Kollektor-Emitter-Spannung der Transistoren auf den Wert U_{CEsat} gefallen ist. Die negativste Spannung bei Gleichtaktansteuerung ist die, bei der die Transistoren sperren. Das ist der Fall, wenn $\Delta U_{IC} \approx -U_{S2}$, da erst dann der Gesamtstrom I zu Null wird.

3.3 Differenzverstärker mit Transistor-Konstantstromquelle

Die Zusammenschaltung des Differenzverstärkers mit einer Konstantstromquelle ergibt das folgende Bild

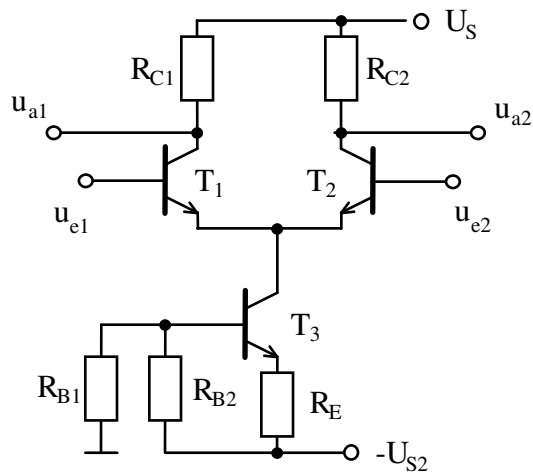


Bild 3.5 Differenzverstärker mit Konstantstromquelle

Dieser Differenzverstärker ist für Eingangsspannungen um 0 Volt eingerichtet. Das Potential der Emittter von T₁ und T₂ liegt daher bei etwa -0,6 V. Das Basispotential von T₃ muß noch wesentlich negativer sein. Daher kann der Widerstand R_{B1} mit seinem positiveren Ende an Masse gelegt werden.

Beispiel

Die Schaltung nach Bild 3.5 ist mit Transistoren vom Typ BC 107A aufzubauen. Ihre Stromverstärkungen betragen $\beta \approx B = 200$; r_{CE} hat den Wert 50 k Ω . Die Kollektorströme von T₁ und T₂ sind auf je 1mA einzustellen. Betriebsspannungen: $\pm 12V$.

Zunächst werden die Kollektor-Emitterspannungen der Transistoren T₁ und T₂ auf etwa die halbe positive Betriebsspannung festgesetzt, um einen möglichst großen Ausgangsspannungshub zu gewährleisten. Damit folgt:

$$R_{C1} = R_{C2} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{U_S}{I_C} = \frac{1}{2} \cdot \frac{12V}{1mA} = 6k\Omega$$

Mit dem erforderlichen Eingangs-(Gleich-)Strom $I_B = I_C/B = 1mA/200 = 5\mu A$ folgt

$$r_{BE1} = r_{BE2} \approx \frac{40mV}{5\mu A} = 8k\Omega$$

und daraus als charakteristische Werte des Verstärkers

$$A_u \approx \frac{200 \cdot 6k\Omega}{2 \cdot 8k\Omega} = 75 \quad r_c \approx 16k\Omega \quad r_a \approx 6k\Omega$$

Der Transistor T_3 der Konstantstromquelle führt einen Kollektorstrom von 2mA. Läßt man an R_E einen Spannungsabfall von 5,4V zu, so ist für R_E ein Widerstand von 2,7 k Ω einzusetzen. Das Emitterpotential von T_3 beträgt dann -6,6 V. Die Basis von T_3 muß daher ein Potential von - 6 V aufweisen. Bei dem aufgrund der vorgegebenen Daten fließenden Basisstrom $I_{B3} = 10 \mu\text{A}$ und einem angenommenen Teilerstrom von 2mA ergeben sich dann sowohl R_{B1} wie R_{B2} zu etwa 3 k Ω . Der Innenwiderstand der Konstantstromquelle folgt dann zu

$$r_i \approx 50\text{k}\Omega \left(1 + \frac{200 \cdot 2,7\text{k}\Omega}{1,5\text{k}\Omega + 3\text{k}\Omega + 2,7\text{k}\Omega} \right) \approx 3,8\text{M}\Omega$$

Die Gleichtaktaussteuerbarkeit der Schaltung reicht in positiver Richtung bis $\approx 6 \text{ V}$, in negativer Richtung jedoch nur so weit bis die Funktion der Konstantstromquelle gestört wird. Dies tritt dann auf, wenn die Kollektor-Emitterspannung von T_3 in die Sättigung gerät, d.h. unter etwa 0,2V abfällt. Bei einem Kollektorpotential von -0,6 V im Normalzustand und einem Mindestpotential von $-12 \text{ V} + 5,4 \text{ V} + 0,2 \text{ V} = -6,4 \text{ V}$ an der unteren Aussteuerungsgrenze des Transistors T_3 ergibt sich als negativste Gleichtaktspannung $\Delta U_{IC} = -5,7 \text{ V}$. Die aufgrund der vorgegebenen Daten sowie der ermittelten Verstärkung $A_u = 75$ resultierenden Kennlinien des Differenzverstärkers sind in nachfolgendem Bild dargestellt.

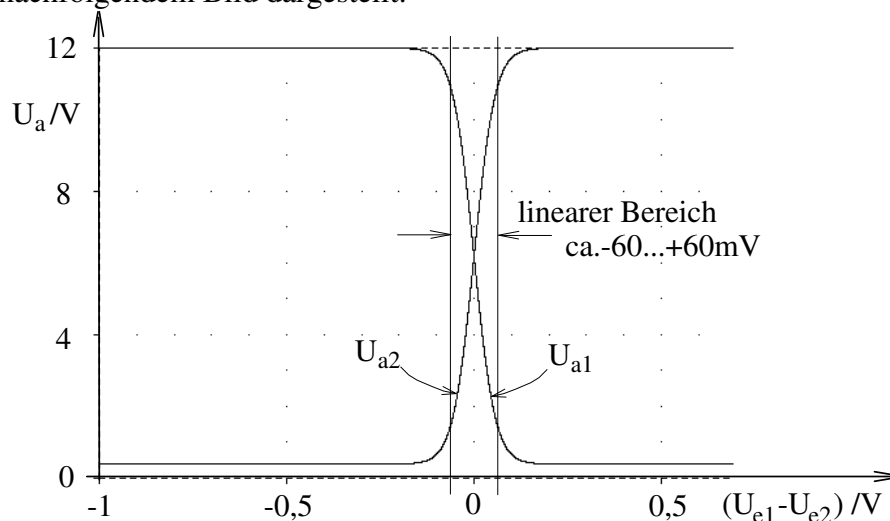


Bild 3.6

Ausgangsspannungen des Differenzverstärkers in Abhängigkeit von den Eingangsspannungen (PSPICE-Simulation)

In integrierten Schaltungen werden etwas andere Schaltungen eingesetzt, da Widerstände viel Chipfläche verbrauchen und somit sehr viel teurer als Transistoren sind. Hier bietet sich der Einsatz von Stromquellen an! Schaltung:

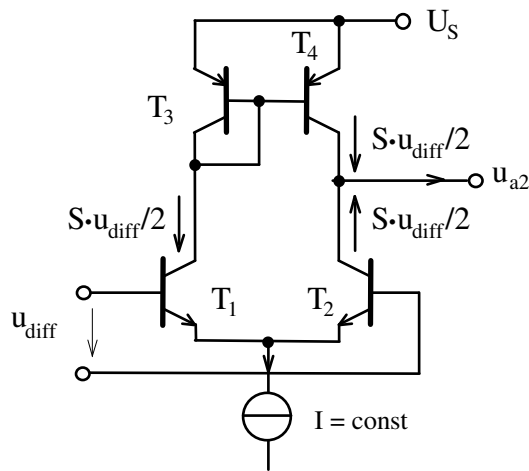


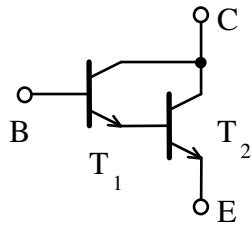
Bild 3.7
Differenzverstärker mit aktiver Last

Ohne Ansteuerung teilt sich der Konstantstrom je zur Hälfte auf die beiden Transistoren T_1 und T_2 auf. Der Stromspiegel, gesteuert durch $I/2$, hält diese Symmetrie aufrecht. Der Ausgang ist stromlos. Die Ausgangsspannung ist unbestimmt und wird in der Regel durch die Folgestufe vorgegeben. Wird nun eine Spannung u_{diff} angelegt, erzeugt sie wie oben gezeigt Ströme an den Kollektoren des Differenzverstärkers von je $i_c = S \cdot (u_{diff}/2)$, jedoch in zueinander entgegengesetzter Richtung. T_3 spiegelt nun diesen Strom über T_4 auf die Ausgangsseite, so daß durch den Ausgangsanschluß nun der doppelte Strom $i_a = 2 \cdot i_c = S \cdot u_{diff}$ fließt. Dieser Strom bewirkt am Ausgangswiderstand einen Spannungsabfall. Ist die Folgestufe sehr hochohmig, beträgt dieser Ausgangswiderstand hier $r_a = r_{CE4} \oplus r_{CE2} = r_{CE}/2$. Damit gilt:

$$A_u = \frac{u_a}{u_{diff}} = \frac{S \cdot u_{diff} \cdot r_a}{u_{diff}} = S \frac{r_{CE}}{2} \approx \frac{I_C}{U_T} \cdot \frac{1}{2} \frac{U_Y}{I_C} = \frac{1}{2} \frac{U_Y}{U_T}$$

wobei die Größen für S und r_{CE} durch ihre Näherungswerte ersetzt wurden. Da die Early-Spannung bei 100V liegt, die Temperaturspannung dagegen bei 26...40mV, ergeben sich Spannungsverstärkungen in der Größenordnung 1000 bis 2000 mit einer Differenzverstärkerstufe!

4. Die Darlington-Schaltung



Bisweilen ist die Stromverstärkung eines einzelnen Transistors nicht ausreichend. Im Prinzip könnte man durch Hintereinanderschalten zweier Emitterschaltungen oder Emitterfolger durchaus dieses Problem lösen. Eine wesentlich einfachere Möglichkeit bietet jedoch die Anwendung einer Darlington-Schaltung. Sie besteht aus zwei direkt gekoppelten Transistoren.

Bild 4.1 Darlington-Schaltung

Das so entstandene Gebilde hat nur drei äußere Anschlüsse, die als Basis, Emitter und Kollektor des "Darlington-Transistors" fungieren. Im vorliegenden Fall ist es ein npn-Typ, da die Basis positiv gegenüber dem Emitter gemacht werden muß, um einen Kollektorstrom (durch den Anschluß C) hervorzurufen.

Die Transistorparameter r_{BE} , β und r_{CE} des Darlington-Transistors können aus dem Ersatzschaltbild der Schaltung nach Bild 4.1 gefunden werden.

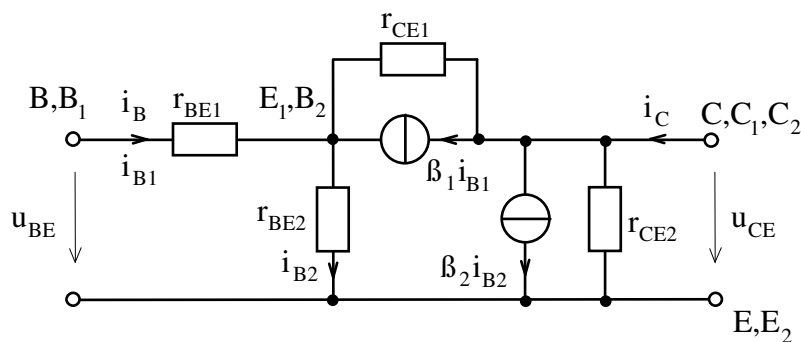


Bild 4.2 Ersatzschaltung nach Bild 4.1

Anwendung der Knoten- und Maschenregel liefert:

$$i_{B1}r_{BE1} + i_{B2}r_{BE2} - u_{BE} = 0$$

$$i_{B1} - i_{B2} + \beta_1 i_{B1} + \frac{u_{CE} - i_{B2}r_{BE2}}{r_{CE1}} = 0$$

$$-i_{B2} + i_{B1} - \beta_2 i_{B2} - \frac{u_{CE}}{r_{CE2}} + i_C = 0$$

Entsprechend den Definitionen der Transistorparameter und mit der Beziehung $i_B = i_{B1}$ liefern diese Gleichungen

$$r_{BE} = \left(\frac{u_{BE}}{i_B} \right)_{u_{CE}=0} = r_{BE1} + (1 + \beta_1) \cdot (r_{BE2} \parallel r_{CE1})$$

$$\beta = \left(\frac{i_C}{i_B} \right)_{u_{CE}=0} = (1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2) \frac{r_{CE1}}{r_{BE2} + r_{CE1}} - 1$$

$$r_{CE} = \left(\frac{u_{CE}}{i_C} \right)_{i_B=0} = \frac{(r_{CE1} + r_{BE2}) \cdot r_{CE2}}{(1 + \beta_2) \cdot r_{CE2} + r_{CE1} + r_{BE2}}$$

Vereinfacht erhält man unter Berücksichtigung, daß $r_{CE1} \gg r_{BE2}$, $\beta_1 \gg 1$ und $\beta_2 \gg 1$ zunächst

$$r_{BE} \approx r_{BE1} + \beta_1 \cdot r_{BE2}$$

Der Eingangswiderstand ist keineswegs so groß, wie es diese Beziehung vortäuscht! Angenähert gilt nämlich

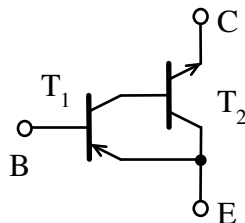
$$\beta_1 r_{BE2} \approx B_1 \frac{U_T}{I_{B2}} \approx B_1 \frac{U_T}{I_{C1}} = \frac{U_T}{I_{B1}} \approx r_{BE1}$$

so daß daher auch $r_{BE} \approx 2r_{BE1}$ folgt.

Ebenso ergibt sich näherungsweise für die Stromverstärkung $\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$ und für den ausgangsseitigen Innenwiderstand

$$r_{CE} \approx \frac{r_{CE1} r_{CE2}}{\beta_2 \cdot r_{CE2} + r_{CE1}} = \frac{r_{CE1}}{\beta_2} \parallel r_{CE2}$$

Hier ist der Ausgangswiderstand nicht so klein, wie er zu sein scheint, da r_{CE1} wegen des wesentlich kleineren Kollektorstroms durch T_1 bedeutend größer ist als r_{CE2} .



Man kann auch beispielsweise einen pnp-Transistor mit einem npn-Transistor zusammenschalten und erhält ebenfalls einen ("komplementären") Darlington-Transistor.

Bild 4.3
Komplementäre Darlington-Schaltung (pnp-Typ)

Interessant ist, daß der Emitter des Ausgangstransistors T_2 als Kollektor wirkt, sein Kollektor dagegen wie der Emitter des Gesamttransistors. Grund: Die Basis von T_1 besitzt eine leitfähige Verbindung zum Anschluß E, nicht jedoch zum Anschluß C. Daß die Gesamtschaltung pnp-Charakter besitzt, erkennt man aus folgender Überlegung: ein positives Signal an B sperrt T_1 und damit auch T_2 , da T_2 keinen Basisstrom mehr erhält; ein negatives Signal macht dagegen T_1 leitend und als Folge

davon auch T_2 , da der Kollektorstrom von T_1 als Basisstrom von T_2 dient. Die Kennwerte dieser Darlington-Schaltung weichen von der vorher genannten nur im Hinblick auf die Basis-Emitterstrecke etwas ab. So ist $r_{BE} \approx r_{BE1}$ und die Basis-Emitterspannung im Arbeitspunkt nur etwa 0,7V. Selbstverständlich lassen sich die beiden genannten Schaltungen auch mit den jeweils komplementären Transistoren aufbauen, so daß es insgesamt 4 Schaltungsvarianten gibt.

Solche Darlington-Transistoren, die auch komplett integriert werden und sich äußerlich nicht von einfachen Typen unterscheiden, werden in den Grundtypen npn (nach Bild 4.1) und pnp (nach Bild 4.3) serienmäßig hergestellt. Ihre Stromverstärkungen B betragen etwa 1000 bis 5000. Sie sind in der Regel für die Endstufen von Leistungsverstärkern gedacht.

5. Leistungsverstärker

Im Prinzip kann eine Spannungsverstärkung fast leistungslos erfolgen, vorausgesetzt, daß die Last sehr hochohmig ist. Man kann daher das Konzept eines Leistungsverstärkers so wählen, daß in den Vorstufen im wesentlichen nur eine Spannungsverstärkung vorgenommen wird, die das Signal auf die gewünschte Amplitude der Ausgangsspannung bringt und die Endstufe - der eigentliche Leistungsverstärker - die entsprechende Stromverstärkung aufweist. Dann sind die Vorstufen (Treiber) in Emitterschaltung, die Endstufe aber als Emitterfolger auszuführen.

Zunächst sei nur die Endstufe betrachtet, die im Hinblick auf spätere Schaltungsvariation mit zwei Spannungsquellen betrieben wird, die gleich große, aber entgegengesetzt gerichtete Betriebsspannungen abgeben.

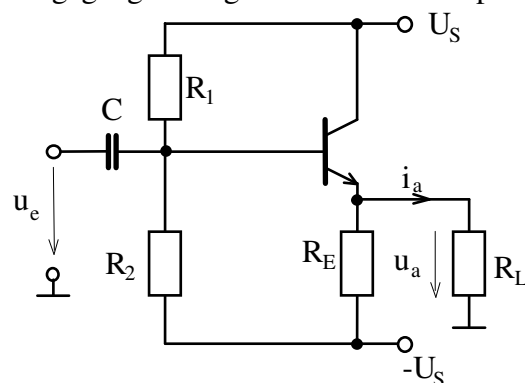


Bild 5.1
Emitterfolger als Leistungsverstärker im A-Betrieb

Ohne Ansteuerung liege in dieser Schaltung der Emitter auf Nullpotential. Durch die Last fließt daher auch kein Gleichstrom. Bei positivem Eingangssignal kann der Transistor so weit durchgesteuert werden, daß die Ausgangsspannung $u_a \approx +U_S$ erreicht. Ist das Eingangssignal jedoch negativ, wird die untere Aussteuerungsgrenze dort erreicht, wo der Transistor gerade sperrt. Dann wirken R_E und R_L als Spannungsteiler für die negative Betriebsspannung und erzeugen die negative Halbwelle der Ausgangsspannung mit dem Scheitelwert

$$|\bar{\vartheta}_{a \max}| = \frac{R_L}{R_E + R_L} \cdot U_S < U_S$$

Dieser Scheitelwert ist kleiner als der bei positivem Signal mögliche und stellt daher das Maximum dar, wenn symmetrische Aussteuerung um 0 V verlangt ist. Die Ausgangsleistung beträgt daher

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\bar{\vartheta}_{a \max}^2}{R_L} = \frac{U_S^2 \cdot R_L}{2 \cdot (R_E + R_L)^2}$$

Ihr Maximum erreicht sie, wenn der Lastwiderstand optimal gewählt wird. Dieses Optimum folgt aus $dP_L/dR_L = 0$ zu $R_E = R_L$. Damit wird

$$P_{L \max} = \frac{U_S^2}{8 \cdot R_E} = \frac{U_S^2}{8 \cdot R_L}$$

Bemerkenswert ist, daß hier die Leistungsanpassung keineswegs mit dem ausgangsseitigen Innenwiderstand r_a der Transistorschaltung erfolgt. Der Grund liegt darin, daß das Transistor-Ersatzschaltbild nur für kleine Aussteuerungen um den Arbeitspunkt gilt, da sonst die Ersatzelemente wesentlich andere Werte annehmen. Außerdem können die bei einem Verbraucherwiderstand $R_L = r_a$ (wenige Ω bis herunter zu einigen $m\Omega$) auftretenden Ströme von vielen Ampere weder vom Transistor verarbeitet werden noch über Emitterwiderstand $R_E \gg r_a$ fließen

Zur Beurteilung der Schaltung fehlen nun noch die Angaben über Transistor-Verlustleistung und Wirkungsgrad. Für erstere ergibt sich aus

$$P_T \approx \frac{1}{T} \int_0^T u_{CE} i_C dt \quad \text{mit } u_{CE} = U_S - u_a \quad \text{und } i_C = \frac{u_a}{R_L} + \frac{u_a + U_S}{R_E}$$

sowie $u_a = \bar{\vartheta}_a \sin(\omega t)$ für den allgemeinen Fall

$$P_T \approx \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{U_S^2}{R_E} + \frac{\bar{\vartheta}_a U_S}{R_L} \sin \omega t - \left\{ \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_E} \right\} \bar{\vartheta}_a^2 \sin^2 \omega t \right] dt = \frac{U_S^2}{R_E} - \left\{ \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_E} \right\} \frac{\bar{\vartheta}_a^2}{2}$$

Auch hier zeigt sich ein typisches Kennzeichen des A-Betriebs: Ohne Ansteuerung ist die Verlustleistung im Transistor am größten.

Ebenso erhält man die in R_E auftretenden Verluste

$$P_E \approx \frac{1}{T} \int_0^T \frac{(U_S + \bar{U}_a \sin \omega t)^2}{R_E} dt = \frac{U_S^2}{R_E} + \frac{1}{2} \frac{\bar{U}_a^2}{R_E}$$

und hieraus die gesamte Leistungsaufnahme der Schaltung

$$P_{\text{ges}} = P_L + P_E + P_T = 2 \frac{U_S^2}{R_E}$$

Die aufgenommene Leistung ist also konstant - eine weitere charakteristische Eigenart des A-Betriebs. Der Wirkungsgrad folgt für maximale Aussteuerung bei Leistungsanpassung, d.h. im günstigsten Fall, zu

$$\eta = \frac{P_L}{P_{\text{ges}}} = \frac{1}{16} = 0,0625 \text{ bzw. } 6,25 \%$$

Er ist erstaunlich gering. Er ließe sich zwar durch Ersatz des Emittierwiderstandes durch einen Übertrager mit sekundärseitig angebrachter Last R_L bis auf maximal 50 % steigern, doch treten dann andere Nachteile auf: eingengter Frequenzbereich und relativ hoher Klirrfaktor.

Ein wesentlich günstigeres Schaltungskonzept wird dadurch erreicht, daß R_E durch einen zweiten Transistor ersetzt wird. Dieser Transistor soll

- während der positiven Halbwelle sperren, so daß die vom ersten Transistor erzeugte Ausgangsleistung nur in R_L umgesetzt werden kann und somit voll zur Wirkung kommt
- während der negativen Halbwelle leiten und damit einen gegenüber dem ursprünglichen Konzept höheren Ausgangsstrom liefern können. Da der zweite Transistor ebenso als Verstärkerelement eingesetzt werden kann wie der erste, soll in diesem Fall der erste sperren, um ein Abfließen von Ausgangsleistung zu verhindern.

Eine derartige Betriebsart ist der **B-Betrieb**: jeder der Transistoren ist nur während einer Halbwelle stromführend, während der anderen aber gesperrt. Da die Last von den Transistoren abwechselnd gespeist wird, spricht man von einem Gegentakt-B-Betrieb.

Die Schaltung läßt sich am einfachsten mit zwei zueinander komplementären Transistoren aufbauen. Dann können deren Basen miteinander verbunden und mit demselben Eingangssignal angesteuert werden.

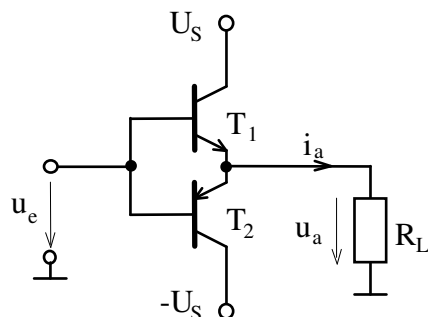


Bild 5.2 Komplementärer Emitterfolger

Günstig ist, daß bei $u_e = 0$, d.h. bei fehlender Ansteuerung, kein Strom fließt, da dann beide Basis-Emitterspannungen ebenfalls 0 V betragen und daher beide Transistoren sperren. Die Amplitude der Ausgangsspannung kann sowohl in positiver wie in negativer Richtung bis fast auf U_S ansteigen, da keine begrenzenden Widerstände vorhanden sind. Dies gilt bei jeder Belastung! Eine Anpassung ist daher stets vorhanden - der Lastwiderstand R_L kann beliebig groß sein. Er darf allerdings einen Mindestwert nicht unterschreiten, da sonst die Ströme durch die Transistoren über deren zulässigen Grenzwert ansteigen können. Bei sinusförmiger Vollaussteuerung beträgt die Ausgangsleistung

$$P_L = \frac{\bar{\Theta}_a^2}{2R_L} \approx \frac{U_S^2}{2R_L}$$

Zur Aufstellung der Leistungsbilanz wird noch die Verlustleistung in den Transistoren benötigt. Es genügt, sie für einen Transistor auszurechnen.

$$P_{T1} \approx \frac{1}{T} \int_0^{T/2} u_{CE} i_C dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T u_{CE} i_C dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_S - u_a) \frac{u_a}{R_L} dt + 0 = \frac{1}{R_L} \left\{ \frac{\bar{\Theta}_a U_S}{\pi} - \frac{\bar{\Theta}_a^2}{4} \right\}$$

Ohne Aussteuerung, d.h. bei $\bar{\Theta}_a = 0$, tritt wie bereits erwähnt keine Verlustleistung auf! Bei maximaler Amplitude $\bar{\Theta}_a \approx U_S$ beträgt sie

$$P_{T1} = \frac{U_S^2}{R_L} \left\{ \frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right\} \approx 0,0685 \cdot \frac{U_S^2}{R_L}$$

Als Wirkungsgrad ergibt sich in diesem Fall

$$\eta = \frac{P_L}{P_{ges}} = \frac{P_L}{P_{T1} + P_{T2} + P_L} = \frac{\frac{1}{2}}{2 \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right) + \frac{1}{2}} = \frac{\pi}{4} \approx 0,785 \text{ bzw. } 78,5 \%$$

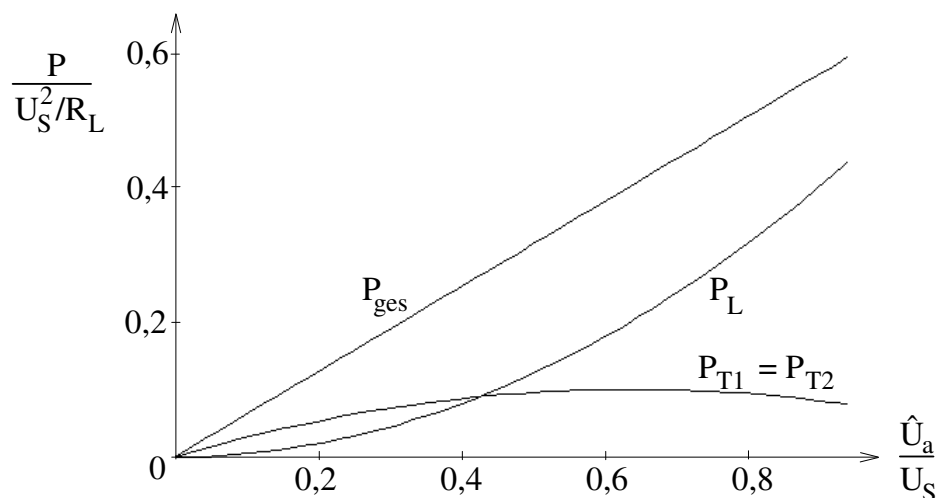


Bild 5.3 Leistungsaufteilung beim komplementären Emitterfolger

Wie man erkennt, durchläuft die Transistor-Verlustleistung ein Maximum. Aus $dP_{T1}/d\hat{U}_a = 0$ folgt, daß es bei

$$\bar{U}_a = \frac{2}{\pi} U_s \approx 0,64 \cdot U_s \quad \text{liegt und in diesem Fall} \quad P_{T \max} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_s^2}{R_L} \approx 0,1 \cdot \frac{U_s^2}{R_L} \quad \text{als}$$

maximale Transistor-Verlustleistung auftreten.

Die Transistoren werden also thermisch relativ gering beansprucht. Das erlaubt den Aufbau von Endstufen mit hoher Ausgangsleistung. Da frequenzbestimmende Glieder fehlen, ist die Bandbreite der Schaltung außerordentlich groß und reicht von $f = 0$ (Gleichspannung) bis in die Nähe der Transitfrequenz der verwendeten Transistoren. Die Linearität der Verstärkung beim B-Betrieb läßt allerdings zu wünschen übrig. Werden Siliziumtransistoren als Endtransistoren eingesetzt, so werden diese erst oberhalb von etwa 0,6 V leitend. Das bedeutet, daß Eingangsspannungen mit kleinerer Amplitude keinerlei Wirkung am Ausgang zeigen und größere Eingangsspannungen erst bei Überschreiten dieses Wertes von etwa 0,6 V (sowohl in positiver wie in negativer Richtung) zu einem Stromfluß durch die Last und somit zu einer Ausgangsspannung führen. Diese "Totzone" der Eingangsspannungen führt zu nichtlinearen Verzerrungen, die als Übernahmeverzerrungen (Bild 5.4) bezeichnet werden.

Diese Übernahmeverzerrungen lassen sich durch einfache schaltungstechnische Maßnahmen fast völlig unterdrücken. Gibt man nämlich dem npn-Transistor T_1 eine Basisvorspannung von etwa 0,6 V (gerade soviel, daß er schwach leitet) und dem pnp-Transistor T_2 eine entsprechend negative Vorspannung an der Basis, so genügt das kleinste Eingangssignal, um einen Wechselstromfluß und damit eine Ausgangsspannung zu erhalten. Bei fehlender Ansteuerung fließt also durch beide Transistoren ein kleiner Ruhestrom I_{CR} ! In Bild 5.4 b) sind die aufgrund der Vorspannungen U_{BE1} und U_{BE2} verschobenen Übertragungskennlinien der Einzeltransistoren sowie die der Gesamtschaltung dargestellt. Man erkennt, daß die Linearität der Verstärkung erheblich besser geworden ist.

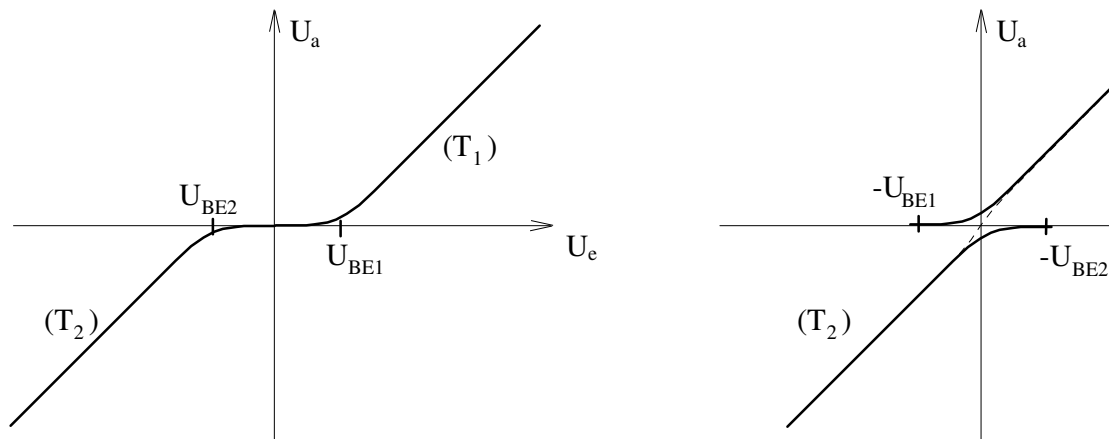


Bild 5.4 Übernahmeverzerrungen (hier: bei Siliziumtransistoren)
a) bei Gegentakt-B-Betrieb b) bei Gegentakt-AB-Betrieb

Andererseits stellt die so abgeänderte Schaltung keinen B-Verstärker mehr dar, da der Stromflußwinkel pro Transistor vergrößert wurde. Die Betriebsart wurde somit etwas in Richtung A-Betrieb verändert, weshalb man in diesem Falle von (Gegentakt-) **AB-Betrieb** spricht. Dies ist die am weitesten verbreitete Betriebsart für linear arbeitende Leistungsverstärker.

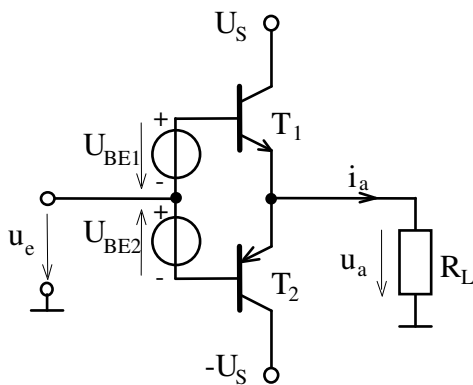


Bild 5.5 Prinzip des komplementären Emitterfolgers im AB-Betrieb

Die in Bild 5.5 eingezeichneten (Konstant-) Spannungsquellen lassen sich auf verschiedene Weise verwirklichen. Dabei muß aber gleichzeitig das Temperaturverhalten der Basis-Emitter-Spannungen der Endtransistoren berücksichtigt werden, da sich diese je nach Leistungsumsatz zum Teil erheblich erwärmen. Eine Stabilität wird daher nur erreicht, wenn mit steigender Temperatur die Basis-Emitter-Vorspannungen verringert werden. Eine derartige Stabilisierung mit dem Zweck, den Kollektor- Ruhestrom I_{CR} konstant zu halten, ist außerordentlich wichtig! Steigt nämlich der Ruhestrom aufgrund einer Temperaturzunahme an, wächst auch die Verlustleistung in den Endtransistoren und bewirkt eine weitere Temperaturzunahme. Das läßt den Kollektorstrom weiter steigen, usw., so daß schließlich bei immer höherem Kollektor- Ruhestrom die Verlustleistungsgrenze der Endtransistoren überschritten wird!

Eine einfache Methode zur Erzeugung der Vorspannungen besteht darin, die Spannungsabfälle an Siliziumdioden auszunutzen, die vom Kollektorstrom des

Treibertransistors oder einem über Widerstände zufließendem Hilfsstrom erzeugt werden.

Günstig sind die Schaltungen (Bild 5.6 und 5.7) mit Dioden deshalb, weil die Siliziumdioden annähernd dasselbe Temperaturverhalten wie die Basis-Emitterstrecken der Transistoren aufweisen. Voraussetzung ist allerdings, daß D_1 und D_2 in thermischem Kontakt mit T_1 und T_2 stehen, beispielsweise durch Montage dieser Bauteile auf ein gemeinsames Kühlblech. Es ist im übrigen unerheblich, ob die Eingangsspannung u_e am Verbindungspunkt der Dioden, an der Anode von D_1 oder an der Kathode von D_2 zugeführt wird. Letztere Variante zeigt Bild 5.7, bei der die Kollektorspannung u_{CE} des Treibertransistors T_0 gleichzeitig die Eingangsspannung u_e der Endtransistoren darstellt. Der Arbeitspunkt von T_0 muß hier so eingestellt werden, daß sein Kollektorgleichstrom an R_{C0} den notwendigen Spannungsabfall liefert.

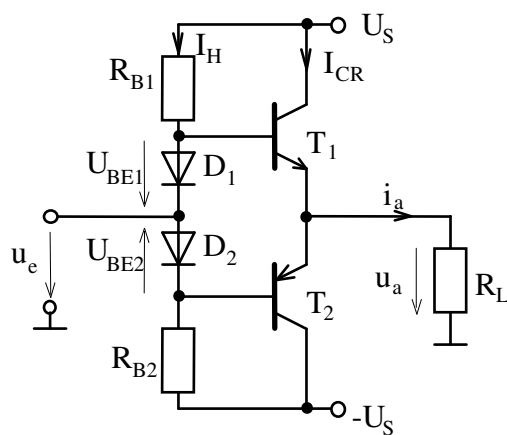


Bild 5.6
Vorspannungserzeugung
mit Dioden und Hilfsstrom
Treibers

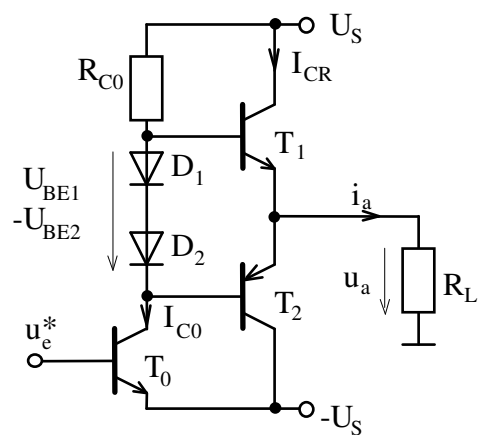
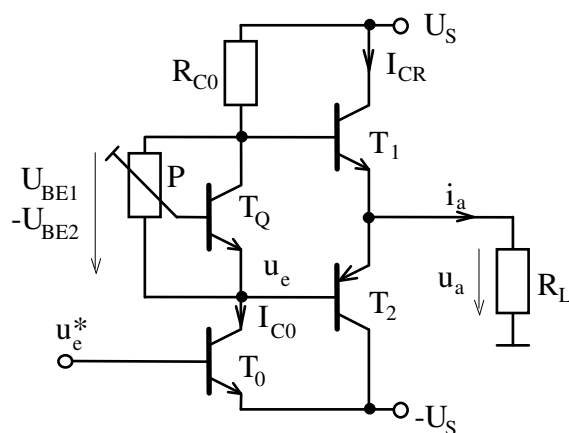


Bild 5.7
Vorspannungserzeugung mit Dioden
über den Kollektorgleichstrom des
Treibers



Eine weitere Möglichkeit der Ruhestromeinstellung bietet der Einsatz eines Transistors als Gleichspannungsquelle.

Bild 5.8

Vorspannungserzeugung mit Transistor-Gleichspannungsquelle

Durch entsprechendes Einstellen der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_Q kann seine Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CEQ} = U_{BE1} - U_{BE2}$ auf den erforderlichen Wert gebracht werden. Besteht zwischen T_Q und T_1, T_2 ein guter Wärmekontakt, so wird sich mit steigender Temperatur der Endtransistoren auch U_{CEQ} verringern. Da die Kollektor-Emitterstrecke von T_Q (bei konstanter Temperatur) eine Konstantspannungsquelle darstellt, fällt an ihr keine Wechselfspannung ab, d.h. die Eingangswchselfspannungen von T_1 und T_2 sind gleich.

In der Praxis arbeiten die Schaltungen nach Bild 5.6 bis 5.8 recht gut, bringen aber nicht die erforderliche Präzision der Ruhestromstabilisierung. Sie kann in allen Fällen noch wesentlich verbessert werden, wenn in die Emitterleitungen der Endtransistoren Widerstände R_{E1} bzw. R_{E2} (etwa $0,1 \dots 1 \Omega$) eingefügt werden. An diesen fällt normalerweise aufgrund des Ruhestroms I_{CR} nur eine geringfügige Spannung von etwa $10 \dots 50 \text{ mV}$ ab. Bei einer Erhöhung des Ruhestroms aufgrund einer Temperaturerhöhung wächst dieser Spannungsabfall an und verursacht damit ein Absinken der Basis-Emitter-Vorspannung, d.h. einen Rückgang des Ruhestromes auf den ursprünglichen Wert.

Da bei hohen Ausgangsströmen die Spannungsabfälle an den Emitterwiderständen beträchtlich werden können, findet man oft Schaltungen, bei denen R_{E1} und R_{E2} durch Dioden überbrückt sind. Damit wird der maximale Spannungsabfall auf die Durchlaßspannung der jeweiligen Diode begrenzt und so eine höhere Ausgangsleistung erzielt.

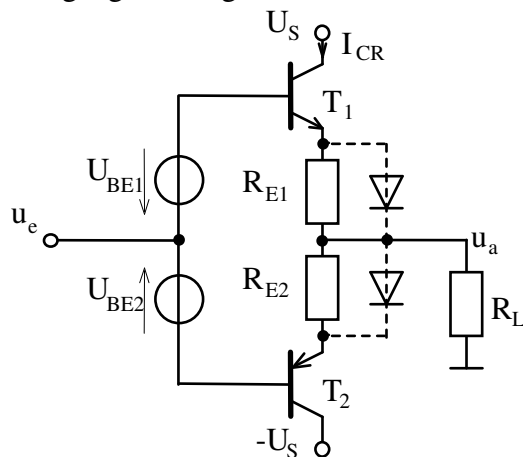


Bild 5.9
 Stabilisierung des Ruhestroms durch Emitterwiderstände

Diese Widerstände R_{E1} und R_{E2} haben noch eine andere Funktion: Sie verhindern, daß ein allzu hoher Strom von der positiven zur negativen Betriebsspannungsquelle fließt, falls T_1 und T_2 gleichzeitig leitend werden. Dies würde zur sofortigen Zerstörung mindestens eines Transistors führen. Normalerweise kann dieser Fall aufgrund der Stabilisierungsmaßnahmen für den Ruhestrom nicht eintreten. Bei hohen Frequenzen und Vollaussteuerung gerät jedoch die Periodendauer in die Größenordnung der Diffusionszeit der Ladungsträger in der Basiszone. Das bedeutet, daß sowohl das Sperren wie auch das Leitendwerden der Transistoren nicht mehr im Takt der Eingangsspannung erfolgt, sondern zeitlich verschoben. Zur Herstellung der Leitfähigkeit müssen erst Ladungsträger in die Basiszone über den Basisanschluß gebracht werden (beim pnp-Transistor sind das Elektronen, beim npn-Transistor Löcher). Beim Sperren müssen die Ladungsträger wieder über die Basis abgezogen werden. In der Regel dauert aber die Zeit bis zum Erreichen des gesperrten Zustandes länger als im umgekehrten Fall! Steigt nun der Emitterstrom eines der Transistoren zu hoch an, so wird wegen des Spannungsabfalls an R_E die Basis-Emitter-Spannung stark erniedrigt und beschleunigt damit den Abzug der Ladungsträger. Eine andere Sicherungsmaßnahme gegen diesen bei hohen Frequenzen auftretenden Effekt besteht darin, das nicht unbedingt benötigte obere Frequenzband schon vor dem Endverstärker zu beschneiden. Dies kann durch einen RC-Tiefpaß erfolgen, häufiger jedoch durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung (die hauptsächlich bei hohen Frequenzen wirksam ist) oder durch Vorstufentransistoren mit einem "Miller-Kondensator" der wie die Kollektor-Basis-Kapazität selbst eine Vergrößerung der Eingangskapazität dieser Stufe bewirkt. Besonders geeignet ist dafür der Treiber mit T_0 in Emitterschaltung!

Die Ansteuerung der Endstufe durch einen Treiber in Emitterschaltung bedarf allerdings noch einer wichtigen Schaltungsergänzung. In der vorliegenden Form ist nämlich eine Vollaussteuerung der Endstufe unter Last unmöglich. Das folgende Prinzipschaltbild, bei dem die Elemente zur Vorspannungserzeugung der Einfachheit halber weggelassen sind, verdeutlicht das.

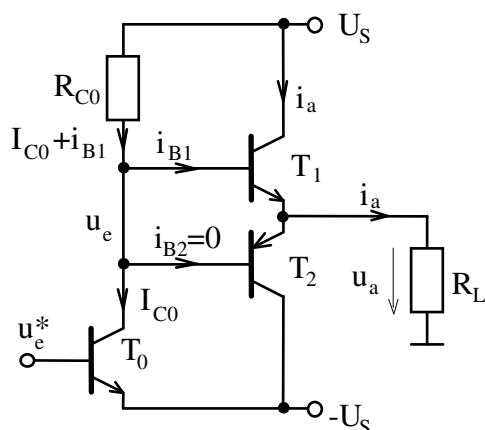


Bild 5.10
 Endstufe mit Treiber
 während der positiven Halbwelle von u_a

Bei fehlender Ansteuerung sei der Treibertransistor so eingestellt, daß sein Kollektor ein Potential von 0V aufweist und der Strom I_{C0} fließt. Während der positiven Halbwelle des Signals u_e wird u_e negativ. Der Transistor T_0 kann dabei so weit durchgesteuert werden, daß $-\hat{U}_e \approx -U_S$ wird und daher auch am Ausgang die Maximalamplitude $-\hat{U}_{a\max}$ auftritt. Der in diesem Fall sehr gut leitende Transistor T_0 stellt außerdem sicher, daß der für T_2 benötigte (negative) Basisstrom i_{B2} aus der negativen Betriebsspannungsquelle zufließen kann.

Bei positiver Spannung u_e treten jedoch Schwierigkeiten auf. Verlangt man auch hier die Maximalamplitude $\hat{U}_{a\max} \approx U_S$ am Ausgang, muß $\hat{U}_e \approx +U_S$ werden. T_0 sperrt dann gerade. Gleichzeitig verlangt aber T_1 einen Basisstrom i_{B1} in der Größenordnung von I_{C0} zum Durchsteuern. Dieser Basisstrom muß über R_{C0} zufließen, wobei er an diesem einen erheblichen Spannungsabfall hervorruft. Es gilt also

$$\bar{U}_e = U_S - \bar{I}_{B1} R_{C0}$$

Man erkennt, daß die Vollaussteuerung bei der positiven Halbwelle bei weitem nicht erreicht werden kann, es sei denn, man macht R_{C0} sehr klein - damit aber auch I_{C0} sehr groß! Eine derartige "Lösung" des Problems ist nicht sinnvoll. Wesentlich günstiger ist es, R_{C0} durch eine Konstantstromquelle zu ersetzen, die mit Hilfe eines weiteren Transistors leicht aufzubauen ist. Sie liefert - praktisch unabhängig von der Spannung an ihren Anschlüssen - stets den Strom $I_{C0} \approx \hat{I}_{B1}$, der somit die Stromversorgung von T_1 sicherstellt.

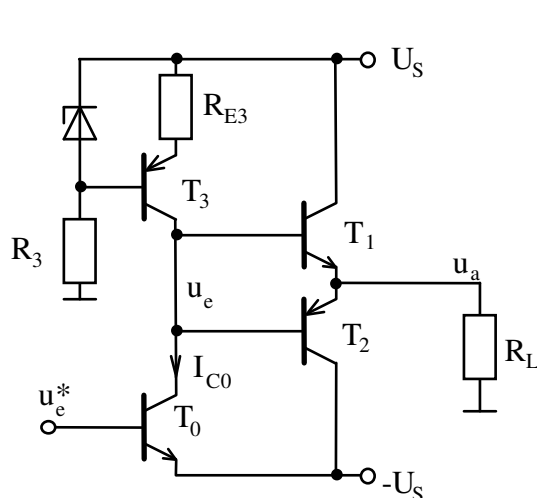


Bild 5.11
 Treiberstufe mit
 Transistor-Konstantstromquelle

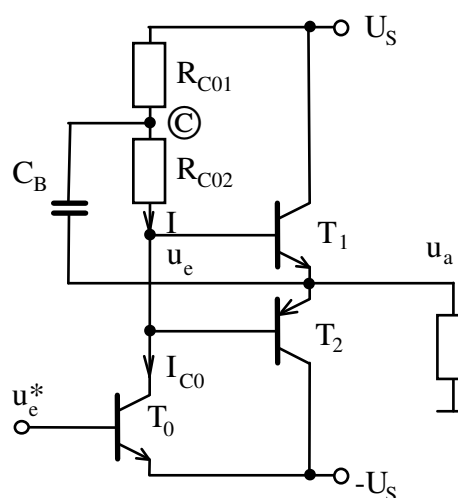


Bild 5.12
 Treiberstufe mit
 Bootstrap-

Konstantstromquelle

Die am weitesten verbreitete Schaltung zeigt jedoch Bild 5.12. Der Widerstand R_{C0} wird aufgeteilt in zwei im allgemeinen gleich große Widerstände R_{C01} und R_{C02} . Deren Verbindungspunkt erhält über den "Bootstrap"-Kondensator C_B die Ausgangsspannung u_a zugeführt. R_{C02} wirkt nun wie eine Konstantstromquelle, da für die Spannung am Punkt © gilt

$$u_e + R_{C02}I = U_S - R_{C01}I + u_a$$

Da aber $u_a \approx u_e$ folgt hieraus

$$I \approx \frac{U_S}{R_{C01} + R_{C02}} = \text{const.} = I_{C0}$$

Durch den Widerstand R_{C02} fließt also ein aussteuerungsunabhängiger Strom. Dies ist während des Scheitels der positiven Halbwelle von u_a nur deshalb möglich, weil die Spannung \hat{U}_a dem Gleichpotential am Punkt © überlagert wird und letzteres somit die Betriebsspannung $+ U_S$ wesentlich überschreitet.

Schaltungsbeispiel

An dem folgenden Schaltungsbeispiel soll die Realisierung der genannten Schaltungsprinzipien für komplementärsymmetrisch Verstärker gezeigt werden.

Der Verstärker gemäß Bild 5.13 ist aus einem Vorverstärker (mit T_1 und T_2), einem Vortreiber (T_3), einem Treiber (T_4) und einer komplementärsymmetrischen Endstufe aufgebaut. Um mit nur einer Versorgungsspannung auszukommen, wird diese doppelt so hoch gewählt und die Last kapazitiv über C_8 angekoppelt. Das Emitterpotential von T_5 bzw. T_6 beträgt U_S . Um diesen Wert einzustellen wird die Gleichspannung an den Spannungsteiler R_9 , R_{10} des Vortreibers gelegt, der für Einhaltung der Spannung an den Emittern der Endtransistoren sorgt. Steigt nämlich beispielsweise diese Spannung über den Sollwert, so wird die Basis-Emitter-Spannung von T_3 größer. Da T_3 als Emitterfolger geschaltet ist, tritt an T_4 ein etwa gleich großer Zuwachs seiner Basis-Emitter-Spannung auf. Das vermindert aber die Kollektor-Emitter-Spannung, da T_4 in Emitterschaltung betrieben wird, und damit die Basispotentiale der Endtransistoren derart, daß der ursprünglich eingestellte Wert der Gleichspannung am Ausgang wieder hergestellt wird.

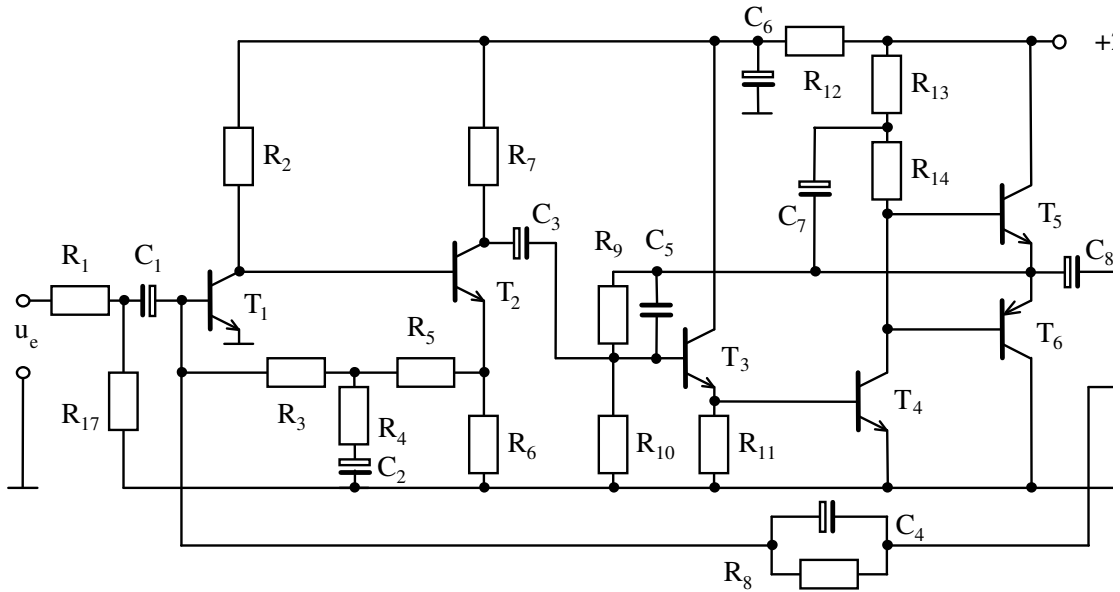


Bild 5.13 Schaltungsbeispiel für einen HiFi-Verstärker

Hinsichtlich der zu verstärkenden Wechselspannung wirkt diese Rückkopplung über den Spannungsteiler R_9 , R_{10} sehr ähnlich. Zwar liegt parallel zu R_{10} der Eingangswiderstand r_{e3} des Transistors T_3 , doch ist dies ohne wesentlichen Einfluß, da T_3 als Emitterfolger einen hochohmigen Eingangswiderstand besitzt. Die über C_3 eingespeiste Eingangsspannung u_{e2} (bei Leerlauf des Verstärkerteils mit T_1 und T_2) wird allerdings auch herabgeteilt und zwar entsprechend dem Verhältnis des Ausgangswiderstandes r_{a2} der Emitterschaltung mit T_2 (dieser ist praktisch gleich R_7) und R_{10} . Damit kann man für die Bestimmung der Wechselspannungsverstärkung A_{uf} folgendes pauschale Ersatzschaltbild angeben:

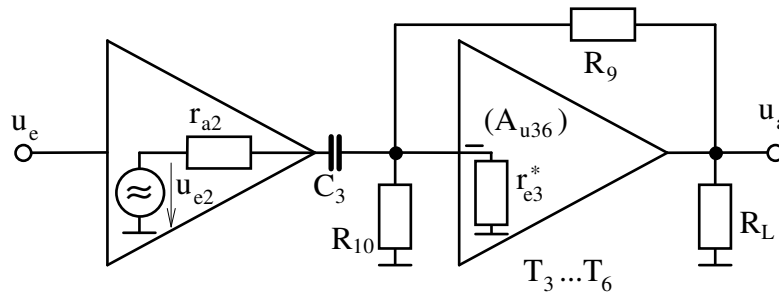


Bild 5.14 Ersatzschaltbild zur Ermittlung der Verstärkung des Endverstärkerteils von Bild 5.13

Knoten- und Maschenanalyse ergibt mit A_{u36} als Verstärkung des Endverstärkerteils mit $T_3 \dots T_6$ und mit C_3 als NF-Kurzschluß:

$$A_{uf} = \frac{u_a}{u_{e2}} = -\frac{R_9}{r_{a2}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{u36}} \cdot \frac{R_9}{R_9 \parallel R_{10} \parallel r_{a2}}} \approx -\frac{R_9}{R_7} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{u36}} \cdot \frac{R_9}{R_9 \parallel R_{10} \parallel R_7}}$$

Da A_{u36} , hauptsächlich durch die niederohmig angesteuerte Emitterschaltung mit T_4

bestimmt, wesentlich größer ist als $R_9/(R_7 \parallel R_9 \parallel R_{10})$ folgt näherungsweise

$$A_{uf} \approx -\frac{R_9}{R_7}$$

Für hohe Frequenzen ist R_9 durch C_5 kurzgeschlossen. Sie werden daher nicht verstärkt.

Es gibt noch weitere Gegenkopplungen: Eine führt vom Emitter von T_2 über R_5 und R_3 zur Basis von T_1 zwecks Stabilisierung der Arbeitspunkte der beiden Transistoren. Der Verbindungspunkt der Widerstände R_5 und R_7 ist wechsellspannungsmäßig über R_4 an Masse gelegt, so daß nur ein definierter Teil der an R_6 auftretenden Wechsellspannung gegenkoppelnd an die Basis von T_1 gelangt. Dieser Teil wird im wesentlichen vom Spannungsteiler R_5, R_4 bestimmt, mit dem man also die Verstärkung des Vorverstärkers (genauer: von T_1) einstellen kann. Eine weitere Gegenkopplung führt über den gesamten Verstärker vom Teiler R_{15}, R_{16} am Ausgang zum Eingang. Mit diesem Teiler läßt sich daher die Gesamtverstärkung festlegen. Er erniedrigt gleichzeitig den Eingangswiderstand.

Das folgende **Dimensionierungsbeispiel** soll sich nur auf den Verstärkerteil nach C_3 (ohne Rückkopplungsschleife R_{15}, R_{16}, R_8, C_4) beschränken:

Vorgegeben sei: Der Lautsprecher R_L besitze eine Impedanz von 8Ω . Die maximal abgebbare Leistung des Endverstärkers betrage 20 W . Die Transistoren T_5 und T_6 haben $B = 20$, alle übrigen Transistoren dagegen $B = 100$. Die untere Grenzfrequenz wird rechnerisch mit 10 Hz angesetzt.

Aus der vorgegebenen Leistung folgt für die Ausgangsspannung aus

$$P_{L\max} = \frac{\bar{U}_{a\max}^2}{2R_L} \quad \text{zu} \quad \bar{U}_{a\max} = \sqrt{2R_L P_{L\max}} = \sqrt{2 \cdot 8\Omega \cdot 20\text{W}} \approx 17,9\text{V}$$

Die Betriebsspannung muß mindestens doppelt so groß sein, da zusätzlich die Kollektor-Emitter-Restspannungen der Ausgangstransistoren berücksichtigt werden müssen. Zweckmäßig wird daher $U_S = 20\text{V}$ gewählt d. h. $2 U_S = 40\text{V}$.

Der Spitzen-Ausgangsstrom beträgt

$$\bar{I}_{a\max} = \frac{\bar{U}_{a\max}}{R_L} = \frac{17,9\text{V}}{8\Omega} \approx 2,24\text{A}$$

Er ist der Emitterstrom eines der Endtransistoren, die daher eine Amplitude des Basisstroms von

$$\bar{I}_{B5} = -\bar{I}_{B6} = \frac{\bar{I}_{a\max}}{B+1} = \frac{2,24\text{A}}{21} \approx 107\text{mA}$$

aufweisen müssen. Diese Ströme liefert der (im üblichen A-Betrieb arbeitende) Transistor T_4 . Sein Kollektorstrom wird daher auf einen Mittelwert eingestellt, der etwas über dem Spitzenwert der benötigten Basisströme liegt, so daß der Strombedarf der Endstufe sicher gedeckt ist. Damit ist

$$I_{C4} = 125\text{ mA}$$

Ohne Ansteuerung liegen die Basen der Endtransistoren auf dem Potential $U_S \approx 20\text{ V}$. Daraus folgt

$$R_{13} + R_{14} = \frac{U_s}{I_{C4}} \approx 160 \Omega$$

Zweckmäßig macht man R_{13} und R_{14} gleich groß, d.h. $R_{13} = R_{14} = 82 \Omega$.

In den Widerständen wird eine mittlere Leistung von je $P_V = (125\text{mA})^2 \cdot 82\Omega \approx 1,3\text{W}$ umgesetzt. Sie sollten daher eine Belastbarkeit von 2 W aufweisen.

Der Bootstrap-Kondensator C_7 muß auch bei der tiefsten auftretenden Frequenz die Ausgangsspannung u_a noch auf den Verbindungspunkt von R_{13} mit R_{14} übertragen. R_{13} liegt wechsellspannungsmäßig an Masse und bildet mit C_7 einen Hochpaß mit der Grenzfrequenz

$$\omega_{\text{ug}} = \frac{1}{R_{13}C_7}$$

$$C_7 \geq \frac{1}{2\pi f_{\text{ug}} R_{13}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\text{Hz} \cdot 82\Omega} \approx 194\mu\text{F}$$

Daraus folgt

In der Schaltung liegt C_7 stets an einer Gleichspannung von $I_{C04} R_{14} + U_{BE5} \approx 10 \text{ V}$. Daher ist ein Kondensator $C_7 = 220\mu\text{F}/15\text{V}$ einzusetzen.

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{B} = \frac{125\text{mA}}{100} = 1,25 \text{ mA}$$

Der Transistor T_4 benötigt einen Basis-Ruhestrom der bei maximaler Aussteuerung von einem Wechselstrom mit ebenso großer Amplitude überlagert wird, d.h. zwischen den Extremwerten

$$\hat{I}_{B4 \text{ max}} = 2,32 \text{ mA} \quad \text{und} \quad \hat{I}_{B4 \text{ min}} = 0,18 \text{ mA}$$

schwankt. Günstig ist es daher, den Emitter-Ruhestrom von T_3 auf 2,4 mA festzulegen, von denen (ohne Signal) 1,25 mA zur Basis von T_4 und 1,15 mA durch R_{11} abfließen. Mit der Basis-Emitter-Spannung von T_4 im Arbeitspunkt ($U_{BE4} \approx 0,6 \text{ V}$) folgt dann:

$$R_{11} = \frac{U_{BE4}}{I_{E3} - I_{B4}} \approx \frac{0,6\text{V}}{1,15\text{mA}} \approx 521 \Omega$$

Einzusetzen ist dann ein Widerstand von 560Ω . Der Basisstrom von T_3 beträgt dann

$$I_{B3} = \frac{I_{E3}}{B+1} = \frac{2,4\text{mA}}{101} \approx 24\mu\text{A}$$

und die Spannung von der Basis des T_3 gegen Masse $U_B = U_{BE3} + U_{BE4} \approx 1,2 \text{ V}$. Sie wird mit dem Spannungsteiler R_9, R_{10} eingestellt, der zwischen der Ausgangsspannung und Masse liegt. Dabei ist ein niederohmiger Spannungsteiler anzustreben, d.h. der Teilerstrom I_T soll groß gegenüber I_{B3} sein. Gewählt wird: $I_T = 1\text{mA}$. Dann ergeben sich die Widerstände zu

$$R_9 = \frac{U_S - U_B}{I_T + I_{B3}} = \frac{20V - 1,2V}{1mA + 24\mu A} \approx 18,4k\Omega \quad R_{10} = \frac{U_B}{I_T} = \frac{1,2V}{1mA} \approx 1,2k\Omega$$

Die nächstliegenden Normwerte dieser Widerstände werden eingesetzt. R_{10} kann auch durch ein Trimpotentiometer ersetzt werden. Dann läßt sich das Emitterpotential der Endtransistoren exakt einstellen.

Die Verstärkung A_{uf} des Endverstärkers beträgt damit bei einem angenommenen Ausgangswiderstand des Vorverstärkers von $r_{a2} \approx R_7 = 2,7 k\Omega$ etwa

$$A_{uf} \approx -\frac{R_9}{R_7} = -\frac{18k\Omega}{2,7k\Omega} \approx -6,7$$

Dieser Wert ist zwar bedingt durch die hohe Gegenkopplung gering, führt aber zu einer guten Unterdrückung des Klirrs. Bei der geforderten Ausgangsleistung von 20 W muß der Vorverstärker im Leerlauf eine Effektivspannung von

$$U_{e2} = \frac{\bar{U}_{a\max}}{\sqrt{2}} \frac{1}{|A_{uf}|} \approx 1,9V$$

liefern. Dies ist ohne Schwierigkeiten möglich. Der Eingangswiderstand des Endverstärkers (hinter C_3) beträgt gemäß Bild 5.13

$$r_{e3} \approx R_{10} \parallel r_{e3}^* \parallel \frac{R_9}{A_{u36}} \approx \frac{R_9}{A_{u36}}$$

und ist damit ziemlich klein. Der Wert des Koppelkondensators C_3 hängt damit nur vom Ausgangswiderstand der Vorstufe mit T_2 ab. Im vorliegenden Fall beträgt er

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi \cdot f_{ug} \cdot (r_{a2} + r_{e3})} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 10Hz \cdot 2,7k\Omega} \approx 5,9\mu F$$

Einzusetzen ist: $C_3 = 10 \mu F$

Für die Vorstufe ist eine geringere Betriebsspannung von $U_{SV} \approx 15 V$ völlig ausreichend. Da T_3 einen Kollektorstrom von 2,2 mA aufweist und der Vorverstärker etwa 2 mA benötigt, ergibt sich unter Berücksichtigung des an R_{12} erforderlichen Spannungsabfalls

$$R_{12} = \frac{2 \cdot U_S - U_{SV}}{I_{C3} + I_V} = \frac{40V - 15V}{2,2mA + 2mA} \approx 6k\Omega$$

Der zugehörige Siebkondensator C_6 muß auch bei der tiefsten, vom Verstärker verarbeiteten Frequenz die Speisespannung U_{SV} konstant halten. Das erfordert einen Wert

$$C_6 \gg \frac{1}{2\pi \cdot f_{ug} \cdot R_{12}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10Hz \cdot 6k\Omega} \approx 2,7\mu F \quad . \quad \text{Zweckmäßig ist } C_6 = 100\mu F/25 V$$

Besondere Beachtung verdienen die auftretenden Verlustleistungen in Treiber- und Endstufentransistoren. Der Treibertransistor setzt eine Leistung

$$P_{T4} \approx I_{C4} U_{CE4} = I_{C4} U_S = 125 mA \cdot 20 V = 2,5 W$$

in Wärme um. Der hierfür verwendete Transistor muß eine entsprechende zulässige

Verlustleistung aufweisen. Außerdem sind zusätzliche Kühlmaßnahmen zur Wärmeabfuhr erforderlich, da die Kristalltemperatur ϑ_j dieses Transistors (Siliziumtyp) nicht über 175°C ansteigen darf. Es gilt:

$$P_{T\max} \leq \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_{u\max}}{R_{thJG} + R_{thGK} + R_{thKU}}$$

mit ϑ_u = Umgebungstemperatur

R_{thJG} = Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse

R_{thGK} = Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper (bei Leistungstransistoren etwa

0,5 K/W bei direkter Montage und etwa 1 K/W bei isolierter Montage mittels Glimmerplättchen)

R_{thKU} = Wärmewiderstand zwischen Kühlkörper und Umgebung

Nimmt man an, daß die Umgebungstemperatur im eingebauten Zustand auf 85°C steigen kann und der verwendete Transistor T_4 im TO220-Gehäuse einen Wärmewiderstand $R_{thJG} = 4 \text{ K/W}$ aufweist, so ergibt sich hinsichtlich der Kühlung

$$R_{thGU} \leq \frac{\vartheta_j - \vartheta_u}{P_T} - R_{thJG} = \frac{175^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}}{2,5\text{W}} - 4\text{K/W} = 32\text{K/W}$$

(Ohne Kühlfläche hätte das TO220-Gehäuse einen Wärmewiderstand $R_{thJU} = 65 \text{ K/W}$; eine Kühlfläche ist daher unumgänglich!) Im allgemeinen läßt sich mit einem angeschraubten Kühlblech ein noch kleinerer Wert einhalten.

Die Endtransistoren zeigen, da es sich um einen reinen Klasse- B-Verstärker handelt, eine maximale Verlustleistung von je

$$P_{T5\max} = P_{T6\max} = \frac{1}{\pi^2} \frac{U_S^2}{R_L} = \frac{1}{\pi^2} \frac{(20\text{V})^2}{8\Omega} \approx 5\text{W}$$

Auch hier muß der Transistor auf eine metallische Fläche zwecks Kühlung montiert werden! Da die Kollektoren der Endtransistoren unterschiedliches Potential aufweisen und mit dem Gehäuse elektrisch verbunden sind, muß isoliert montiert werden. Für das Kühlblech bzw. den Kühlkörper verbleibt somit ein maximaler Wärmewiderstand von $R_{thKU} \leq 13 \text{ K/W}$.

Die besprochene Schaltung kann für einen weiten Bereich von Ausgangsleistungen eingesetzt werden. Es ändern sich dann nur die Werte einiger Bauteile, nicht aber die Schaltungskonfiguration. Die Leistung $P_{L\max} = 20 \text{ W}$ ist allerdings im allgemeinen die obere Grenze für das Konzept mit komplementären Endtransistoren, da der Treiber in diesem Fall bereits stark belastet wird wie aus dem Dimensionierungsbeispiel zu erkennen ist.

Für die üblichen Ausgangsleistungen dieser Verstärkerschaltung mit einigen 10W bis einigen 100W müssen daher zur Entlastung des Treibers hochverstärkende Endtransistoren eingesetzt werden, also Darlingtons-Typen!

Das Schaltungsbeispiel auf der nächsten Seite zeigt eine klassische Schaltung, die einen weiten Leistungsbereich abdeckt. Die Dimensionierung erfolgt ebenso wie gezeigt. Die Auswahl der Transistoren wird durch die jeweils erforderliche Betriebsspannung und die Kollektorströme bestimmt.

Je nach gewünschter Nennleistung sind zu wählen:

Nennausgangsleistung bei $k \leq 1\%$	10	20	30	40	50
----------------------------------------------	----	----	----	----	----

W

Betriebsspannung +U_s	Betriebsspannung -U_s	13 12	17 16	20 19	23 22
		25 24	V V		
Stromaufnahme - bei Leerlauf	- bei Nennleistung		13 0,75		14 1,05
		15 1,25	16 1,43	17 1,58	
		mA A			
Nenningangsspannung U_e	0,5	0,7	0,9	1,0	1,1 V
R ₄ T ₃	22 BC327	27 BC327	39 BC327		
	39 BC161	39 BC161		kΩ	

6 Der bipolare Transistor als Schalter

Transistoren sind in der Elektronik nahezu ideale Schaltelemente, da sie infolge ihrer hohen Schaltgeschwindigkeit, kleiner räumlicher Abmessungen, der Prellfreiheit und fast unbegrenzter Lebensdauer mechanischen Schaltkontakten weit überlegen sind.

Als Nachteile sind insbesondere eine Restspannung im durchgeschalteten Zustand sowie ein endlicher Sperrwiderstand zu erwähnen.

Die folgenden Ausführungen beziehen sich speziell auf npn-Transistoren, gelten jedoch ebenso auch für pnp-Transistoren, wenn die Vorzeichen aller Spannungen und Ströme vertauscht werden.

6.1 Statisches Verhalten

Während der Transistor als Verstärkerelement üblicherweise nur im "aktiven Bereich", d.h. bei leitender Basis-Emitterdiode und gesperrter Kollektor-Basisdiode betrieben wird, sind für die Anwendung als Schalter der Übersteuerungsbereich, gekennzeichnet durch leitende Kollektor-Basis-Diode, und der Sperrbereich wesentlich. Die Abgrenzung des Übersteuerungsbereichs gegenüber dem aktiven Bereich erfolgt üblicherweise durch die Kennlinie

$$I_C = f(U_{CE}) \text{ bei } U_{CB} = 0$$

Im Übersteuerungsbereich ist die Kollektor-Basisstrecke in Flußrichtung gepolt. Der dann auftretende hohe Kollektorstrom I_{CX} bei geringer Restspannung U_{CEX} entspricht dem Stromfluß durch einen Schalter im „EIN“-Zustand.

Der minimale Stromfluß durch den Kollektor wird durch den Kollektorreststrom I_{CBO} nach unten begrenzt. Dieser Strom fließt dann auch durch den Basisanschluß (d.h. $I_B < 0$); der Emittorstrom verschwindet. In diesem Zustand sperren beiden Diodenstrecken des Transistors, dessen Arbeitspunkt damit im Sperrbereich liegt.

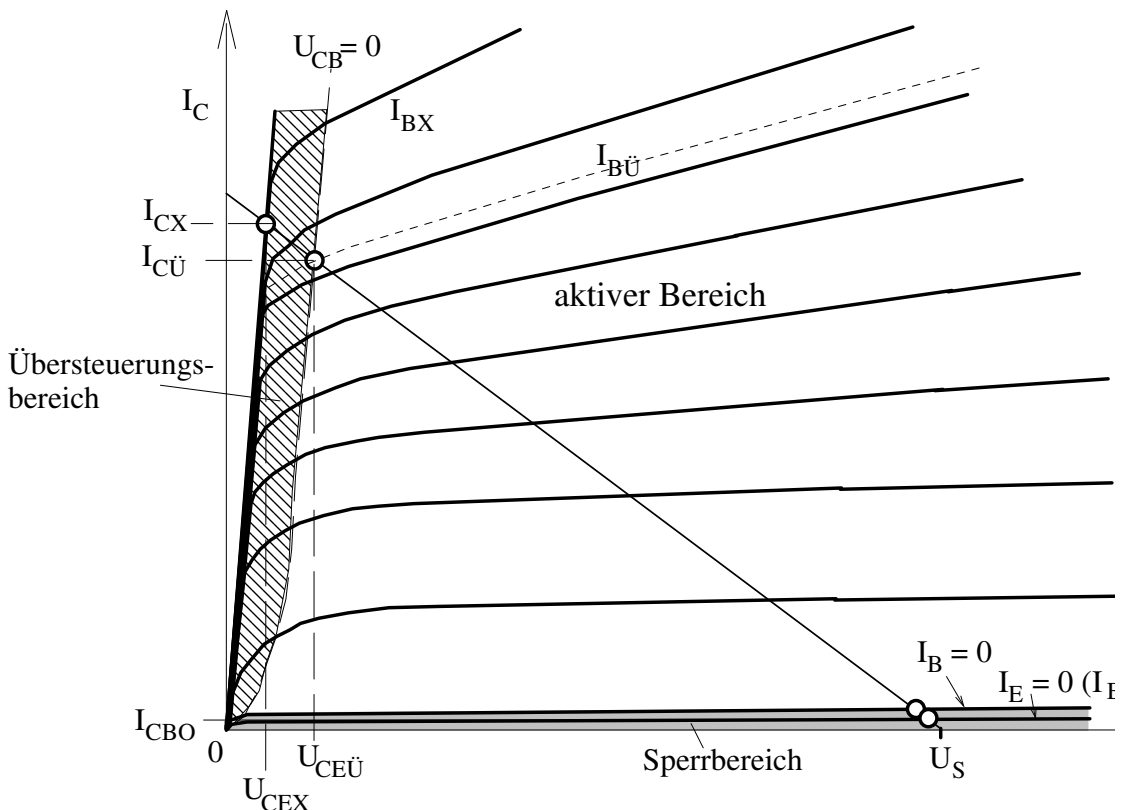


Bild 6.1

 I_C/U_{CE} -Kennlinienfeld eines Transistors

Zur Dimensionierung eines Transistorschalters müssen der durchgesteuerte und der gesperrte Zustand gesondert betrachtet werden. Im folgenden seien alle speziell im Übersteuerungsbereich gültigen Größen mit X, die bei sperrendem Transistor auftretenden Größen mit Y indiziert.

An der Grenze des Übersteuerungsbereichs, annähernd bei $U_{CB} = 0$, gilt für den Zusammenhang zwischen Kollektor- und Basisstrom $I_{CX} = B \cdot I_{BÜ}$

Im allgemeinen wird jedoch ein Basisstrom $I_{BX} > I_{BÜ}$ gewählt, um bei Exemplarstreuungen des Transistors oder bei Änderung seiner Parameter mit der Temperatur ein Durchschalten sicherzustellen. Die Größe

$$\ddot{u} = \frac{I_{BX}}{I_{BÜ}}$$

wird als Übersteuerungsfaktor bezeichnet. Durch höheren Basisstrom I_{BX} steigt jedoch I_C kaum mehr an; dagegen kann sich die Kollektor-Emitter-Restspannung $U_{CEÜ}$ auf einen kleineren Wert U_{CEX} verringern.

Typische Werte für einen Si-Transistor:

$\vartheta_j / ^\circ\text{C}$	0				50			
I_{CX}/mA	5	10	20	50	5	10	20	50
$\ddot{u} = 1 \quad U_{CEÜ}/\text{V}$	0,77	0,78	0,79	0,80	0,65	0,66	0,67	0,68
U_{BEX}/V	0,78	0,80	0,83	0,86	0,66	0,68	0,71	0,74
$\ddot{u} = 2 \quad U_{CEX}/\text{V}$	0,14	0,18	0,20	0,30	0,14	0,18	0,20	0,30
U_{BEX}/V	0,79	0,81	0,84	0,87	0,67	0,69	0,72	0,75
$\ddot{u} = 5 \quad U_{CEX}/\text{V}$	0,10	0,12	0,15	0,20	0,10	0,12	0,15	0,20
U_{BEX}/V	0,81	0,83	0,86	0,89	0,69	0,71	0,74	0,77

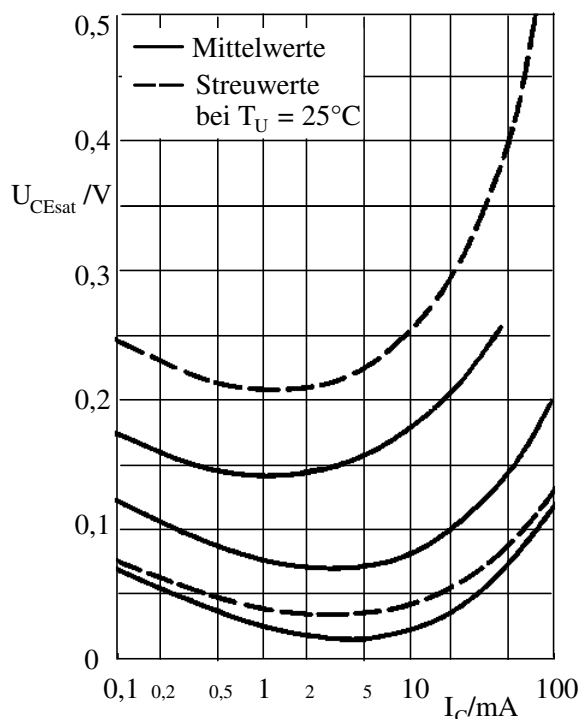


Bild 6.2 Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

Als nächstes soll der Sperrbereich betrachtet werden. Seine Grenze wird hier durch die Linie $I_E = 0$ gebildet. Durch Kollektor und Basis fließt damit nur der Reststrom der gesperrten Kollektordiode. Hier gilt:

$$I_B = -I_C = -I_{CBO}$$

Der Basisstrom muß also nicht nur verschwinden, sondern sogar sein Vorzeichen ändern. Richtwert für den Sperrzustand bei $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ ist $U_{BEY} = 0,1\text{V}$ als maximal zulässige Spannung. Um jedoch ein sicheres Sperren zu gewährleisten, wird der „AUS“-Zustand durch eine negative Hilfsspannung unterstützt.

Der bei gesperrtem Transistor fließende Reststrom $I_{CBO} \approx 0,5 \dots 50 \text{ nA}$ (bei Si-Transistoren) ist stark temperaturabhängig. Näherungsweise gilt

$$I_{CBO}(\vartheta_j) \approx I_{CBO}(\vartheta_0) \cdot e^{0,1(\vartheta_j - \vartheta_0)} \quad \text{mit } \vartheta_0 = \text{Bezugstemperatur, meist } 25^\circ\text{C}$$

Für ϑ_j ist die Sperrschichttemperatur einzusetzen, die aus der im Transistor erzeugten Verlustleistung $P_V = I_C U_{CE} + I_B U_{BE}$ und dem von den Herstellern angegebenen thermischen Widerstand R_{thJU} errechnet werden kann:

$$\vartheta_j = R_{thJU} \cdot P_V + \vartheta_{\text{Umgebung}}$$

Der Strom, der im Sperrzustand des Transistors von der Basis weggeführt werden muß, steigt also exponentiell mit der Temperatur an. Außerdem verändert sich U_{BEY} mit einem Temperaturkoeffizienten von etwa $2,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ in negativer Richtung. Bei der Schaltungsdimensionierung muß daher darauf geachtet werden, daß bei einem Ansteigen der Umgebungstemperatur die Sperrbedingungen für den Transistor noch erfüllt werden.

6.1 Statische Dimensionierung eines Transistorschalters

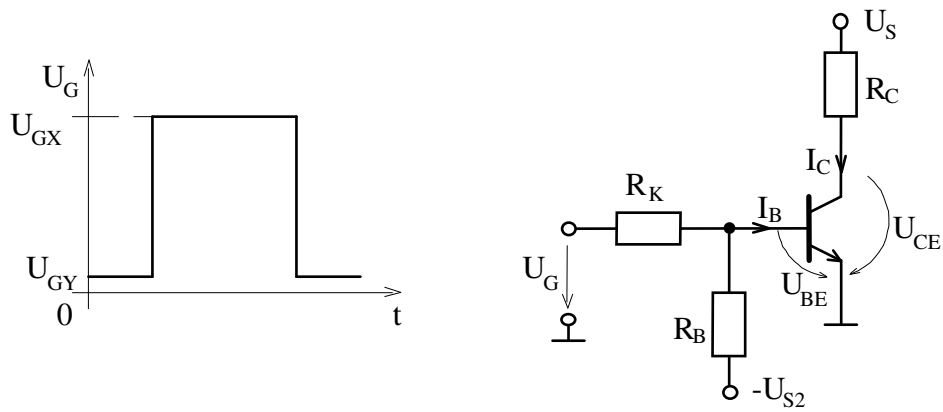


Bild 6.3 Gesättigter Transistorschalter

Für die Ausgangsseite der Schaltung gemäß Bild 6.3 gilt im „EIN“-Zustand

$$I_{CX} = \frac{U_S - U_{CEX}}{R_C}, \text{ und damit für den Basisstrom } I_{BX} = \frac{\ddot{u}}{B} I_{CX} = \frac{\ddot{u}}{B} \frac{U_S - U_{CEX}}{R_C}.$$

Für die Eingangsseite läßt sich ein vereinfachtes Ersatzschaltbild angeben:

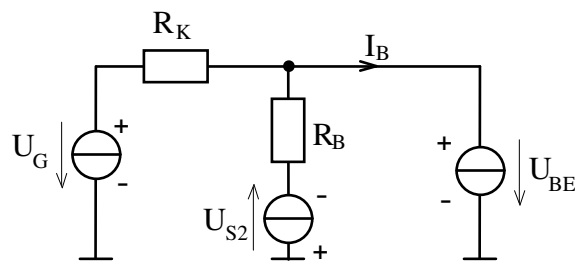


Bild 6.4 Ersatzschaltbild zur Berechnung von R_K und R_B

Hiernach gilt:

$$I_B = \frac{U_G - U_{BE}}{R_K} - \frac{U_{S2} + U_{BE}}{R_B}$$

Dieser Strom muß für den durchgesteuerten Zustand des Transistors größer oder gleich I_{BX} sein:

$$I_{BX} \leq \frac{U_{GX} - U_{BEX}}{R_K} - \frac{U_{S2} + U_{BEX}}{R_B}$$

An der Sperrgrenze muß entsprechend gelten

$$-I_{CBO} \geq \frac{U_{GY} - U_{BEY}}{R_K} - \frac{U_{S2} + U_{BEY}}{R_B}$$

Aus diesen Gleichungen erhält man nach Eliminieren von R_B :

$$R_K \leq \frac{U_a \cdot U_d - U_b \cdot U_c}{U_d I_{BX} + U_b I_{CBO}}$$

mit den Abkürzungen

$$U_a = U_{GX} - U_{BEX} \quad U_b = U_{S2} + U_{BEX} \quad U_c = U_{GY} - U_{BEY} \quad U_d = U_{S2} + U_{BEY}$$

Damit liegt also nur die obere Grenze für R_K fest. Zweckmäßig wird der zum halben Maximalwert von R_K , d.h. zu

$$R_{Kopt} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_a \cdot U_d - U_b \cdot U_c}{U_d I_{BX} + U_b I_{CBO}}$$

nächstkleinere Normwert R_{KN} gewählt. Mit diesem Wert liegen nach den beiden Gleichungen die Grenzen für R_B fest:

$$R_B \geq \frac{U_b \cdot R_{KN}}{U_a - I_{BX} R_{KN}} \quad R_B \leq \frac{U_d \cdot R_{KN}}{U_c + I_{CBO} R_{KN}}$$

Eine optimale statische Funktionssicherheit der Schaltung ergibt sich für einen Normwert R_{BN} , der symmetrisch zu den errechneten Grenzwerten liegt. Zeigt sich im Verlauf der Rechnung, daß sich negative Wert für R_K oder R_B ergeben bzw. daß die angegebenen Ungleichung für diese Widerstände nicht erfüllt werden können, so muß einer der Ausgangsparameter (z.B. U_{S2}) geändert werden. Normalerweise zeigen Transistoren und Widerstände, aber auch die Spannungsquellen Toleranzen bzw. im Fall der Transistoren mit der Temperatur veränderliche Parameter, die zur Funktionsunfähigkeit der Schaltung führen können. In diesem Fall kann eine "worst case"-Dimensionierung vorgenommen werden, d.h. unter der Annahme, daß alle Parameter ihre ungünstigsten Werte annehmen. Für den leitenden Transistor sind dies:

- die Maximalwerte für U_S , U_{S2} , U_{BEX} , R_{KN} und I_{CX}
- und die Minimalwerte für U_{GX} , U_{CEX} , B , R_C , R_{BN} und I_{BX}

Bei sperrendem Transistor sind kritisch

- die Maximalwerte für U_{GY} , R_{BN} und I_{CBO}
- und die Minimalwerte für U_{S2} , U_{BEY} und R_{KN}

Dabei sind die jeweils betragsmäßig minimalen bzw. maximalen Werte einzusetzen. Legt man diese Werte der Schaltungsberechnung zugrunde, so erhält man eine absolut

funktionssichere Schaltstufe, allerdings mit dem Nachteil behaftet, daß infolge der dann auftretenden hohen Übersteuerung des Transistors die Schaltzeiten länger werden.

Beispiel:

Ein Schalter soll mit einem Epitaxial-Planar-Transistor dimensioniert werden, wobei die Steuerspannungen von einem TTL- Schaltkreis geliefert werden. Der Widerstand der Last, die geschaltet werden soll, beträgt $1,3\text{ k}\Omega$. Vorgegeben sind ferner:

$$U_{GX} > 2,4\text{V}, U_{GY} < 0,4\text{ V}$$

$$U_S = U_{S2} = 15\text{ V},$$

$$U_{CEX} = 0,12\text{ V}, U_{BEX} = 0,78\text{V (bei } I_{CX} = 10\text{ mA und } \bar{u} = 2), B = 200$$

$$U_{BEY} = 0,1\text{ V}, I_{CBO} < 10\text{ }\mu\text{A}$$

Der aufgrund der Angaben erforderliche Einschaltstrom an der Basis beträgt

$$I_{BX} = \frac{3}{200} \cdot \frac{15\text{V} - 0,12\text{V}}{1,3\text{k}\Omega} \approx 115\mu\text{A}$$

Damit ergibt sich

$$R_{Kopt} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(2,4\text{V} - 0,78\text{V})(15\text{V} + 0,1\text{V}) - (15\text{V} + 0,78\text{V})(0,4\text{V} - 0,1\text{V})}{(15\text{V} + 0,1\text{V}) \cdot 115\mu\text{A} + (15\text{V} + 0,78\text{V}) \cdot 10\mu\text{A}} \approx 3,58\text{k}\Omega$$

Günstigster Wert daher: $R_{KN} = 3,3\text{k}\Omega$.

Die Bedingungen für R_B lauten:

$$R_B \geq \frac{(15\text{V} + 0,78\text{V}) \cdot 3,3\text{k}\Omega}{(2,4\text{V} - 0,78\text{V}) - 172\mu\text{A} \cdot 3,3\text{k}\Omega} \approx 49\text{k}\Omega$$

$$R_B \leq \frac{(15\text{V} + 0,1\text{V}) \cdot 3,3\text{k}\Omega}{(0,4\text{V} - 0,1\text{V}) + 10\mu\text{A} \cdot 3,3\text{k}\Omega} \approx 149\text{k}\Omega$$

Der Wert von $R_{BN} = 82\text{ k}\Omega$ stellt etwa das geometrische Mittel dieser Extremwerte dar und genügt den Anforderungen. Die folgende grafische Darstellung der möglichen Widerstandswerte für R_K und R_B zeigt anschaulich, wo die gewählten Werte liegen und welchen Einfluß eine Widerstandstoleranz von 5% hat (dieses Toleranzfeld ist eingetragen!).

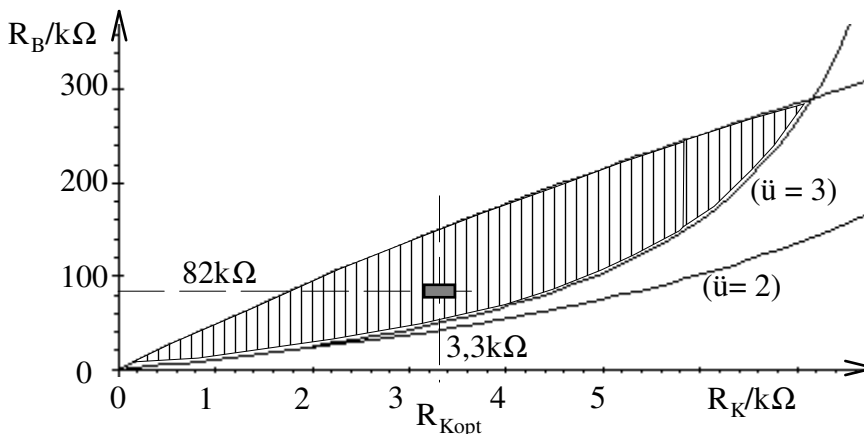


Bild 6.5 Dimensionierung der Widerstände R_K und R_B

Bei der Herleitung der Dimensionierungsformeln wurden Vereinfachungen getroffen, um die Formeln einfach und übersichtlich zu halten. Unter Umständen muß daher im Einzelfall beachtet werden:

- 1) Der Innenwiderstand der steuernden Quelle R_G liegt in Reihe zu den konzipierten

Widerstand R_K . R_K müßte also um R_G verringert werden. Erschwerend kommt meist hinzu, daß die Quelle je nach Schaltzustand unterschiedliche Innenwiderstände R_{GX} bzw. R_{GY} aufweist! Dann ist das bereits bei der Herleitung analog zu obigen Ausführungen entsprechend anzusetzen.

- 2) Die Schaltstufe steuert eventuell gar nicht den Widerstand R_L laut Bild 2.2.3, sondern eine andere Schaltstufe. Der Kollektor des Transistors ist also ein Ausgang, über den ein zusätzlicher Strom I_{LX} bzw. I_{LY} fließt - meist mit unterschiedlicher Flußrichtung! Auch in diesem Fall müssen obige Ansätze entsprechen erweitert werden.

6.2 Dynamisches Verhalten

Bei Transistorschaltern ist oft die maximale Schaltfrequenz von ausschlaggebender Bedeutung. Diese ist jedoch nicht nur von der oberen Grenzfrequenz des Transistors, sondern auch von den Betriebsbedingungen abhängig. Praktisch zeigt sich etwa folgendes Verhalten einer Transistor-Schaltstufe (Wichtig: Ausgangssignal ist **nicht** die Spannung, sondern der Strom!):

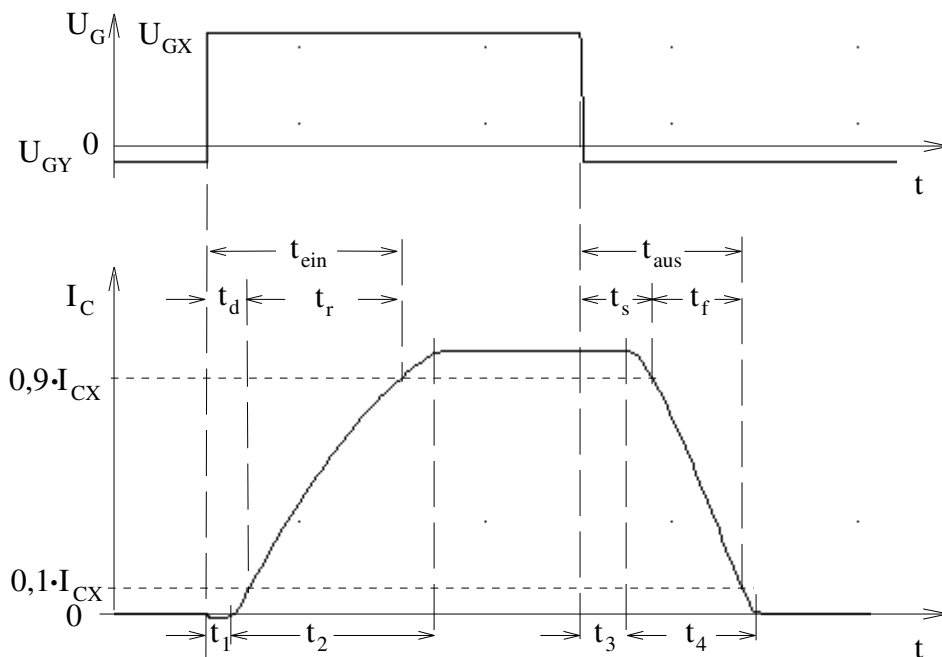


Bild 6.6 Schaltverhalten des Transistors ($\beta > 1$), simuliert mit PSPICE

Die technisch wichtigen Schaltzeiten t_d (Einschaltverzögerung = *delay time*), t_r (Anstiegszeit = *rise time*), t_s (Speicherzeit = *storage time*) und t_f (Abfallzeit = *fall time*) haben physikalisch unterschiedliche Ursachen. Im folgenden sind stattdessen die physikalischen Vorgänge anhand der entsprechenden Zeiten $t_1 \dots t_4$ dargestellt:

- 1) Die **Einschaltverzögerung** t_1 wird dadurch verursacht, daß bei gesperrtem Transistor sowohl Kollektor-Basis- als auch Emitter-Basisdiode gesperrt sind. Zunächst muß daher der Basisstrom I_{BX} die fremden Ladungsträger in den Diodensperrschichten (hauptsächlich in der EB-Diode) neutralisieren, d.h. beim npn-Transistor positive Ladungsträger der Basis zuführen. Das führt an der CB-Diode zu einem schwach negativen Kollektorstrom. Der Vorgang ist beendet, wenn die Emitter-Basis-Diode in den Durchlaßbereich gelangt, d.h. bei der Schwellspannung

$U_{BED} \approx 0,4 \text{ V}$ (bei einem Si-Transistor).

Die Zeit, in der die Basis-Emitterspannung auf diesen Wert ansteigt, beträgt

$$t_1 \approx \left| \frac{U_{BEY} - U_{BED}}{I_{BX}} \right| \cdot (2 \cdot C_{EBO} + C_{CBO})$$

mit C_{EBO} = Emittersperrschichtkapazität (der Faktor "2" berücksichtigt das Ansteigen von C_{EBO} bei Vermindern der Sperrspannung an der EB-Diode), C_{CBO} = Kollektorsperrschichtkapazität

Die Einschaltverzögerung ist daher um so größer, je größer U_{BEY} ist.

2) **Anstiegszeit** t_2 : Nachdem die EB-Diode leitfähig ist, befindet sich der Transistor im aktiven Bereich. Jetzt müssen zum Durchschalten

- zusätzliche positive Ladungsträger in die Basis gebracht werden, um das für den Strom vom Emitter zum Kollektor erforderliche Dichtegefälle aufzubauen.
- die Kollektorsperrschichtkapazität entladen, d.h. die Kollektor-Basis-Diode in den Durchlaßbereich gebracht werden.
- während dieser Zeit die fortlaufend durch Rekombination in der Basis verloren gehenden Ladungsträger ersetzt werden. Diese Ladungen müssen vom Basisstrom I_{BX} geliefert werden, der daher möglichst groß sein soll, um die Anstiegszeit kurz zu halten.

Von entscheidender Bedeutung ist hier der Übersteuerungsgrad \ddot{u} :

$$t_2 \approx \tau \cdot \ln \frac{\ddot{u}}{\ddot{u} - 1} \quad \text{mit der Einschaltzeitkonstanten} \quad \tau = B \left(\frac{1}{2\pi f_T} + R_c C_{CBO} \right) \quad \text{und } f_T = \text{Transitfrequenz}$$

Für verschiedene Basisströme ergibt sich etwa folgender Verlauf des Kollektorstroms:

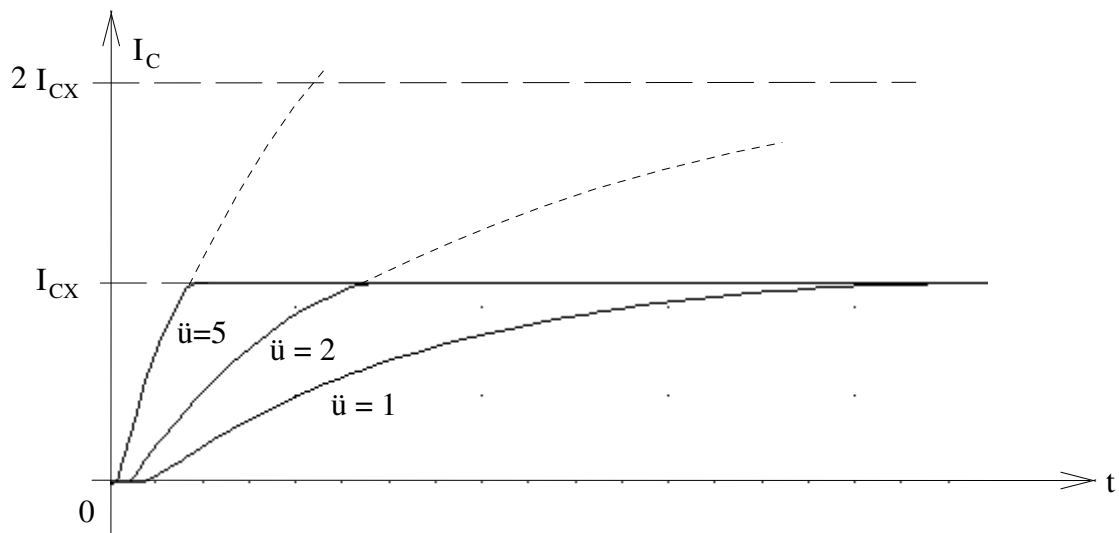


Bild: 6.7 Anstieg des Kollektorstroms ohne ($\ddot{u} = 1$) und mit Übersteuerung ($\ddot{u} > 1$)

1) **Speicherzeit** t_3 : Nach Abschalten der Eingangsspannung auf $U_{GY} \approx 0$ oder negative Werte fließt ein Basisstrom in entgegengesetzter Richtung ($I_{BY} < 0$). Dieser Strom muß die Ladung abbauen, die sich infolge der Übersteuerung des Transistors im Basisraum befindet (Überschußladung). Gleichzeitig findet eine Rekombination von Ladungsträgern in der Basiszone mit der Zeitkonstanten τ_s statt. Der

Kollektorstrom fließt jedoch praktisch unverändert weiter, da die Kollektor-Basis- und die Emitter-Basis-Diode noch im Durchlaßzustand sind. Die Speicherzeit wird damit um so kürzer, je höher der Ausräumfaktor

$$a = \left| \frac{I_{BY}}{I_{BÜ}} \right| \quad \text{ist. Angenähert gilt:} \quad t_3 \approx \tau_s \cdot \ln \left(1 + \frac{\ddot{u} - 1}{a + 1} \right) \quad \text{mit } \tau_s = \text{Speicherzeitkonstante}$$

Für $\ddot{u} = 1$ verschwindet die Speicherzeit! Eine Übersteuerung ist also in diesem Fall nur nachteilig.

- 2) **Abfallzeit t_4 :** Nach Abbau der Überschußladung (die CB-Diode ist jetzt gesperrt) fällt I_C ab. Der Transistor arbeitet im aktiven Bereich. Der weitere Abtransport positiver Ladungsträger erfolgt einerseits durch den Strom I_{BY} , andererseits durch Rekombination. Zusätzlich müssen wieder negative Ladungsträger in die Sperrschichten (von der Basis her) gebracht werden, um diese Schichten in Sperrichtung aufzuladen. Dieser Vorgang wird beschleunigt durch einen großen Ausräumfaktor a , d.h. einen möglichst hohen (negativen) Basisstrom. Näherungsweise gilt:

$$t_4 \approx \tau \cdot \ln \frac{a + 1}{a}$$

Maßnahmen zum Verkürzen der Schaltzeiten:

Übersteuerung des Transistors bringt beim Einschalten verringerte Einschaltverzögerung und Anstiegszeit, jedoch eine verlängerte Speicherzeit. Speicherzeit t_s und t_f können verkürzt werden, wenn die Ausschaltspannung U_{GY} und damit der Ausschaltstrom bzw. der Ausschaltfaktor a vergrößert werden; dies erhöht jedoch die Einschaltverzögerung. Diese Nachteile werden vermieden, wenn man die Ein- und Ausschaltübersteuerung nur während der eigentlichen Schaltvorgänge vornimmt. Das ist z.B. durch eine passend bemessene Kapazität C_K parallel zu R_K möglich (siehe Abb. 6.8). C_K muß die oben erwähnten Ladungen während des Ein- und Ausschaltvorgangs liefern können. Diese Kapazität darf jedoch nicht beliebig groß gemacht werden, da der (hauptsächlich) durch C_K fließende Ein- und Ausschaltbasisstrom nur bis zum Ende des jeweiligen Schaltvorgangs erwünscht ist. Kritisch ist insbesondere die Zeit, in der der Transistor gesperrt ist, da dann der Eingangswiderstand des Transistors sehr hoch ist und die Entladung von C_K nur mit der relativ großen Zeitkonstanten $C_K \cdot (R_K \parallel R_B)$ erfolgen kann. Üblicherweise liegt C_K in der Größenordnung 10...500pF.

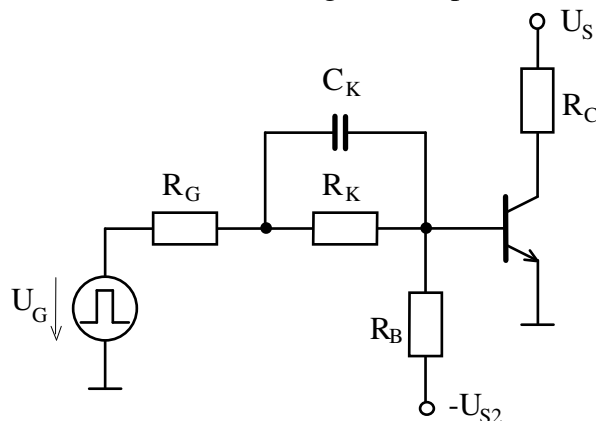
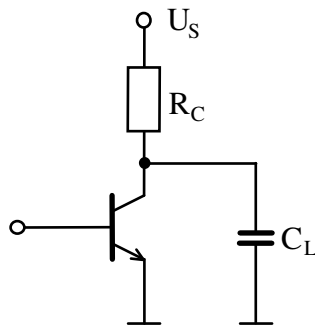


Abb. 6.8

Transistorschalter mit Koppelkondensator

6.3 Schaltverhalten bei komplexen Lastwiderständen

Bei vielen Anwendungen des Transistorschalters besteht die äußere Belastung aus Schaltungen mit starker kapazitiver oder induktiver Komponente (Differenzierglieder, Koppelkondensatoren, Streukapazitäten, bzw. Speicherkerne, Relais, Transformatoren und anderes). Beide Belastungsarten haben einen starken Einfluß auf das Schaltverhalten des Transistors. Insbesondere weichen die zeitlichen Verläufe von I_C und U_{CE} von den entsprechenden Werten bei rein ohmscher Last wesentlich ab.



a) Kapazitive Last

Bild 6.9
Transistorschalter mit kapazitiver Belastung

Im Einschalt Augenblick muß der Kondensator C_L , der auf annähernd U_S aufgeladen war, über die Kollektor-Emitterstrecke des Transistors entladen werden. Der Strom I_C kann über den Wert I_{CX} hinaus ansteigen, maximal bis $B \cdot I_{BX} = \ddot{u} I_{CX}$. Eine Begrenzung von I_C kann erst dann eintreten, wenn C_L annähernd auf den Endwert U_{CEX} entladen ist. Je nach Größe von C_L sind verschiedene Verläufe möglich:

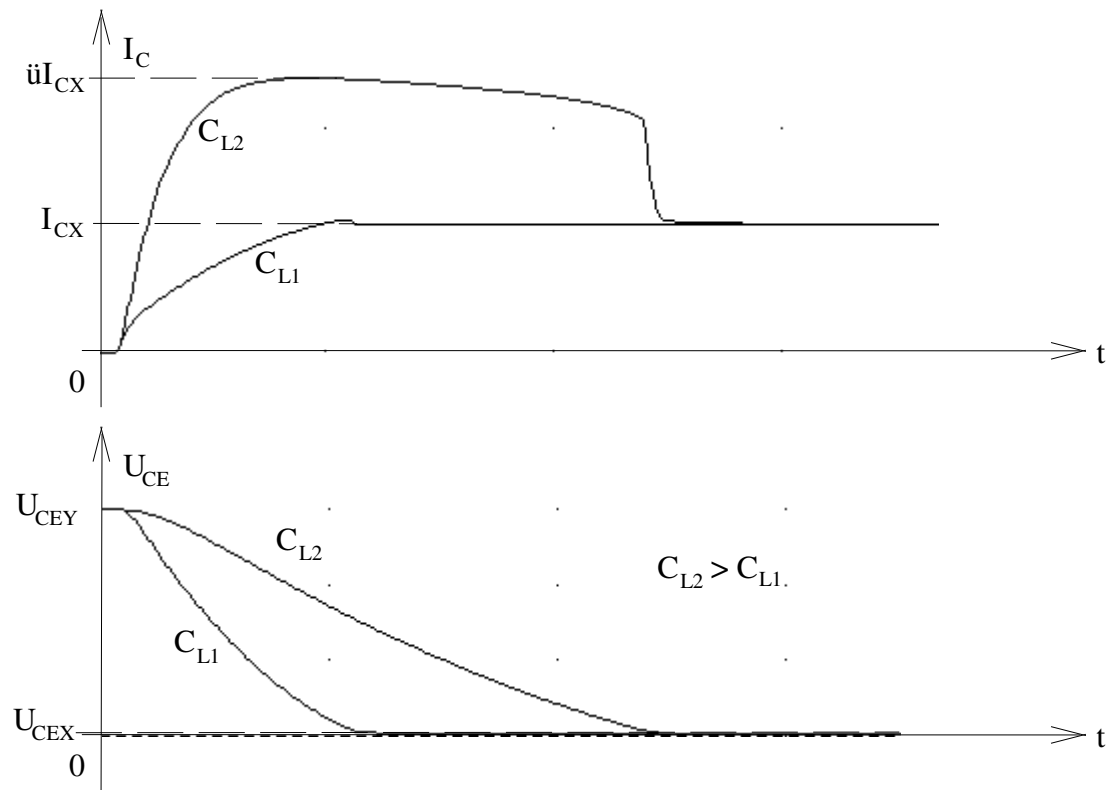


Bild 6.10 Einschaltverhalten bei kapazitiver Last

Deutlich ist zu erkennen, daß in diesem Fällen bei mittleren Kollektor-Emitter-Spannungen hohe Kollektorströme fließen können. Der Transistor kann dadurch thermisch zerstört werden. Der Strom durch R_C nimmt entsprechend dem Entladungszustand von C_L monoton bis zum Wert I_{CX} zu. Der Anstieg dieses Stroms bestimmt damit die fallende Flanke der Ausgangsspannung und damit ihre Abfallzeit t_f . (Bei rein ohmischer Last ist t_f für U_{CE} und I_C gleich). Beim Ausschalten des Transistors fällt der Kollektorstrom wie bei Widerstandslast ab. Der Verlauf der Ausgangsspannung wird im wesentlichen durch die Zeitkonstante $\tau = R_C C_L$ bestimmt, da hierbei C_L über R_C auf U_{CEY} aufgeladen werden muß. Einschaltverzögerung und Speicherzeit werden durch kapazitive Last praktisch nicht beeinflußt. Im Ausgangskennlinienfeld des Transistors verläuft der Arbeitspunkt nach Bild 6.1

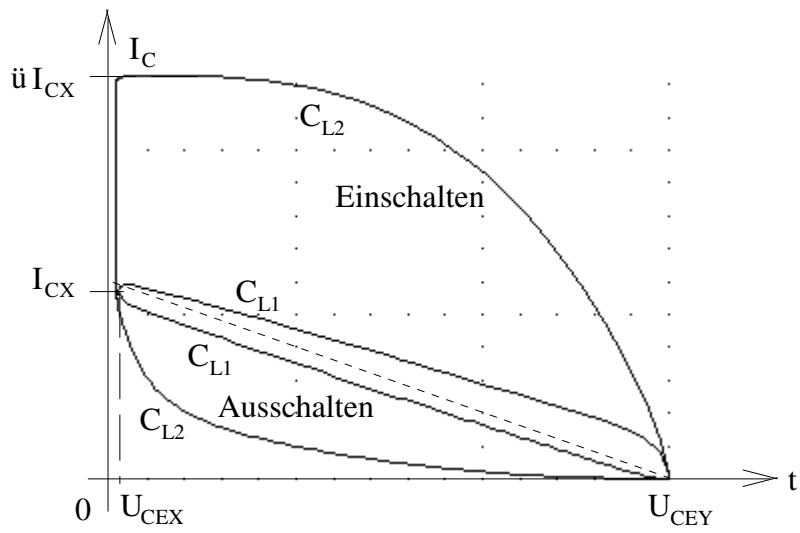


Bild 6.11
Verlauf des Arbeitspunktes eines kapazitiv belasteten Transistorschalters

b) Induktive Last

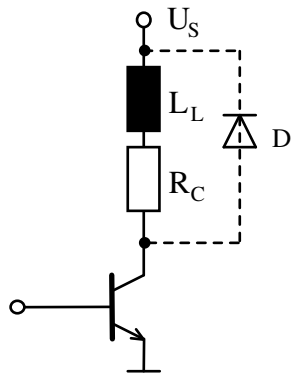


Bild 6.12

Transistorschalter mit induktiver Belastung

(R_C ist meist der Gleichstromwiderstand einer Spule)

Bei Verwendung schneller Schalttransistoren wird beim Einschalten der Anstieg des Stromes I_C durch die Induktivität hauptsächlich von der Zeitkonstanten $\tau = L_L/R_C$ bestimmt. Die Ausgangsspannung dagegen nimmt sehr schnell ihren Endwert U_{CEX} an (siehe Bild 6.13).

Beim Abschalten wird durch die Induktivität infolge des abnehmenden Stromes I_C eine Gegenspannung induziert, die bei kurzer Schaltzeit t_f des Transistors hohe Werte annehmen kann. Diese Spannungsspitze kann den Transistor in das Durchbruchgebiet bringen und damit zu dessen Zerstörung führen. Zum Schutz des Transistors muß daher eine Begrenzung der Abschaltspannung vorgenommen werden, wozu z.B. die in Bild 6.12 gestrichelt eingezeichnete Diode ("Freilaufdiode") dienen kann. Ziel der Diode ist aber nicht nur ein „Kurzschließen“ der induzierten Spannung, sondern vor allem ein Abbau der in L gespeicherten Energie! In obiger Darstellung wird diese Energie im Widerstand in Wärme umgesetzt.

Andere Methoden führen die induzierte Spannung über eine Z-Diode auf die Basis des Schalttransistors, der dadurch bei Überspannung in einen leitenden Zustand gerät und ebenfalls die elektromagnetische Energie in Wärme umsetzt.

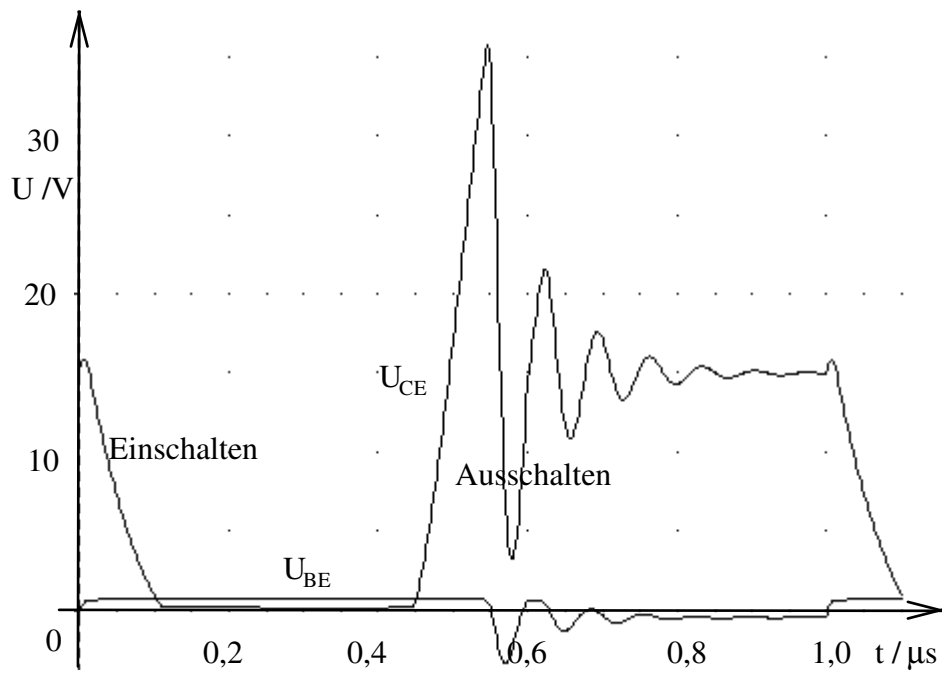


Bild 6.13
Schaltverhalten
bei induktiver Last

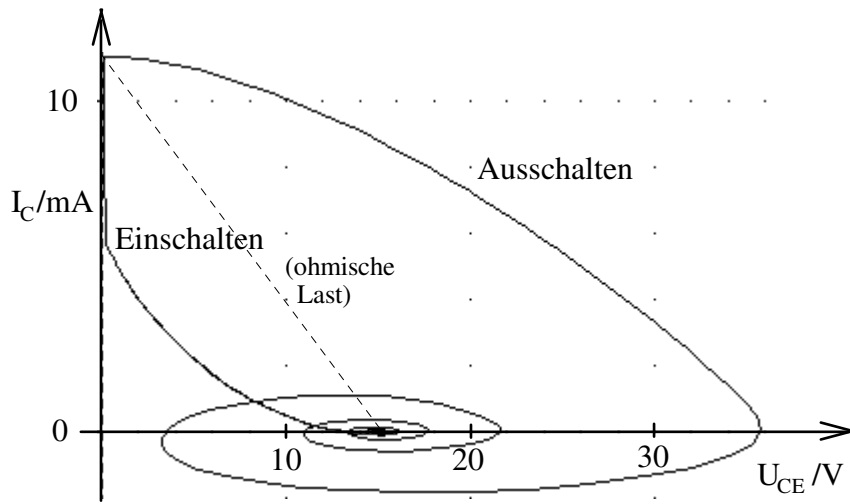


Bild 6.14
Prinzipieller Verlauf des Arbeitspunktes bei induktiver Last

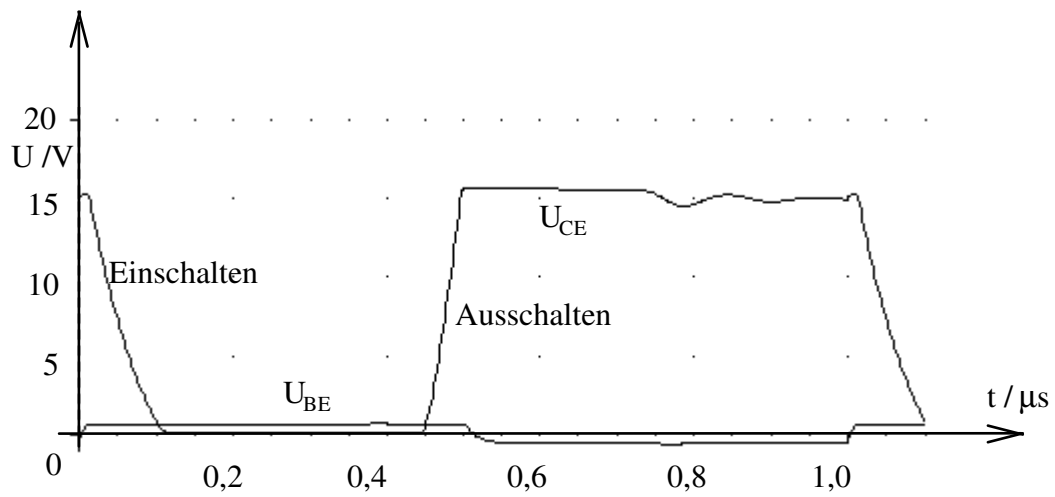


Bild 6.15
Dämpfung der induzierten Spannung mittels Freilaufdiode

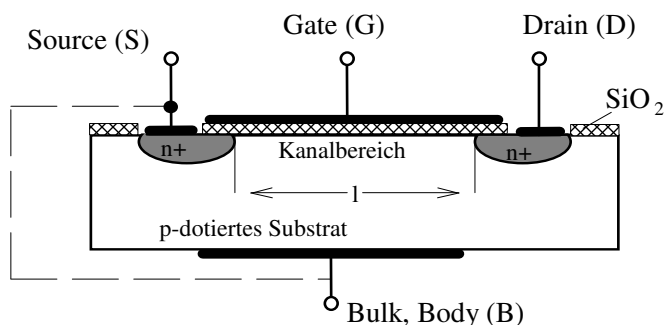
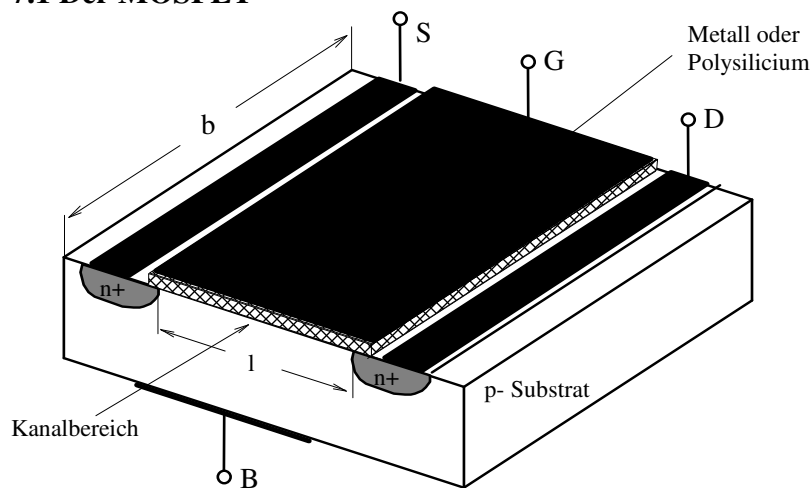
7. Der Feldeffekttransistor (FET)

Der bisher beschriebene bipolare Transistor besitzt einige Nachteile. Neben seiner Temperaturabhängigkeit ist es vor allem die Tatsache, daß er bei Einsatz als Verstärkerelement neben der Steuerspannung auch Steuerstrom und damit eine Steuerleistung benötigt. Dies ist sehr nachteilig, wenn schwache Signale oder solche aus hochohmiger Quelle verstärkt werden sollen.

Den Wunsch nach praktisch leistungsloser Steuerung erfüllt jedoch der Feldeffekttransistor - kurz FET genannt - da er mit einem elektrischen Feld gesteuert wird, das auf den eigentlichen Strompfad (den "Kanal") einwirkt. Vom Aufbau her gibt es zwei verschiedene Arten von FET, die sich je nach Dotierung des Halbleitermaterials und charakteristischen Eigenschaften weiter unterteilen lassen. Grundsätzlich sind die FETs unipolare Transistoren, d.h. die Stromleitung im Kanal erfolgt nur durch eine Ladungsträgersorte - die Majoritätsträger. Es kann sich also entweder nur um Elektronen (bei „n-Kanal“-Typen) oder um Löcher („p-Kanal“-Typ) handeln.

Die beiden Anschlüsse des Kanals werden als Source ("Quelle") und Drain ("Abfluß, Senke") bezeichnet. Von Sonderanwendungen abgesehen fließen die Ladungsträger durch den FET immer von der Source- zur Drainelektrode. Gesteuert wird mittels eines Gate (= "Gitter, Tor"), das über dem Kanal zwischen Source und Drain angebracht und durch eine nichtleitende Schicht, entweder eine Sperr- oder eine Isolierschicht, vom Kanal getrennt ist. Der Aufbau des ganzen Systems erfolgt auf einem schwach dotierten einkristallinen Grundmaterial, das als Substrat oder Bulk bezeichnet wird. Bisweilen ist es über einen vierten Anschluß zugänglich und bietet eine weitere Steuermöglichkeit für den Drainstrom; meist ist es jedoch entweder mit dem Gate (bei Sperrschicht-FET) oder mit der Source (bei IG-FET) verbunden.

7.1 Der MOSFET



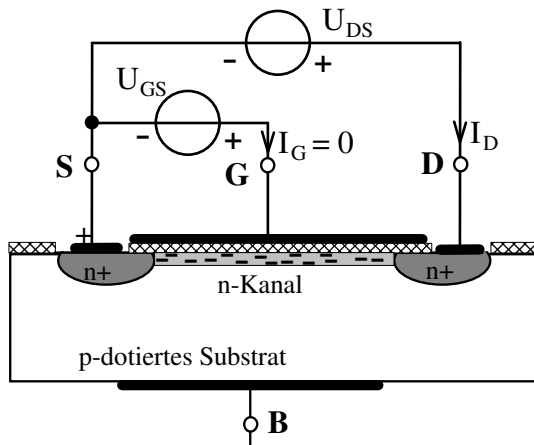
Das Gate ist bei diesen Transistoren durch eine isolierende Schicht vom Kanal getrennt. Daher rührt auch die Bezeichnung "*Insulated Gate FET*" = IG-FET. Meist wird die Isolierschicht aus Siliziumdioxid hergestellt und der so entstandene Halbleiter als MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor-FET*) in Anlehnung an die Schichtenfolge bezeichnet, wobei sich das "Metal" auf die metallische Gate-Elektrode bezieht (die aber genauso gut - und das ist sogar die Regel! - aus polykristallinem Silizium bestehen kann).

Bild 7.1

Prinzipieller Aufbau eines
(n-Kanal-) MOS-FET
vom Anreicherungstyp

Betrachtet sei zunächst ein n-Kanal MOSFET gemäß Bild 7.1. Der Kanal zwischen den stark n-dotierten Source- und Drainzonen ist ohne äußere Spannung nicht vorhanden. Das p-dotierte Substrat bildet mit den beiden stark n-dotierten Source- und Draingebieten zwei gegensinnig gepolte Dioden in Reihe. Die Strecke zwischen den beiden Elektroden S und D ist somit gesperrt (der Widerstand beträgt einige $T\Omega$!). Bei Anlegen einer Spannung U_{DS} , wobei üblicherweise der Drain das positivere Potential erhält, kann kein Strom durch den Kanal fließen. Ein derartiger Feldeffekttransistor, der bei $U_{GS} = 0$ keine Leitfähigkeit zeigt, wird als **selbstsperrend** bezeichnet. Wird nun an das Gate eine positive Spannung angelegt ($U_{GS} > 0$), so wandern viele der beweglichen Ladungsträger (hier: Löcher) infolge der Influenzwirkung des Gates aus dem unmittelbar darunterliegenden Kanal in das Substrat (Bulk) ab. Der Kanal erhält nun n-Charakter durch die negative Ladung der ortsfesten Akzeptor-Atome. Die positiven Ladungen auf der Gate-Elektrode ziehen nun Elektronen an, teils aus dem Substrat (thermische Ladungsträger), teils aus den N^+ -Gebieten von Drain und Source. Der so durch Induktion gebildete Kanal wird auch als Inversionsschicht bezeichnet. Es muß allerdings erst eine gewisse Mindestspannung, die Schwellspannung (*threshold voltage*) U_{th} überschritten werden, bevor dieser Effekt einsetzt. Diese Spannung U_{th} liegt bei 1...3V. Dann gilt: Je höher die Gatespannung ist, desto mehr Elektronen befinden sich im Kanal. Wird nun eine kleine Spannung (maximal 0,2V) zwischen Source und Drain angelegt, kann ein (Drain-)Strom fließen. Der FET ist

praktisch ein über die (Gate-)Spannung veränderlicher Widerstand und kann in dieser Betriebsart als Teil eines Spannungsteilers verwendet werden.



Diese Beschreibung zeigt, daß der Kanal induziert werden muß, damit der MOSFET leitet. Der Spannungsüberschuß über U_{th} bestimmt dann die Leitfähigkeit. Daher rührt die Bezeichnung „Anreicherungstyp“ (*Enhancement type*) für diese Art MOSFETs. Bemerkenswert ist auch, daß Drain- und Sourcestrom identisch sind. Der Gatestrom ist stets = 0.

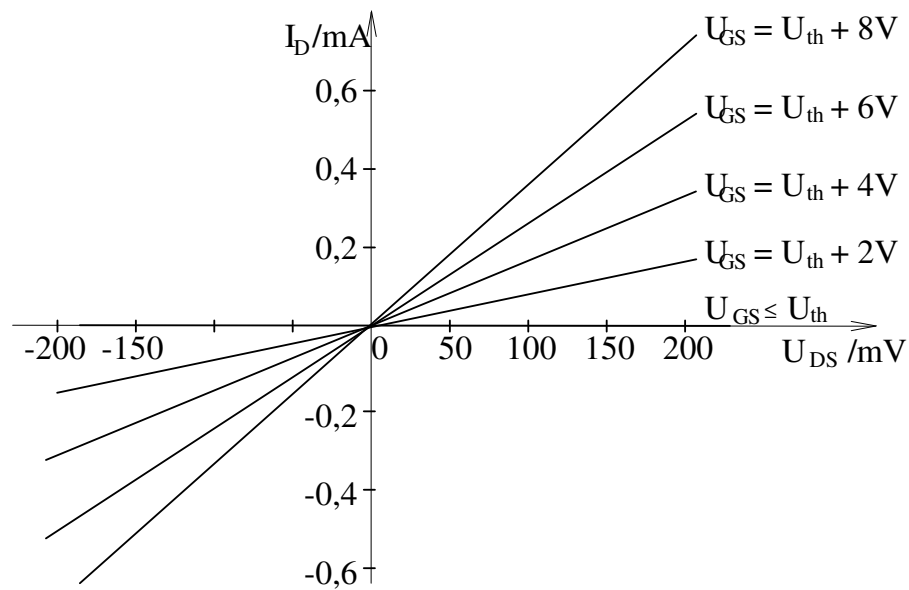


Bild 7.2
Der MOSFET im ohmischen Bereich

Bild 7.3

Ausgangskennlinien des MOSFET bei kleiner Drain-Source-Spannung

Wird die Spannung U_{DS} erhöht (bei konstanter Gate-Source-Spannung oberhalb U_{th}), dann tritt offenkundig ein Spannungsabfall von U_{DS} längs des Kanals auf. Daher nimmt die Spannung zwischen Gate und dem Kanal von U_{GS} (in Sourcenähe) auf $U_{GS}-U_{DS}$ beim Drain ab. Da die Tiefe des Kanals von eben dieser Spannung abhängt, ist sie nun unterschiedlich: Bei der Source ist der Kanal am tiefsten und verjüngt sich zu Drain hin. Mit zunehmendem U_{DS} wird er am drainseitigen Ende immer flacher und zeigt zunehmenden Widerstand. Die I_D/U_{DS} -Kennlinie wird daher zunehmend flacher. Diesen Bereich nennt man den Triodenbereich.

Wird U_{DS} so weit erhöht, daß die Gate-Kanalspannung am Drain auf $U_{GS}-U_{DS} = U_{th}$ fällt, wird die Kanaltiefe fast null. Man sagt, der Kanal werde abgeschnürt (*pinched off*). Weiteres Erhöhen von U_{DS} ändert dann (fast) nichts mehr, d.h., der Drainstrom nimmt trotz steigender Spannung nicht mehr zu. Man spricht hier von der Sättigung des MOSFET (dies ist aber ein völlig anderer Vorgang als die Sättigung beim

Bipolartransistor!). Die Sättigungsspannung ist hier also $U_{DS,sat} = U_{GS} - U_{th}$.

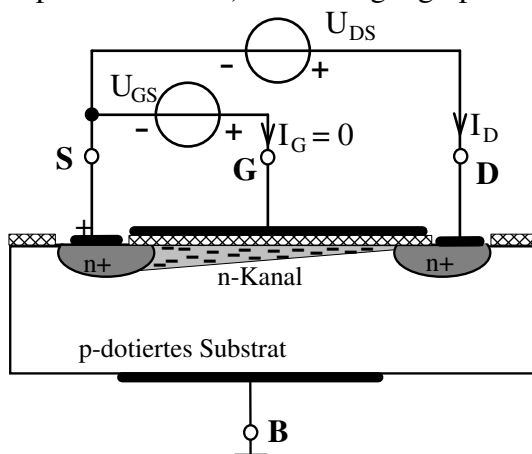


Bild 7.4

Der MOSFET im Trioden- und Abschnürbereich

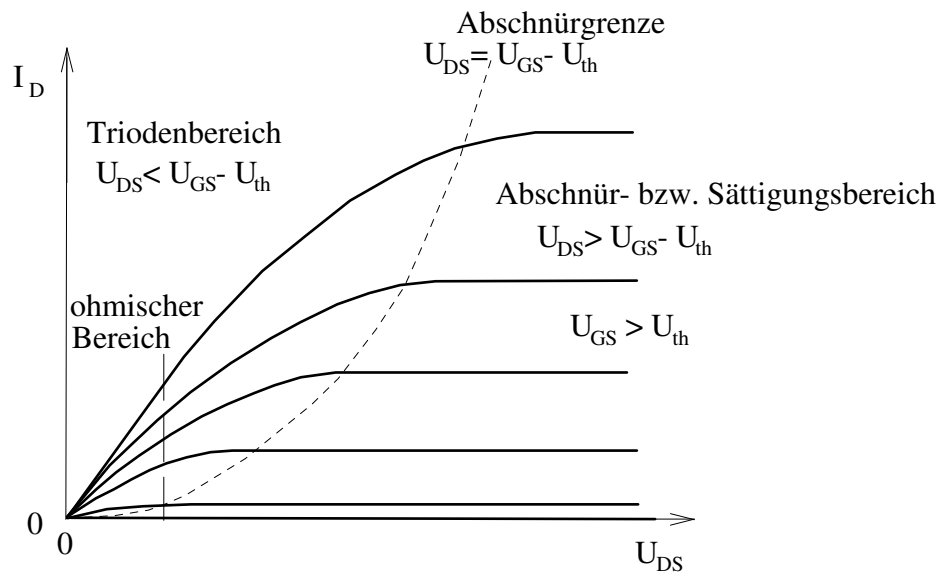


Bild 7.5
das Ausgangskennlinienfeld eines MOSFET

Im Triodengebiet wird das Verhalten des Transistors aufgrund theoretischer Überlegungen durch die Gleichung

$$I_D = K \left[(U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right] \quad \text{beschrieben, wobei} \quad K = \mu \cdot C'_{GK} \frac{b}{l} \text{ ist}$$

mit μ = Ladungsträgerbeweglichkeit,

C'_{GK} = Kapazität des Gates gegenüber dem Kanal pro Flächeneinheit,

l = Kanallänge und b = Kanalbreite, jeweils in Flußrichtung des Stroms.

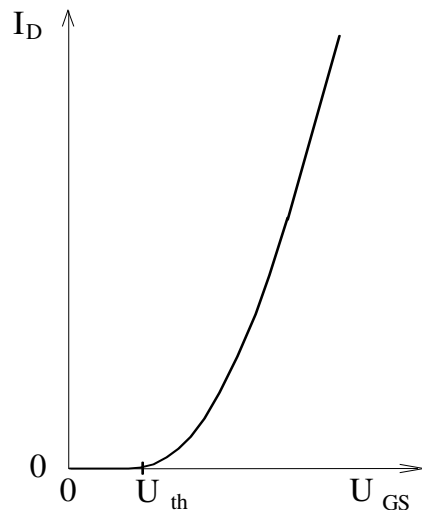
K beträgt beispielsweise bei einem Standard-NMOS-Prozeß mit 0,1 μm Oxiddicke 20 $\mu\text{A}/\text{V}^2$.

Bei kleinem U_{DS} kann der zweite Term in obiger Gleichung vernachlässigt werden. Man erhält

$$I_D \approx K(U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS}$$

als Kennliniengleichung im ohmischen Bereich und damit auch den Widerstand

$$r_{DS} = \frac{U_{DS}}{I_D} \approx \frac{1}{K(U_{GS} - U_{th})}$$



Diese Verhältnisse werden durch Bild 4.2 bestätigt.

Bei der Spannung $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$ wird nach höheren Spannungen hin der Kanal abgeschnürt. An der Abschnürgrenze ergibt sich so nach obiger Gleichung der Sättigungsstrom

$$I_D = \frac{1}{2} K (U_{GS} - U_{th})^2$$

der quadratisch von der Steuerspannung U_{GS} abhängt und nicht mehr von U_{DS} beeinflusst ist. Der Transistor verhält sich dann also wie eine ideale Stromquelle.

Bild 7.6

Steuerkennlinie $I_D = f(U_{GS})$ im Abschnürbereich

Neben dem beschriebenen n-Kanal-Anreicherungstyp gibt es auch einen sogenannten Verarmungstyp (*Depletion type*). Dieser hat einen (hier : n-) dotierten Kanal, so daß bereits bei $U_{GS} = 0$ ein Drainstrom I_{DSS} (= Drainstrom bei Gate-Source-Kurzschluß) fließen kann. Dieser Drainstrom ist auch annähernd der Strom im Arbeitspunkt. Bei ausreichend negativer Spannung U_{GS} wird der Drainstrom zu null, nämlich dann, wenn die Schwellspannung U_{th} unterschritten wird. Ansonsten ist der Wirkungsmechanismus genau derselbe wie oben beschrieben.

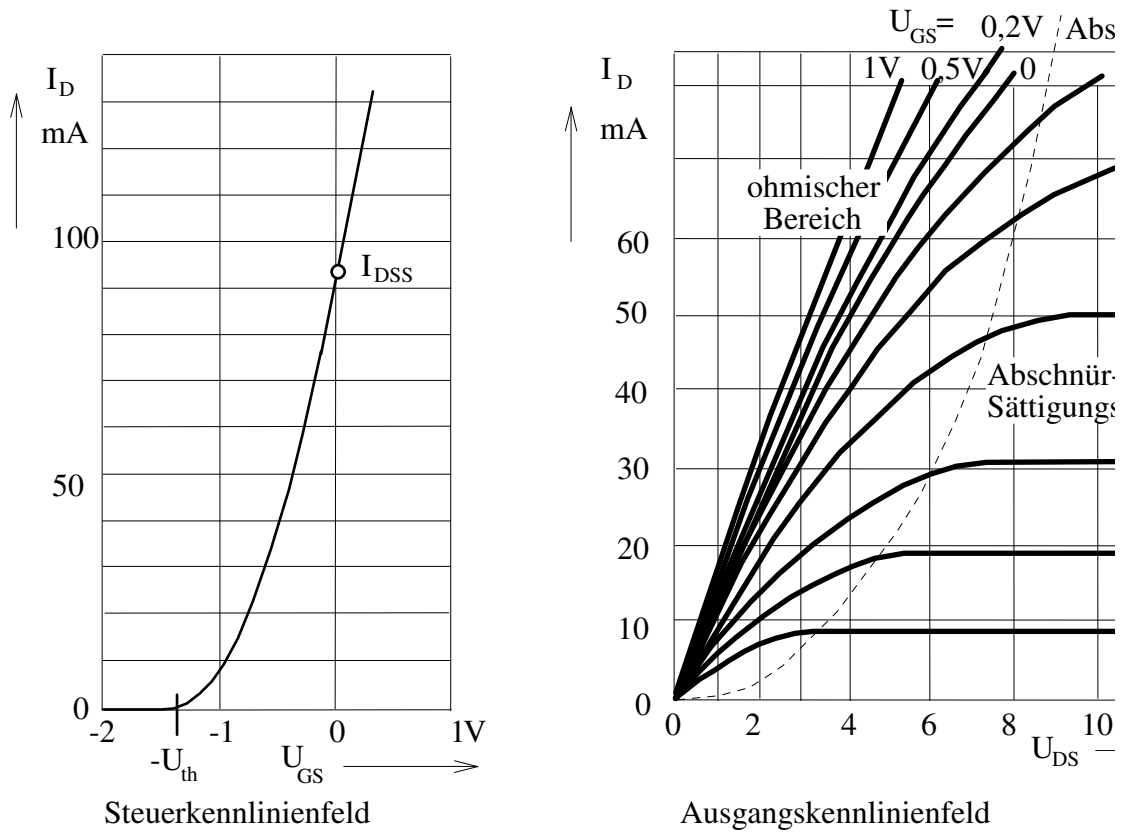


Bild 7.7 Typische Kennlinien eines Feldeffekttransistors (hier: selbstleitender n-Kanal-Typ)

Selbstverständlich sind diese Transistoren auch in komplementärer Ausführung möglich, also mit p-Kanal. So gibt es vier verschiedene MOSFETs, die aber anhand ihres Schaltzeichens eindeutig unterscheidbar sind:

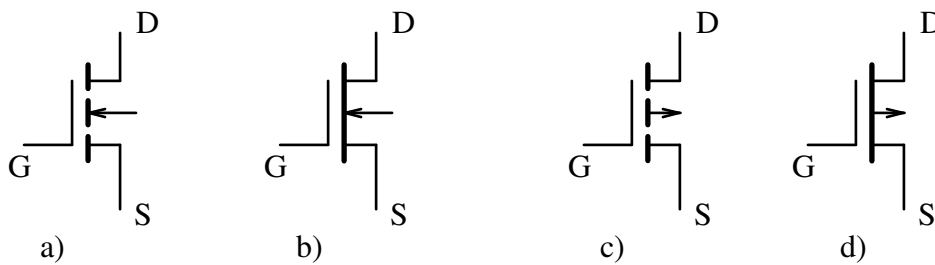


Bild 7.8 Schaltzeichen für MOSFETs und ihre üblichen Betriebsspannungen
 a) NMOS-Transistor, Anreicherungstyp (U_{DS} positiv, U_{GS} positiv)
 b) NMOS-Transistor, Verarmungstyp (U_{DS} positiv, U_{GS} negativ oder um 0V)
 c) PMOS-Transistor, Anreicherungstyp (U_{DS} negativ, U_{GS} negativ)
 d) PMOS-Transistor, Verarmungstyp (U_{DS} negativ, U_{GS} positiv)

7.2 Der Sperrschicht-FET

Andere Bezeichnungen für dieses Bauteil sind: pn-FET, junction-FET oder JFET. Die Isolation zwischen Gate und Kanal wird hier von einem gesperrten pn-Übergang

gebildet. So besteht beispielsweise beim n-Kanal JFET das Gate aus p-dotiertem Material, das negativ gegen Drain und Source vorgespannt sein muß.

In der Regel ist das Substrat intern mit dem Gate verbunden, um dessen Wirkung zu unterstützen. Je nach Höhe der Sperrspannung am pn-Übergang zwischen Gate und Kanal bildet sich eine an Ladungsträgern verarmte Schicht aus, die verschieden weit in den Kanal hineinreicht und nichtleitende Bereiche schafft. Da der ohmische Widerstand des Kanals - abgesehen vom Dotierungsgrad - von Länge und Querschnitt abhängt, ist so der Widerstand durch Verändern der Größe der „Verarmungs“-Regionen steuerbar. Der aufgrund der angelegten Drain-Source-Spannung U_{DS} fließende Drainstrom I_D ändert sich entsprechend. Das Gate kann derart negativ (gegen Source) gemacht werden, daß der Kanal völlig abgeschnürt wird. Die hierbei erforderliche Gate-Source-Spannung U_{GS} wird als Abschnürspannung U_p (*pinch-off voltage*) bezeichnet.

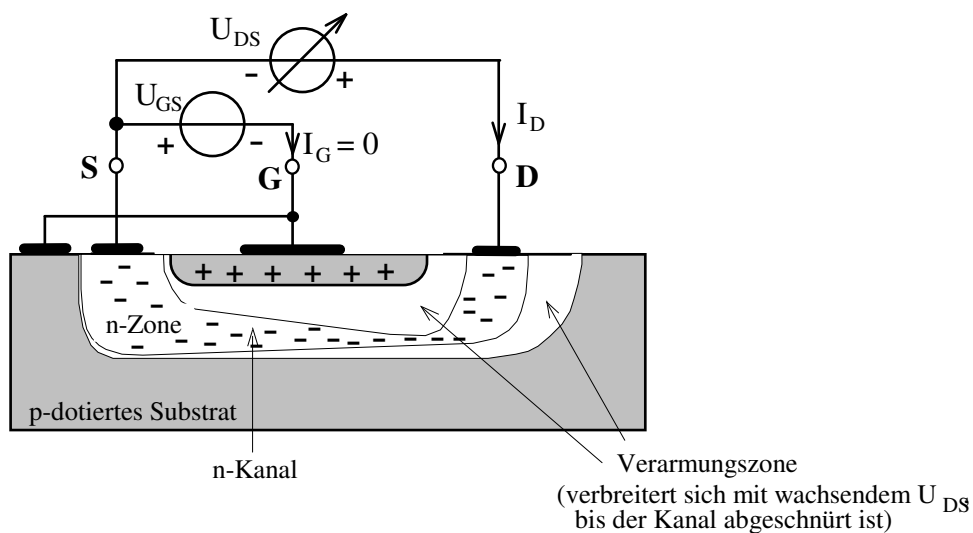


Bild 7.9
Aufbau eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors
(n-Kanal-Typ)

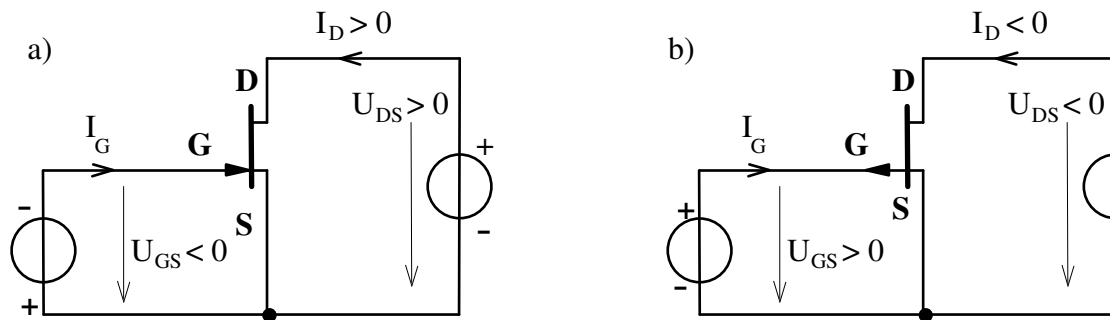
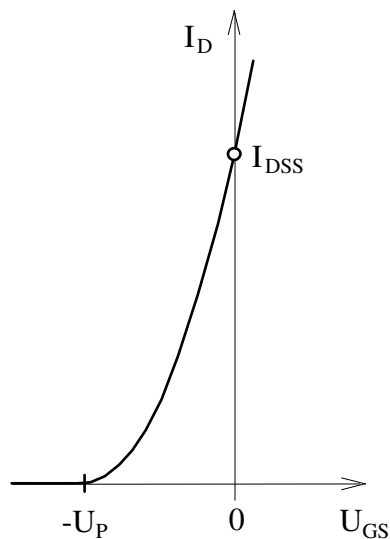


Bild 7.10 Schaltsymbole der Sperrschicht-FETs und normale Spannungsversorgung

- a) beim n-Kanal-Typ
- b) beim p-Kanal-Typ

Andererseits ist auch die Spannung U_{DS} nicht ohne Einfluß auf den Kanalquerschnitt und damit dessen Leitfähigkeit. Wegen des ohmischen Charakters des Kanals herrscht in ihm ein Potentialgefälle. Beim n-Kanal-JFET mit der üblichen Spannungsversorgung gemäß Bild 7.9 und 7.10 sind die drainnahen Gebiete des Kanals wesentlich positiver gegenüber dem Gate als diejenigen in der Nähe der Source. Am Drain herrscht daher auch eine höhere Sperrspannung gegenüber dem Gate, die sich durch eine breitere Verarmungszone bemerkbar macht. So kann sich der Kanal bei $U_{GS} = 0$ auch selbst einschnüren, falls eine entsprechend hohe Spannung U_{DS} auftritt. In diesem Fall ist das so zu verstehen, daß einer Stromzunahme bei Erhöhung von U_{DS} ein höherer Kanalwiderstand entgegengesetzt wird, so daß der Kanalstrom praktisch konstant bleibt. Bei kleinen Drain-Source-Spannungen dagegen, bei denen noch kein nennenswerter Einfluß auf den Kanalquerschnitt entsteht, sind U_{GS} und I_D wie bei einem ohmischen Widerstand linear voneinander abhängig. Hier tritt U_P , die Abschnürspannung, an die Stelle der Schwellenspannung des IGFET, so daß sich beispielsweise als charakteristische Gleichung für den Drainstrom im Abschnürbereich

$$I_D \approx \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 \quad \text{bzw.} \quad I_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \quad \text{ergibt.}$$



Das Steuerkennlinienfeld besteht praktisch nur aus einer Linie, die für den gesamten

Abschnür- bzw. Sättigungsbereich des Ausgangskennlinienfeldes gültig ist. Sie ist einerseits durch den bei $U_{GS} = 0$ fließenden maximalen Drainstrom I_{DSS} gekennzeichnet, andererseits durch die Abschnürspannung U_P , bei der der Drainstrom verschwindet (in der Praxis: bei Rückgang von I_D auf etwa 1 % von I_{DSS}).

Bild 7.11
Steuerkennlinie des JFET (n-Kanal)

Eine Eingangskennlinie wie beim bipolaren Transistor gibt es hier nicht. Die Source-Gate-Strecke wird stets in Sperrichtung betrieben und läßt daher nur einen minimalen Sperrstrom im nA-Bereich fließen, der allerdings stark temperaturabhängig ist. Der Eingangswiderstand r_{GS} liegt damit bei $10^{10} \dots 10^{12} \Omega$. Daneben tritt eine Eingangskapazität C_{GS} zwischen Gate und Source auf, die im allgemeinen 2 ... 10 pF (bei Leistungs-FETs sehr viel mehr!) beträgt und zum Eingangswiderstand r_{GS} parallel liegt. Bereits bei tiefen Frequenzen (um 10 Hz) überwiegt ihr Einfluß bei der resultierenden Eingangsimpedanz! Trotzdem ist die Eingangsimpedanz eines FET auch bei hohen Frequenzen noch weit höher als die eines bipolaren Transistors. Während bei den Sperrschicht-FETs nur Gatespannungen jeweils einer Polarität vorkommen dürfen, da die Gate-Kanal-Diode stets gesperrt sein soll, sind die Gatespannungen bei Isolierschicht-FETs dieser Beschränkung nicht unterworfen, da das Gate in jedem Falle isoliert ist. In diesem Zusammenhang soll erwähnt werden, daß die Anschlüsse eines Feldeffekttransistors stets solange gegeneinander kurzgeschlossen sein müssen, bis der Transistor in eine Schaltung eingelötet ist! Alle Gegenstände, die vor und während des Einbaus mit dem FET in Berührung kommen, sollten geerdet sein. Diese Vorsichtsmaßnahmen sind erforderlich, da sich das Gate wegen seiner kleinen Kapazität und guten Isolation (bei IG-FETs ist $r_{GS} = 10^{12} \dots 10^{15} \Omega$!) leicht auf sehr hohe Spannungen statisch auflädt. Dies führt dann zu einem Durchschlagen der Isolier- oder Sperrschicht und damit zu einer Zerstörung des Bauelements.

7.3 Kenngrößen und Ersatzschaltbilder

Die wesentlichen Kenngrößen im Hinblick auf die Verstärkereigenschaften sind:

Der Koeffizient der gesteuerten Einströmung (= **Steilheit**) S oder g_m

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \quad \text{bei } U_{DS} = \text{const}$$

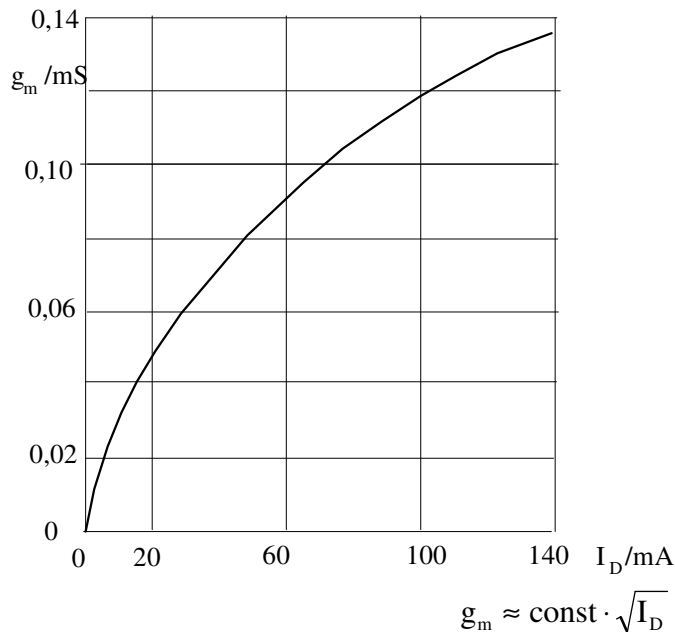
Diese Definition knüpft unmittelbar an die der entsprechenden Größe bei bipolaren Transistoren an und kann wie dort aus der Steigung der Steuerkennlinie ermittelt werden. Man erhält aus der oben angegebenen Gleichung im Abschnürbereich, dem eigentlichen Arbeitsbereich des FET

$$\text{für den IGFET } g_m \approx K(U_{GS} - U_{th}) = \sqrt{2K} \cdot \sqrt{I_D}$$

$$g_m \approx 2 \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) \left(-\frac{1}{U_P}\right) = \frac{2\sqrt{I_{DSS}}}{U_P} \sqrt{I_D}$$

und für den JFET

Die Steilheit läßt sich somit aus den leicht meßbaren Werten U_{th} bzw. I_{DSS} und U_P für jeden beliebigen Arbeitspunkt angeben. Interessant ist dabei, daß die Steilheit mit wachsendem Drainstrom zunimmt



$$g_m \approx \text{const} \cdot \sqrt{I_D}$$

und zwar mit der Wurzel aus dem Drainstrom. Den Arbeitspunkt wird man daher in ein Gebiet hohen Drainstroms verlegen (meist bedingt das aber dann einen eingeschränkten Aussteuerungsbereich!).

Bild 7.12

Steilheit eines MOSFET in
Abhängigkeit vom Drainstrom
(mit Zahlenbeispiel)

Der (ausgangsseitige) Innenwiderstand bzw. **Ausgangswiderstand** r_{DS}

$$r_{DS} = \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} \quad \text{bei } U_{GS} = \text{const}$$

Er kann der Steigung der entsprechenden Kennlinie im Ausgangskennlinienfeld entnommen werden und entspricht der Größe r_{CE} beim bipolaren Transistor. Im üblichen Betriebsbereich - dem Abschnürbereich - erhält man für r_{DS} Werte von einigen $k\Omega$ bis einigen $100 k\Omega$.

Tatsächlich besitzen die Kennlinien im Ausgangskennlinienfeld eine geringe Neigung, die daher rührt, daß bei steigender Drain-Source-Spannung eine Kanalverkürzung eintritt und damit eine leichte Stromzunahme.

Damit folgt das Ersatzschaltbild für niedere Frequenzen

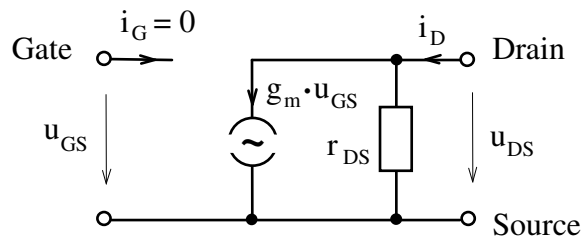


Bild 7.13 Vereinfachtes Ersatzschaltbild des FET (r_{GS} kann wegen $r_{GS} \rightarrow \infty$ entfallen)

Bei höheren Frequenzen müssen die Kapazitäten - insbesondere die vom Gate gegen Source und gegen Drain - berücksichtigt werden, da sie Nebenschlüsse darstellen bzw. rückkoppelnd wirken. Das dann gültige erweiterte Ersatzschaltbild soll mit den Daten eines Hochfrequenz-FET angegeben werden, um die Größenverhältnisse der Kapazitäten zu verdeutlichen.

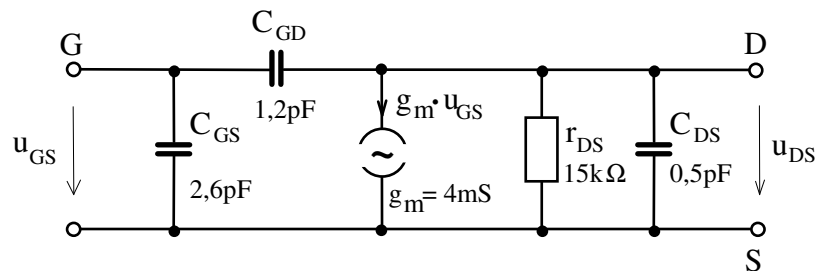
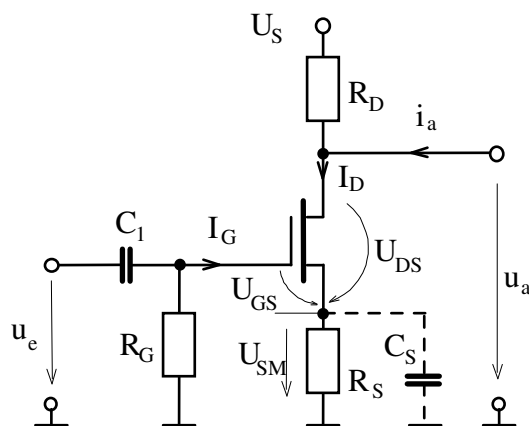


Bild 7.14 Ersatzschaltbild für Frequenzen bis etwa 50 MHz

7.4 Die Sourceschaltung



Sie entspricht der Emitterschaltung und zeigt daher auch die gleiche Konfiguration der Bauelemente. Allerdings muß hierbei zwischen selbstleitenden und selbstsperrenden FETs unterschieden werden. Beispiele:

Bild 4.15

Sourceschaltung mit selbstleitendem FET und Gatevorspannungserzeugung mittels Sourcewiderstand

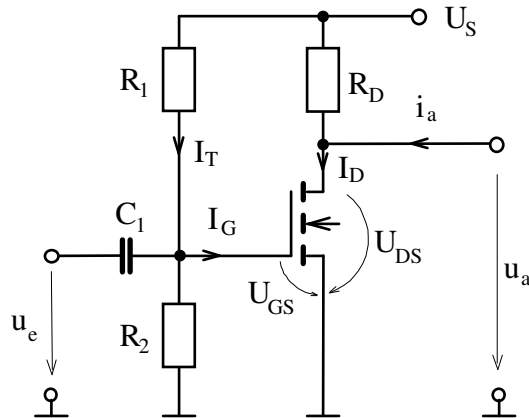


Bild 4.16

Sourceschaltung mit selbstsperrendem FET und Gatevorspannungserzeugung mittels Spannungsteiler

Die Schaltung gemäß Bild 7.15 soll anhand ihres Ersatzschaltbildes näher untersucht werden.

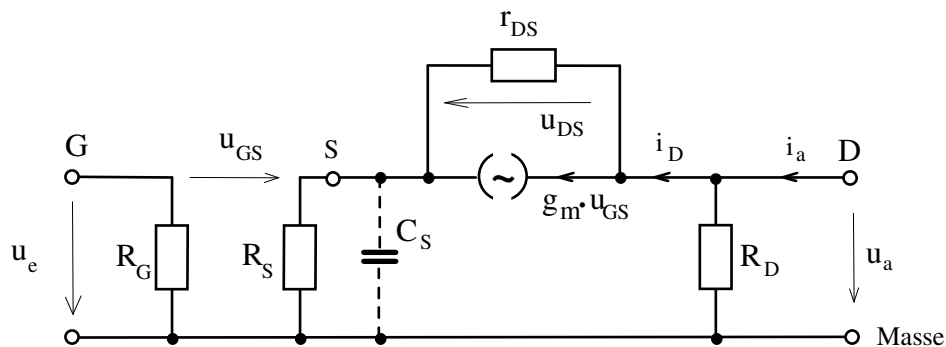


Bild 7.17 Ersatzschaltung zu Bild 7.15

Das Ersatzschaltbild ist - abgesehen von der andersartigen Bezeichnung der Bauelemente - identisch mit dem der früher dargestellten Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung. Die dort hergeleiteten Formeln haben daher auch hier ihre Gültigkeit. So ergibt sich bei der Source-Grundschialtung (R_S durch C_S kurzgeschlossen oder nicht vorhanden):

$$A_u = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{g_m r_{DS} R_D}{r_{DS} + R_D} = -g_m (r_{DS} \parallel R_D) \approx -g_m R_D$$

wegen $r_{DS} \gg R_D$. Außerdem ergeben sich analog: $r_e = R_G$ und $r_a = r_{DS} \parallel R_D \approx R_D$
Bei wirksamer Stromgegenkopplung über R_S folgen dagegen:

$$A_{uf} = -\frac{g_m r_{DS} R_D}{r_{DS} + R_D + R_S (1 + g_m r_{DS})} \quad r_e = R_G$$

$$r_a = R_D \parallel (r_{DS} + R_S + R_S g_m r_{DS})$$

Beispiel: Mit dem n-Kanal-IGFET BSS 139 soll eine Sourceschaltung dimensioniert werden. Daten: $U_S = 20 \text{ V}$, $U_{DS} = 10 \text{ V}$, $U_{GS} = -0,8 \text{ V}$
Aus dem Kennlinienfeld des Transistors kann der Drainstrom I_D für den angegebenen Arbeitspunkt zu 19 mA bestimmt werden. Damit folgt aus dem Schaltbild (Bild 7.15) und der Gleichung $I_D = -I_S$

$$I_D \cdot (R_D + R_S) + U_{DS} = U_S$$

$$\cdot R_D + R_S = \frac{U_S - U_{DS}}{I_D} = \frac{20\text{V} - 10\text{V}}{19\text{mA}} \approx 526\Omega$$

Andererseits wird U_{GS} durch den Spannungsabfall an R_S erzeugt, da der Gatestrom wegen $I_G \approx 0$ an R_G keine Gatevorspannung hervorrufen kann. Es muß also gelten:

$$U_{GS} = I_S R_S = -I_D R_S$$

$$R_S = -\frac{U_{GS}}{I_D} = -\frac{-0,8\text{V}}{19\text{mA}} \approx 42\Omega$$

Damit liegen die Beschaltungswiderstände fest:
 $R_S = 43\Omega$, $R_D = 470\Omega$

Für R_G ist ein möglichst hoher Wert (z.B. $1 \text{ M}\Omega$) einzusetzen.

Die für die Verstärkereigenschaften typischen Kenngrößen g_m und r_{DS} können aus dem Kennlinienfeld ermittelt oder einfach aus den Diagrammen (siehe Anhang) entnommen werden. Sie ergeben sich zu

$$g_m \approx 46 \text{ mS} \quad r_{DS} \rightarrow \infty$$

Für mittleren und hohe Frequenzen (R_S ist durch C_S kurzgeschlossen) folgt damit

$$A_u \approx -46 \text{ mS} \cdot 470\Omega = -21,62 \quad \text{und } r_a \approx 2 \text{ k}\Omega$$

Da offensichtlich $R_D \ll r_{DS}$, können die vereinfachten Formeln gewählt werden.

Die Spannungsverstärkung mit gegenkoppelndem R_S beträgt $A_{uf} \approx -11,9$
Es ist daher nicht notwendig, einen Kondensator C_S einzusetzen. Bei höheren

Verstärkungen oder größeren Sourcewiderständen errechnet sich das dann erforderliche C_S ebenso wie bei der analogen Emitterschaltung.

Die anderen Schaltungsarten des FET entsprechen denen des Bipolartransistors, wobei die Gateschaltung keine praktische Bedeutung hat. Die Drainschaltung oder der Sourcefolger hat auch hier den höchsten Eingangswiderstand (dem aber eine Gate-Source-Kapazität parallelgeschaltet ist!), während seine Spannungsverstärkung deutlich kleiner als 1 ist.

7.5 Vergleich der Transistorarten

In den vorhergehenden Abschnitten wurde nur ein Teil der grundlegenden Transistoreigenschaften angesprochen. Es gibt weitere Merkmale, die bei der Anwendung dieser Halbleiter entscheidenden Einfluß haben können. Einen Anhalt hierfür soll die folgende Zusammenstellung geben:

a) Spannungsverstärkung

Bipolare Transistoren ergeben in der Regel erheblich höhere Spannungsverstärkungen pro Stufe. Allerdings wird dieser Vorteil gegenüber FETs dadurch abgeschwächt, daß die Verstärkung durch den relativ niederohmigen Eingangswiderstand einer folgenden Stufe herabgesetzt wird. Schaltungen mit FETs haben dagegen so hochohmige Eingangswiderstände, daß pro Stufe immer mit der Leerlaufverstärkung gerechnet werden kann. Die Verstärkung selbst ist stark vom Lastwiderstand abhängig. Die folgende Tabelle zeigt ein typisches Beispiel für eine FET-Verstärkerstufe (mit $U_S = 24 \text{ V}$, $U_{DS} = 12 \text{ V}$):

I_D (mA)	g_m (mS)	r_{DS} (kΩ)	R_D (kΩ)	P_{amax} (mW)	A_u
7,8	2,3	3	1,5	47	2,9
5,3	2,3	15	2,2	32	4,4
3,4	1,9	29	3,6	20	6,4
1,7	1,35	69	6,8	10	9,5
0,46	0,80	210	27	2,7	20,8
0,19	0,47	506	62	1,1	29
0,10	0,30	920	120	0,6	31

Ähnliche Zusammenhänge zeigen auch die Schaltungen mit bipolaren Transistoren.

b) Ausgangsleistung

Im Prinzip erhält man mit niederohmigen Lastwiderständen die größten Ausgangsleistungen (siehe obige Tabelle). Mit FET sind ebenso große Leistungen wie mit bipolaren Transistoren möglich (bis 100 W pro Transistor). Betreibt man die Transistoren jedoch als Schalter, ist der MOSFET wegen spezieller Kanalstrukturen, die in durchgeschaltetem Zustand nur mΩ betragen, bei mittleren Leistungen überlegen. Nur bei gleichzeitig hoher Sperrspannung ist der bipolare Transistor vorzuziehen.

c) Obere Grenzfrequenz

Feldeffekttransistoren können nach heutigem Stand der Technik bis etwa 1 GHz eingesetzt werden, wobei diese Frequenzgrenze hauptsächlich durch die Länge des Kanals bestimmt wird.

Mit bipolaren Transistoren sind Verstärker und Oszillatoren bis über 20 GHz möglich, wobei allerdings die Leistungen mit wachsender Frequenz zurückgehen.

d) Aussteuerbereich

Wegen der stark gekrümmten Eingangskennlinie können bipolare Transistoren (ohne Gegenkopplung) nur mit kleinen Spannungsamplituden angesteuert werden, da sonst erhebliche nichtlineare Verzerrungen im Ausgangssignal auftreten.

Feldeffekttransistoren erlauben dagegen 10 ... 25-fach größere Amplituden bei gleichem Klirrfaktor !

Besonders spannungsfeste bipolare Transistoren erlauben Ausgangsamplituden von mehreren 100 Volt.

e) Eingangsimpedanz

Feldeffekttransistoren haben sehr hohe Eingangsimpedanzen. Sie lassen sich daher leistungslos steuern.

Bipolare Transistoren besitzen dagegen den Nachteil kleiner Eingangsimpedanzen und eines erheblichen Bedarfs an Steuerleistung.

f) Steuerungsmöglichkeiten

Mit bipolaren Transistoren können nur beschränkt regelbare Stufen aufgebaut werden, da nur eine Elektrode für Steuerzwecke zur Verfügung steht. Feldeffekttransistoren bieten dagegen eine zusätzliche Steuerelektrode - das Substrat (Bulk) - oder bei einigen Typen ein zweites Gate. Damit kann die Steilheit (= Verstärkung!) des

Transistors in weiten Grenzen geregelt oder ein zweites Signal zwecks multiplikativer Mischung zugeführt werden.

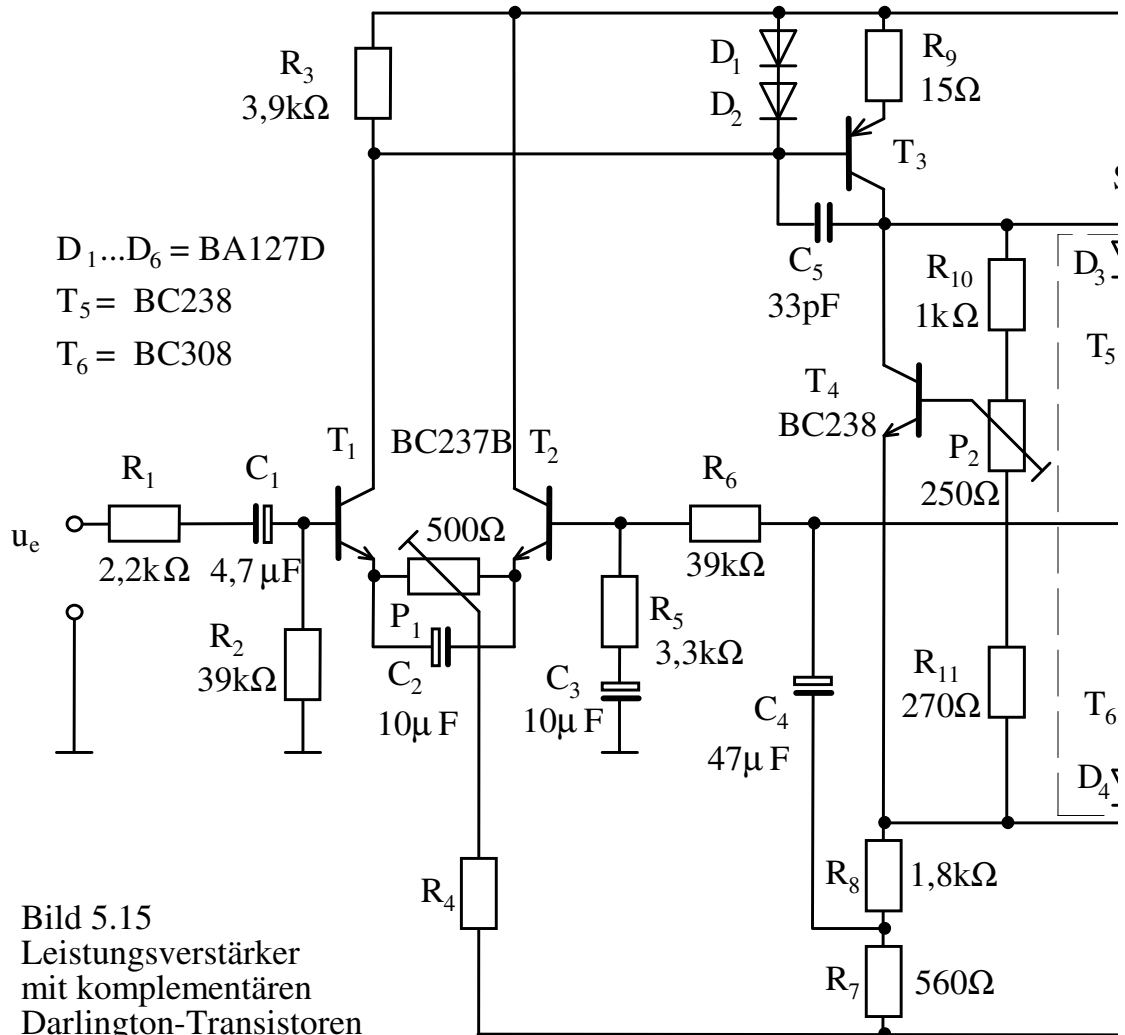


Bild 5.15
 Leistungsverstärker
 mit komplementären
 Darlington-Transistoren