

2 Bipolartransistoren

Transistoren sind zurzeit die wichtigsten Bauelemente der Elektronik. Sie werden zur Verstärkung von Signalen und als Schalter benutzt.

Das Wort „Transistoren“ ist eigentlich ein Sammelbegriff für verschiedene Transistortypen. Sie unterscheiden sich durch den internen Aufbau (Zonenfolge) und Wirkungsweise (Strom-/Spannungsteuerung):

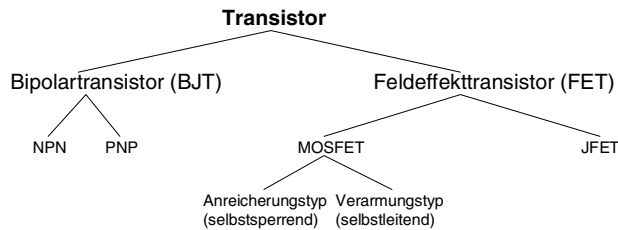


Bild 2-1: Gliederung der verschiedenen Transistorfamilien.

Bei Bipolartransistoren findet der Stromfluss im Transistor statt, indem ein Minoritätsträgerstrom einen Majoritätsträgerstrom steuert. Für den Stromfluss sind also Ladungsträger beider Polarität beteiligt, im Gegensatz zum Feldeffekttransistor (Unipolartransistor).

Die Transistoren lassen sich daher in zwei grobe Klassen aufteilen:

- Bipolartransistoren (Bipolar Junction Transistor, BJT)
- Feldeffekttransistoren (Field Effect Transistor, FET)

Beide Klassen haben ihre speziellen Eigenschaften, die in der Praxis gezielt ausgenutzt werden. Bipolartransistoren haben als einzelnes Bauelement jedoch einen viel höheren Verbreitungsgrad als Feldeffekttransistoren.

Feldeffekttransistoren werden zum grössten Teil in digitalen ICs verwendet (Prozessoren, PLD, etc.). Für spezielle Anwendungen werden FET aber auch als Einzelbauteile verwendet.

Ziel der Einführung soll sein, einen Einblick in Aufbau und Wirkungsweise von Bipolartransistoren zu erhalten. Dabei stehen die elementaren theoretischen Grundlagen, Modelle, Grundsaltungen als Verstärker, die konkrete Dimensionierung des Arbeitspunktes im Vordergrund.

2.1 Aufbau (Bipolartransistor)

Standardmässig versteht man unter einem "Transistor" einen Bipolartransistor. Bei Bipolartransistoren sind am Stromfluss sowohl Elektronen wie auch Löcher beteiligt. Deshalb der Name "Bipolar".

Ein Bipolartransistor ist ein Dreischicht-Halbleiterbauelement mit einer NPN- oder PNP-Zonenfolge.

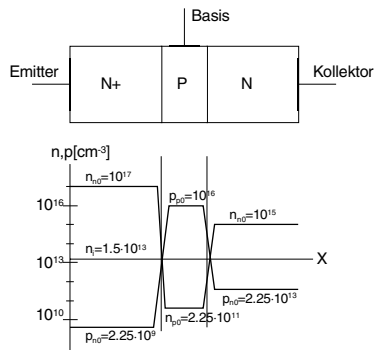


Bild 2-2: Schematischer Querschnitt durch einen NPN-Transistor mit zugehöriger Ladungsträgerdichteverteilung.

Quelle: [THO76]

Diese Zonenfolge verkörpert im Prinzip zwei Dioden. Allerdings ist diese Anschauung nur beschränkt richtig, da die Basisschicht sehr dünn ist ($< 2\mu\text{m}$, kleiner als die mittlere Weglänge eines freien Elektrons).

Deshalb kann der grösste Teil der Ladungsträger direkt vom Emitter zum Kollektor wandern, ohne in der Basisschicht zu rekombinieren. Aus diesem Grund kann beispielsweise ein Transistor nie aus zwei Dioden zusammengesetzt werden.

In der Praxis werden Transistoren mit NPN- und PNP-Zonenfolgen benutzt. Man spricht hierbei einfacherweise nur von NPN- oder PNP-Transistoren. Das es sich hierbei um Bipolartransistoren handelt, bedarf keiner weiteren Erläuterung.

Die Schaltzeichen und Polaritäten sind:

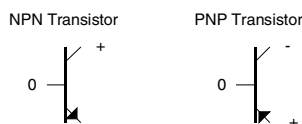
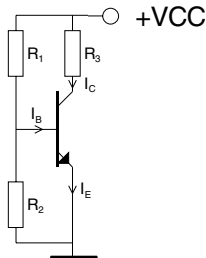


Bild 2-3: Schaltzeichen nach DIN für Bipolartransistoren.

Die Polaritäten an den Anschlüssen zeigen den Betrieb als Verstärker.
 Quelle: [THO76]

2.2 Funktionsweise

Der Transistoreffekt beruht aus der Idee, mit einem Minoritätsträgerstrom I_B einen Majoritätsträgerstrom I_C zu steuern. Das heisst, mit einem kleinen Steuerstrom an der Basis einen grossen Kollektorstrom zu steuern.



Material	Majoritätsträger	Minoritätsträger
N	Elektronen	Löcher
P	Löcher	Elektronen

Bild 2-4: Prinzipschaltbild Transistorverstärkers mit Strompfeilen.

Wird der Basis-Emitter-PN-Übergang in Durchlassrichtung gepolt, werden Löcher in die Basis emittiert. Gleichzeitig wandern Elektronen aus der Basis zum Emitter. Der Löcherstrom ist jedoch wegen der viel höheren Dotierung des Emitters wesentlich grösser als der Elektronenstrom aus der Basis zum Emitter.

Weil die Basisschicht wesentlich dünner ist als die mittlere Weglänge eines freien Elektrons, wandert der grösste Teil der Löcher durch die Basisschicht direkt zum Kollektor (bis ca. 99%). Der Rest rekombiniert mit den Majoritätsträgern in der Basis.

Erkenntnis:

Vom Emitterstrom fliesst also etwa 99% zum Kollektor und nur etwa 1% zur Basis. Trotz in Sperrichtung gepolter Basis-Kollektor-PN-Überganges können die vom Emitter in die Basis injizierten Minoritätsträger praktisch ungehindert zum Kollektoranschluss abwandern (Transistoreffekt).

Somit kann der Kollektorstrom formal beschrieben werden:

$$I_C = AI_E + I_{CB0} \approx AI_E \quad (2.1)$$

I_C : Kollektorstrom
 I_E : Emitterstrom
 A : Gleichstromverstärkung der Basisschaltung (≈ 0.99)
 I_{CB0} : Reststrom durch die Kollektor - Basisdiode

Der Sperrstrom I_{CB0} durch die Kollektor-Basisdiode ist wesentlich kleiner gegenüber dem Stromanteil AI_E . Er kann in den meisten Fällen vernachlässigt werden.

In den meisten Fällen interessiert aber die Stromverstärkung in Emitterschaltung, d.h. um welchen Faktor der Kollektorstrom grösser als der Basisstrom ist:

$$H_{FE} = B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{A}{1 - A} \quad H_{FE}, B: \text{Gleichstromverstärkung der Emitterschaltung} \quad (2.2)$$

resp.

$$A = \frac{H_{FE}}{H_{FE} + 1} \quad (2.3)$$

Wenn man über den Gleichstromverstärkungsfaktor eines Transistors spricht, so versteht man implizit das Verhältnis I_C/I_B , als H_{FE} oder B . Soll eine Aussage zum Faktor der Basisschaltung gemacht werden, so wird dies explizit mit $A=..$ formuliert. Verwechslungen sind praktisch unmöglich, da A typischerweise um 0.99 liegt und B im Bereich 20..ca.800.

Wichtig:

Die Gleichstromverstärkung H_{FE} ist nicht zu verwechseln mit der Wechselstromverstärkung h_{fe} (auch β , h_{21e}), die oft in Datenblätter explizit ausgewiesen wird. Die Wechselstromverstärkung ist in der Regel etwas grösser, aber in der gleichen Grössenordnung.

2.2.1 Betriebszustände

Je nach Polarität der 3 Anschlüsse am Transistor werden verschiedene Betriebszustände unterschieden. Man betrachtet dabei fünf möglichen Polaritätskombinationen, die mit den beiden Dioden möglich sind:

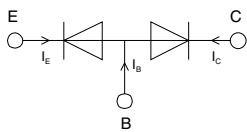


Bild 2-5: Diodenmodell eines NPN-Transistors zur Betrachtung der Polaritätsverhältnisse.

- a) Stromloser Zustand: Die Spannung an allen Anschlüssen ist 0V.
Dieser Zustand ist in der Praxis nicht weiter von Interesse.
- b) Aktiver Zustand: Emitterdiode leitend, Kollektordiode gesperrt.
Dies ist Betriebszustand für Verstärkeranwendungen.
- c) Gesättigter Zustand: Emitter- und Kollektordiode leitend.
Beim Einsatz des Transistors als Schalter verkörpert dies den durchgeschalteten Zustand.
- d) Gesperrter Zustand: Emitter- und Kollektordiode gesperrt.
Beim Einsatz des Transistors als Schalter verkörpert dies den gesperrten Zustand.
- e) Inverser Zustand: Emitterdiode gesperrt, Kollektordiode leitend.
Dieser Fall findet in Praxis kaum Anwendung, da keine Verstärkung im üblichen Sinn realisiert werden kann.

2.2.2 Bändermodell des Transistors

Wir zeigen nachfolgend das Bändermodell für die verschiedenen Betriebszustände. Wir halten dabei die Basisspannung auf 0V und verändern für die verschiedenen Zustände die Emitter-Basisspannung U_{EB} und die Kollektor-Basisspannung U_{CB} :

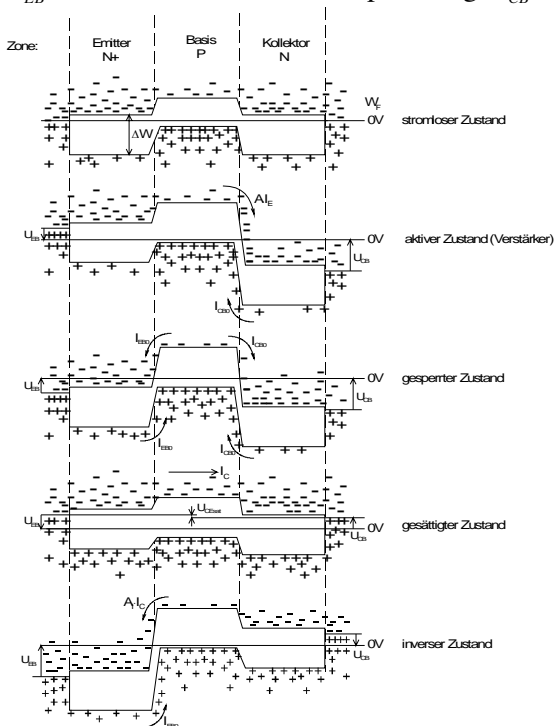


Bild 2-6: Bändermodell eines NPN-Transistors für die verschiedenen Betriebszustände.

Die Pfeile zeigen die Bewegungsrichtung der Ladungsträger:
- : Elektron
+ : positives Loch

Aktiver Zustand

Durch Anlegen einer Spannung $-U_{EB} = U_{BE}$ wird die Basis-Emitterdiode leitend. U_{CB} muss für diesen Fall grösser als U_{BE} sein. An der Kollektorsperrschicht fällt dann der grösste Teil der Elektronen am Potenzialberg U_{CB} ab. Der Kollektor sammelt die vom Emitter in die Basis injizierten Elektronen auf. Aufgrund der schwächeren Dotierung der Basis ist der Löcheranteil im Emitterstrom relativ klein, ebenso der Sperrstromanteil I_{CB0} .

Gesperrter Zustand

Es fließen nur die beiden Sperrströme I_{CB0} und I_{EB0} durch die Dioden.

Gesättigter Zustand

Beide Dioden sind im Durchlassbetrieb. Wegen der schwächeren Dotierung ist die Durchlassspannung U_{CB} der Kollektordiode kleiner als die der Emitterdiode U_{BE} . Durch das geringere Potenzialgefälle wird daher die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{CEsat} = U_{BE} - U_{CE} \approx 0.1V$.

Inverser Zustand

Prinzipiell sind hier Kollektor und Emitter im aktiven Betrieb vertauscht. Aufgrund der ungleichen Dotierung von Kollektor und Emitter resultiert hier aber eine schlechte Stromverstärkung, so dass diese Betriebsart für die Praxis keine Bedeutung hat.

Weil der Kollektor viel schwächer als der Emitter dotiert ist, eignet sich der Kollektor funktional schlecht als Emitter. In der leitenden Kollektor-Basisdiode überwiegt der Löcherstrom stark, da die Basis stärker dotiert ist. Die inverse Stromverstärkung A_I beschreibt den Bruchteil der Elektronen $A_I \cdot I_C$, die jetzt den als Kollektor wirkenden Emitter erreichen.

Weiter kann über der stark dotierten BE-Sperrschicht keine hohe Sperrspannung auftreten. In der Praxis ist ab ca. 5V mit einem Durchbruch zu rechnen.

2.3 Grundsaltungen

Wird der Transistor als Verstärker eingesetzt, so sind drei verschiedene Grundsaltungen möglich:

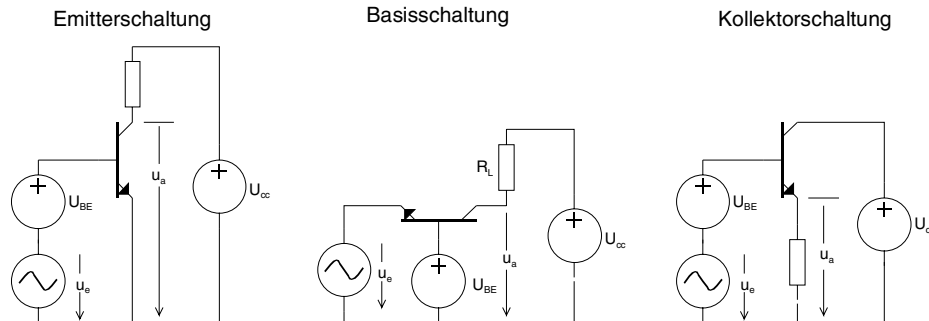


Bild 2-7: Drei Grundsaltungen sind den für Transistorverstärker möglich.

Der Name der Schaltung besagt, welcher Transistoranschluss **signalmässig an Masse** liegt.

Die drei Schaltungen unterscheiden sich hauptsächlich bezüglich Ein- / Ausgangswiderstände, erzielbare Strom und Spannungsverstärkung, sowie Grenzfrequenz.

Schaltung	Eingangswid. r_e	Ausgangswid. r_a	Stromverstärkung v_i	Spannungsverstärkung v_u	Grenzfrequenz f_g
Emitter	mittel	hoch	hoch	hoch	niedrig
Basis	klein	mittel	< 1	hoch	hoch
Kollektor	sehr hoch	niedrig	hoch	< 1	niedrig

Diese groben Aussagen werden in den entsprechenden Kapiteln mit konkreten Zahlen ergänzt. Es ist nicht sinnvoll zu viele Details bezüglich der Schaltungseigenschaften zu vermitteln, bevor das gleichstrommässige Verhalten und die Arbeitspunktdimensionierung behandelt wurde.

Je nach geforderten Eigenschaften der Verstärkerstufe wird die entsprechende Grundsaltung gewählt. Durch zusätzliche Schaltungsmassnahmen (z.B. Gegenkopplung) kann das Verhalten der Schaltung in grossen Bereichen beeinflusst werden.

Haupteinsatzgebiete Grundsaltungen liegen in den Bereichen:

Emitterschaltung

Allgemeiner Kleinsignalverstärker mit hoher Spannungs- und Stromverstärkung. Weniger geeignet für hohe Frequenzen und grössere Leistungen, sowie niederohmige Lasten.

Basisschaltung

Klassische HF-Verstärkerschaltung, da sie die höchste Grenzfrequenz aufweist, sowie eine gute Entkopplung zwischen Emitter und Kollektorkreis bietet. In DC- oder NF-Anwendungen wird die Basisschaltung selten verwendet, da sie einen kleinen Eingangswiderstand hat.

Kollektorschaltung (Emitterfolger)

Dies ist die typische Leistungsverstärkerstufe. Durch den kleinen Ausgangswiderstand können auch niederohmige Lastwiderstände verwendet werden. Sie wird vorwiegend als Impedanzwandler in Leistungsstufen, sowie für hochohmige Eingangsstufen eingesetzt.

2.4 Gleichstrommässiges Verhalten des Transistors

Die gleichstrommässige Betrachtung des Transistors bildet die Grundlage zur Gleichstromdimensionierung einer Transistorverstärkerstufe. Eine saubere Gleichstromdimensionierung ist Voraussetzung für ein gutes wechselstrommässiges Verhalten.

2.4.1 Gleichstromverstärkung

Man beschreibt mit der Gleichstromverstärkung H_{FE} den Zusammenhang, wie in Kap. 2.2 gezeigt:

$$I_C = H_{FE} \cdot I_B \qquad \text{Gleichstromverstärkung } H_{FE} \qquad (2.4)$$

Die Gleichstromverstärkung ist nicht konstant, sondern vor allem vom Kollektorstrom I_C und von der Temperatur abhängig. Sie hat typischerweise Minima für kleine und grosse Ströme:

DC current gain $h_{FE} = f(I_C)$
 $V_{CE} = 5 \text{ V}$ (common emitter configuration)

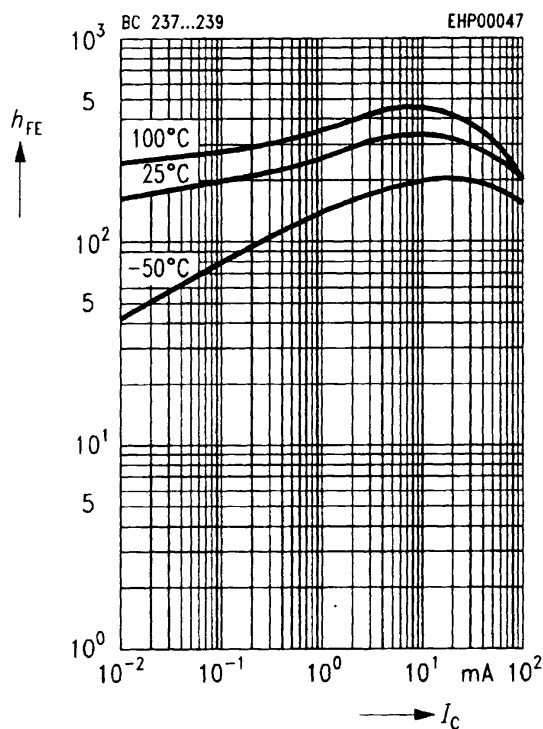


Bild 2-8: Gleichstromverstärkung H_{FE} (h_{FE}) in Abhängigkeit vom Kollektorstrom und der Temperatur.

Quelle:
 Siemens Einzelhalbleiter Datenbuch II, Auflage 3,1992

2.4.2 Shockley-Gleichung für den Transistor

Der bipolare Transistor ist grundsätzlich ein **stromgesteuertes Element**.

Mit der Shockley-Gleichung für den Transistor kann der Kollektorstrom I_C eines (idealen) Transistors in Abhängigkeit der Emitter-Basisspannung U_{BE} beschrieben werden:

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad \text{Shockley-Gleichung für den Transistor} \quad (2.5)$$

I_S verkörpert den Sättigungssperrstrom und n den Emissionskoeffizienten. In der Regel kann $n=1$ gesetzt werden, da die Basis-Emitterstrecke ein hoch dotierter PN-Übergang ist.

Aufgrund der Stromsteuerung wird diese Gleichung selten direkt verwendet. Sie dient hauptsächlich um einige der später verwendeten Zusammenhänge zu begründen.

2.4.3 Restströme am Transistor

Bei Si-Transistoren als Verstärker spielen Restströme in vielen Fällen keine Rolle, da das Verhältnis von Steuerstrom zu Reststrom sehr gross ist und der Reststrom den Steuerstrom nicht signifikant beeinflusst. Anders bei Ge-Transistoren, wo die Restströme, wie bei den Dioden, ca. 1000x grösser sind. Restströme werden also nur in speziellen Fällen näher untersucht und berücksichtigt.

Beim Einsatz des Transistors als Schalter können Restströme die Eigenschaften als quasi-idealer Schalter ungünstig beeinflussen und sind dementsprechend zu berücksichtigen.

Wie bei den Dioden, sind alle Restströme des Transistors temperaturabhängig und nehmen bei steigender Temperatur zu. Dabei gelten dieselben Zusammenhänge. Vor allem Transistoren mit grosser Sperrschichtfläche (Leistungs-transistoren) zeigen signifikante Restströme.

Bei einer näheren Betrachtung werden vor allem die Restströme I_{CB0} und I_{CE0} interessant. Die Bezeichnung " I_{CB0} " besagt, dass hier der Strom von C nach B bei offenem Emitter gemeint ist:

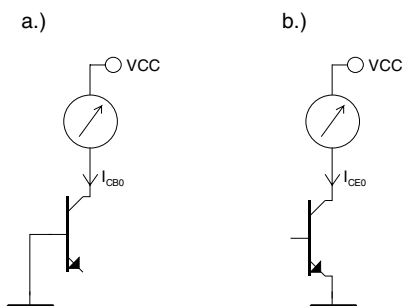


Bild 2-9: Messschaltungen für Restströme an Transistoren.

- a.) Messung von I_{CB0}
b.) Messung von I_{CE0}

Für Si-Kleinsignaltransistoren liegen Praxiswerte im für I_{CB0} im Bereich 1..10nA bei 20°C. Zwischen beiden Restströmen besteht der Zusammenhang über die Stromverstärkung:

$$I_{CB0} = \frac{I_{CE0}}{H_{FE} + 1} \quad \text{Restströme am Transistor} \quad (2.6)$$

$$I_C = H_{FE} I_B + (H_{FE} + 1) I_{CB0} = H_{FE} I_B + I_{CE0} \quad \text{Transistor} \quad (2.7)$$

Für eine konkrete Berechnung von I_{CB0} kann der Formelsatz aus dem Kapitel 1.3.1 verwendet werden. In Verstärkerschaltungen sorgt man durch geeignete Dimensionierung, dass der Einfluss der Restströme gegenüber den Steuerströmen vernachlässigbar wird.

2.4.4 Gleichstromersatzschaltbild

Das Gleichstromersatzschaltbild des Transistors dient Grundlage für sämtliche gleichstrommässigen Betrachtungen. Es stellt eine starke Vereinfachung des Transistormodells dar und dient dazu den Formelsatz für die Gleichstromdimensionierung zu begründen.

Das Gleichstromersatzschaltbild für den aktiven Betrieb (Verstärkerbetrieb) definieren wir:

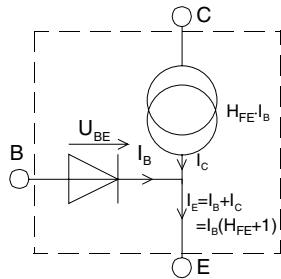


Bild 2-10: Gleichstromersatzschaltbild des Transistors für den Verstärkerbetrieb.

Die in Durchlassrichtung betriebene Basis-Emitterdiode wird durch die Spannung U_{BE} beschrieben. Der Kollektorstrom wird durch die gesteuerte Stromquelle $H_{FE} \cdot I_B$ modelliert.

Nun können wir unter Verwendung dieses Ersatzschaltbildes über einem Knoten-/ Maschenansatz den Arbeitspunkt eines beschalteten Transistors bestimmen. Der Arbeitspunkt wird durch den Kollektorgleichstrom ohne wechselstrommässige Aussteuerung verkörpert. Er ist das Kriterium für die DC-Dimensionierung jeder Verstärkerstufe.

Die Bestimmung des Arbeitspunktes betrachten exemplarisch am einstufigen Verstärkers in Emitterschaltung. Anhand dieser Rechnung werden konkrete Formeln für die Berechnung der Widerstände entwickelt.

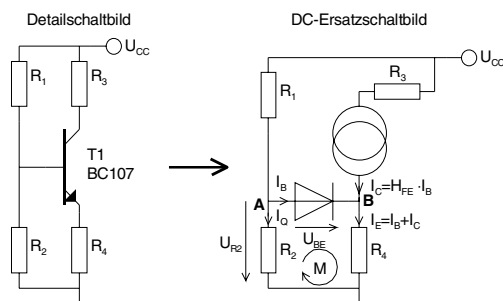


Bild 2-11: Ableiten des Gleichstromersatzschaltbildes der Gesamtschaltung.

Fragestellung: Wie gross wird der Kollektorstrom I_C , wenn die Widerstände R_1, \dots, R_4 , U_{BE} , H_{FE} und U_{CC} gegeben sind?

Die Masche M gilt:

$$U_{R2} = U_{BE} + I_E R_4 = U_{BE} + I_C R_4 \left(1 + \frac{1}{H_{FE}} \right) \quad \rightarrow \quad I_{R2} = I_Q = \frac{U_{BE} + I_C R_4 \left(1 + \frac{1}{H_{FE}} \right)}{R_2} \quad (2.8)$$

In Knoten A gilt:

$$I_{R1} = I_Q + I_B = \frac{U_{CC} - U_{R2}}{R1} \quad \rightarrow \quad I_Q = \frac{U_{CC} - \left(U_{BE} + I_C R_4 \left(1 + \frac{1}{H_{FE}} \right) \right)}{R1} - \frac{I_C}{H_{FE}} \quad (2.9)$$

Wir verwenden nun beide Gleichungen um I_C zu bestimmen und erhalten die formale Lösung:

$$I_C = \frac{H_{FE}(U_{CC}R_2 - U_{BE}(R_1 + R_2))}{R_4(R_1 + R_2)(H_{FE} + 1) + R_1R_2}$$

Arbeitspunkt des Transistors bei gegebenen R_1, R_4 (2.10)

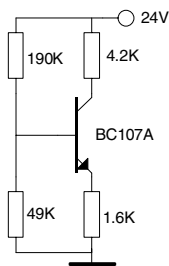
Wir sind nun in der Lage, bei gegebenen Komponentenwerten den Arbeitspunkt der Verstärkerstufe zu bestimmen. Bemerkenswert ist, dass der Kollektorstrom nicht vom Kollektorwiderstand R_3 abhängig ist.

Beim der Rechnung mit der Formel (2.10) müssen die Werte für H_{FE} und U_{BE} vorgegeben werden. Wir wissen aber, dass diese aber vom Arbeitspunkt selber abhängig sind. Deshalb beginnt man mit einem Schätzwert für H_{FE} und U_{BE} . In Kleinsignalverstärkern sind Werte für $H_{FE}=200$ und $U_{BE}=0.6V$ in vielen Fällen gute Anfangswerte.

Die erste Rechnung liefert mit den Anfangswerten eine Näherung für den Arbeitspunkt. Mit dieser werden die entsprechenden Werte für U_{BE} und H_{FE} aus dem Datenblatt bestimmt und der Arbeitspunkt neu berechnet. Das Verfahren wiederholt man sooft, bis der Kollektorstrom mit genügender Genauigkeit bestimmt ist.

Beispiel 2-1: Bestimmen des Arbeitspunktes bei gegeben Elementen.

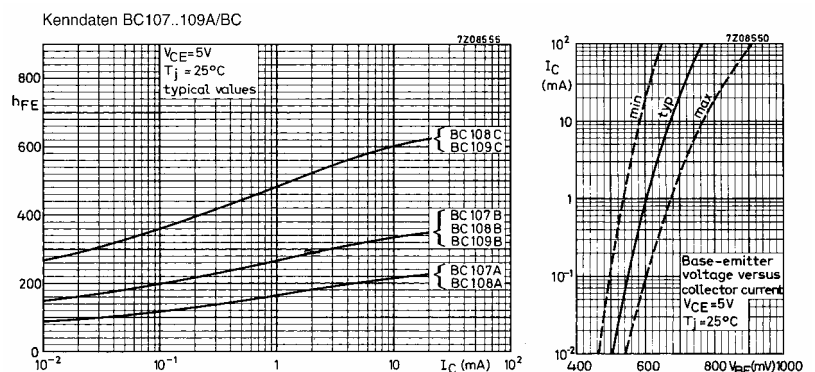
Bestimmen Sie den Kollektorstrom der folgenden Verstärkerstufe mit einer Genauigkeit besser als 1%:



Wir erhalten die Resultate:

$$H_{FE} = 200, U_{BE} = 0.6V: I_{C1} = 2.3966mA$$

$$H_{FE} = 195, U_{BE} = 0.62V: \underline{\underline{I_{C2} = 2.410mA}}$$



Quelle: Philips Semiconductor Databook 3-4, 1968

Bild 2-12: Schaltbild und DC-Kennlinien für Beispiel 2-1.

2.4.5 Gleichstromdimensionierung

Mit der Gleichstromdimensionierung wird der Arbeitspunkt des Transistors festgelegt. Sie liefert als Resultat die Widerstandswerte für die entsprechende Schaltung.

Bei der Dimensionierung sind Vorgaben wie Leistung, Ein-/ Ausgangswiderstände, Speisespannung sowie Streuung der Transistorkennwerte zu berücksichtigen. Die geforderte Verstärkung der Stufe wird bei der Gleichstromdimensionierung nicht betrachtet.

In der Praxis ist keine optimale Dimensionierung möglich, da viele der wünschenswerten Eigenschaften in Konkurrenz oder sogar im Widerspruch zueinander stehen. So hat z.B. ein grösserer Kollektorstrom zwangsläufig einen kleineren Eingangswiderstand zur Folge.

Der Transistor ist von Natur aus ein hochgradig nichtideales Bauelement: Praktisch alle Kennwerte sind temperatur-, arbeitspunkt- und spannungsabhängig und sind zudem Exemplarstreuungen unterworfen. Durch geeignete schaltungstechnische Massnahmen kann der Einfluss dieser Widrigkeiten aber soweit vermindert werden, dass das Schaltungsverhalten nicht mehr beeinträchtigt wird. Die Dimensionierung kann auf unterschiedliche Art erfolgen. Wir betrachten zwei grundlegende Methoden, die die prinzipielle Technik der DC-Dimensionierung zeigen:

- **Analytische Methode:**
Durch Arbeitspunktvorgabe bestimmen der Widerstände mit Hilfe von Dimensionierungsformeln. Primär geeignet für Kleinsignalanwendungen.
- **Grafische Methode:**
Durch Einlegen der Lastgeraden im Ausgangskennlinienfeld, bestimmen der Verstärkereigenschaften. Diese Methode wird hier nicht näher betrachtet.

2.4.5.1 Zusammenfassung

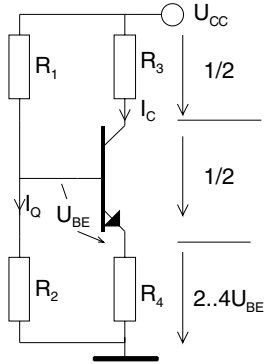
Die DC-Dimensionierung bezweckt:

- Festlegen des Arbeitspunktes, so dass die geforderte Leistung an die Last abgegeben wird.
- Bestimmen aller notwendigen Widerstände, die gleichstrommässig aktiv sind.
- Vermindern des Einflusses von Parameterstreuungen des Halbleiters.
- Vermindern von Temperatureinflüssen.

2.4.6 Analytische Methode

Sie beinhaltet grundsätzliche Betrachtungen zur Fixierung des Arbeitspunktes aus der Arbeitspunktvorgabe. Das Resultat sind die Widerstandswerte die einstufige Verstärkerschaltung.

Wir erarbeiten einen Formelsatz zur Dimensionierung für den einstufigen Verstärker in Emitterschaltung. Für die anderen Grundschaltungen gelten analoge Betrachtungen.



$$k = 3..5 \quad (\text{Querstromfaktor, Normalfall} = 5)$$

$$m = 3..5 \quad (\text{Emitterspannungsfaktor, Normalfall} = 4)$$

$$I_Q = k I_B \quad (2.11)$$

$$R_1 = \frac{(U_{CC} - (m+1)U_{BE}) H_{FE}}{(k+1)I_C} \quad (2.12)$$

$$R_2 = \frac{(m+1)U_{BE} H_{FE}}{k I_C} \quad (2.13)$$

$$R_3 = \frac{U_{CC} - m U_{BE}}{2 I_C} \quad (2.14)$$

$$R_4 = \frac{m U_{BE}}{I_C \left(1 + \frac{1}{H_{FE}}\right)} \quad (2.15)$$

Soll die Stufe eine gute Temperaturstabilität aufweisen, lassen wir über dem Emittewiderstand R_4 $2..4 U_{BE}$ abfallen. Beim Si-Transistor erfolgt eine Arbeitspunktverschiebung primär dadurch, dass U_{BE} pro $^{\circ}\text{C}$ um ca. 2 mV abfällt. Aufgrund der nahezu konstanten Basisspannung steigt der Emitterstrom an. R_4 so dimensioniert, dass bei steigendem Strom I_E der Spannungsabfall über R_4 mehr als ca. 2mV/ $^{\circ}\text{C}$ steigt. Dadurch entsteht ein Regelmechanismus, eine sog. gleichstrommässige Gegenkopplung, die dem Stromanstieg entgegenwirkt.

Die Spannung U_C ist verhältnismässig konstant, da der Reststrom I_{CB0} sehr klein ist, verglichen mit dem Basis- und Querstrom. Der Querstrom I_Q wird ca. $3..10 I_B$ gewählt. Ein grösserer Querstrom bringt zwar eine (etwas) bessere Temperaturstabilisierung, vermindert aber den Eingangswiderstand der Stufe, was in den meisten Fällen unerwünscht ist. Bei Si-Transistoren kann normalerweise problemlos mit $I_Q = 5 I_B$ dimensioniert werden.

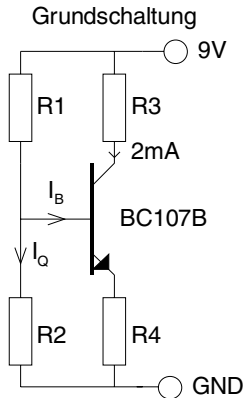
Die verbleibende Spannung $U_{CC} - U_{BE}$ wird hälftig über dem Transistor (U_{CE}) und dem Kollektowiderstand (U_{R3}) aufgeteilt. Dadurch erhalten wir eine grosse Aussteuerbarkeit (wenn $R_L \gg R_C$).

Aufgabe:

Begründen Sie die Formeln (2.12)..(2.15) mit Hilfe eines DC-Ersatzschaltbildes.

Beispiel 2-2: DC-Dimensionierung eines einstufigen Transistorverstärkers.

Einstufiger Kleinsignalverstärker mit BC107B und Arbeitspunkt $I_C=2\text{mA}$. Speisespannung $U_{CC}=9\text{V}$.
Zu bestimmen: Alle Widerstände und U_{CE} :



CHARACTERISTICS		$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified		
→ Collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 20\text{ V}; T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$	I_{CBO}	<	15 μA
→ Base-emitter voltage ²⁾	$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	V_{BE}	typ.	620 mV
	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	V_{BE}	550 to 700	mV
→ D.C. current gain	$I_C = 10\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}$	BC107A BC108A BC108B BC109B		
		h_{FE}	>	40
	$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 5\text{ V}$	BC108C BC109C		
		h_{FE}	typ.	90
	>	110	200	420
	<	220	450	800

²⁾ V_{BE} decreases by about 2 mV/ $^\circ\text{C}$ with increasing temperature.

Bild 2-13: Schaltbild und DC-Kennlinien für Beispiel 2-2.
Datenblatt: Philips, Silicon Transistors, 1968

Wichtig:
Dimensioniert wird immer mit typischen Werten!

Aus dem Datenblatt lesen wir:

$$U_{BE} @2\text{mA} = 0.62\text{V}$$

$$H_{FE} @2\text{mA} = 290$$

Mit den Formeln (2.12)..(2.15) erhalten wir die Widerstände:

$$I_Q = 5I_B \rightarrow k = 5 \quad U_E = 4U_{BE} \rightarrow m = 4$$

$$R_1 = \frac{(U_{CC} - (m+1)U_{BE})H_{FE}}{(k+1)I_C} = \frac{(9 - 5 \cdot 0.62) 290}{(5+1) 2 \cdot 10^{-3}} = 142.583\text{k}\Omega \xrightarrow{E24} 150\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{(m+1)U_{BE}H_{FE}}{k I_C} = \frac{(4+1)0.62 \cdot 290}{5 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 89.9\text{k}\Omega \xrightarrow{E24} 90\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{U_{CC} - mU_{BE}}{2 I_C} = \frac{9 - 4 \cdot 0.62}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 1.63\text{k}\Omega \xrightarrow{E24} 1.6\text{k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{mU_{BE}}{I_C \left(1 + \frac{1}{H_{FE}}\right)} = \frac{4 \cdot 0.62}{2 \cdot 10^{-3} \left(1 + \frac{1}{290}\right)} = 1.2357\text{k}\Omega \xrightarrow{E24} 1.2\text{k}\Omega$$

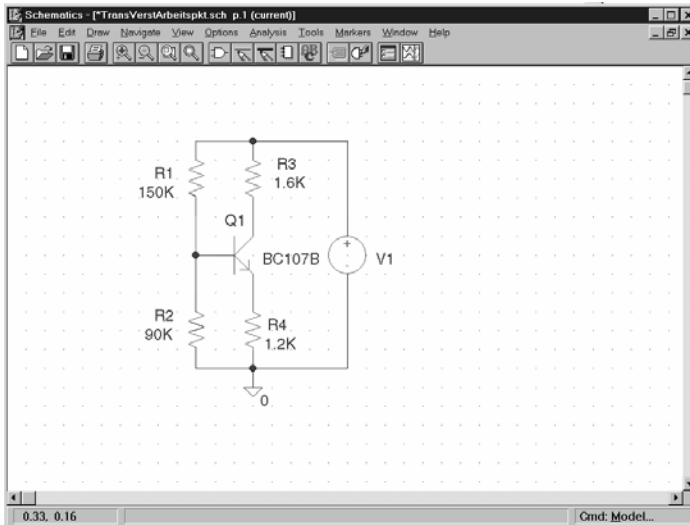
Eine Kontrollrechnung mit Formel (2.10) zeigt uns den effektiven Kollektorstrom, den wir mit den Normwerten erhalten:

$$R_1 = 150\text{k}\Omega \quad R_2 = 90\text{k}\Omega \quad R_3 = 1.6\text{k}\Omega \quad R_4 = 1.2\text{k}\Omega$$

$$U_{BE} @2\text{mA} = 0.62\text{V} \quad H_{FE} @2\text{mA} = 290 \quad U_{CC} = 9\text{V}$$

$$I_C = \frac{H_{FE}(U_{CC}R_2 - U_{BE}(R_1 + R_2))}{R_4(R_1 + R_2)(H_{FE} + 1) + R_1R_2} = \frac{290(9 \cdot 90 \cdot 10^3 - 0.62(150 \cdot 10^3 + 90 \cdot 10^3))}{1.2 \cdot 10^3((150 \cdot 10^3 + 90 \cdot 10^3)(290 + 1) + 150 \cdot 10^3 \cdot 90 \cdot 10^3)} = 1.9705\text{mA}$$

Ebenso kann der Arbeitspunkt mit Hilfe einer PSpice-Simulation verifiziert werden. Der Arbeitspunkt wird bei PSpice immer implizit bestimmt (Bias Point) und im Listing als Spannungen an den Knoten ausgewiesen:



```

***** 03/07/96 19:03:47 ***** NT Evaluation PSpice (April 1995) *****
* D:\E94\Mikroelektronik\Beispiele\TransUerstArbeitspkt.sch

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 25.000 DEG C
*****

NODE   UOLTAGE   NODE   UOLTAGE   NODE   UOLTAGE   NODE   UOLTAGE
($N_0001)  2.9974                ($N_0002)  5.9147
($N_0003)  2.3220                ($N_0004)  9.0000

UOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
U_U1      -1.968E+03

TOTAL POWER DISSIPATION  1.77E+02  WATTS
***** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
*****
NAME      Q_Q1
MODEL     BC107B-X
IB        6.71E+06
IC        1.93E+03
UBE       6.75E+01
UBC       -2.92E+00
UCE       3.59E+00
BETADBC   2.87E+02
GM        7.50E+02
RP1       4.24E+03
RX        0.00E+00
RO        3.24E+04
CBE       5.32E+11
CBC       3.04E+12
CBX       0.00E+00
CJS       0.00E+00
BETARC    3.18E+02
FT        2.12E+08
    
```

Die kleine Abweichung zwischen analytischer Rechnung und Simulation ist durch das ungleiche Modell des BC107B zu erklären.

2.5 Einfluss der Temperatur auf den Arbeitspunkt

Bei Si-Transistoren ist hauptsächlich die Änderung von U_{BE} für die Temperaturabhängigkeit verantwortlich. Unter Vernachlässigung der Restströme und der Annahme dass H_{FE} über die Temperaturänderung konstant bleibt, kann mit Gl. (2.10) über Differenzbildung die Änderung des Kollektorstromes formuliert werden:

$$\begin{aligned}
 \Delta I_C &= \frac{H_{FE}(U_{CC}R_2 - U_{BET1}(R_1 + R_2))}{R_4(R_1 + R_2)(H_{FE} + 1) + R_1R_2} - \frac{H_{FE}(U_{CC}R_2 - U_{BET2}(R_1 + R_2))}{R_4(R_1 + R_2)(H_{FE} + 1) + R_1R_2} \\
 &= -\frac{H_{FE}(R_1 + R_2)\Delta U_{BE}}{R_4(R_1 + R_2)(H_{FE} + 1) + R_1R_2} \quad (\Delta U_{BE} = U_{BET2} - U_{BET1})
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

**Kollektorstrom-
änderung**

Wir können die obige Gleichung weiter vereinfachen und erhalten eine Näherung für die Kollektorstromänderung:

$$\begin{aligned}
 &\text{Näherung} \\
 &\text{Kollektorstromänderung}
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta U_{BE}}{R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{1}{H_{FE}}$$

Schaltungstechnisch kann auf das Temperaturverhalten Einfluss genommen werden. Für weitere Informationen sei auf [KRU-ME98] verwiesen.

Beispiel 2-3: Bestimmen der Kollektorstromänderung bei einer Temperaturänderung.

Wie gross wird der Kollektorstrom der in Beispiel 2-2 dimensionierten Schaltung, wenn die Temperatur von 25°C auf 45°C ändert?

$$\Delta I_C = \frac{H_{FE}(R_1 + R_2)\Delta U_{BE}}{R_4(R_1 + R_2)(H_{FE} + 1) + R_1R_2} = -\frac{290(150 \cdot 10^3 + 90 \cdot 10^3)20 \cdot (-2) \cdot 10^{-3}}{1.2 \cdot 10^3(150 \cdot 10^3 + 90 \cdot 10^3)(290 + 1) + 150 \cdot 10^3 \cdot 90 \cdot 10^3} = 28.61 \mu A$$

$$I_C = I_{CT1} + \Delta I_C = 1.9705 + 0.02861 = 1.9991 mA$$

Dieser Wert ist etwas zu klein, da mit steigender Temperatur natürlich auch H_{FE} ansteigt, was eine Erhöhung des Kollektorstromes zur Folge hat. Dies wurde in dieser Formel nicht berücksichtigt.

Beispiel 2-4: Bestimmen der näherungsweisen Kollektorstromänderung.

Wie gross wird die Kollektorstromänderung mit den Werten aus dem vorherigen Beispiel, wenn man die Näherungsformel (2.17) verwendet?

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta U_{BE}}{\frac{R_1 \parallel R_2}{H_{FE}}} = -\frac{20 \cdot (-2) \cdot 10^{-3}}{\frac{150 \cdot 10^3 \parallel 90 \cdot 10^3}{290} + 1.2 \cdot 10^3} = 27.99 \mu A$$

2.6 Transistorkennlinien

Transistorkennlinien beschreiben das Verhalten des Transistors in verschiedenen Arbeitspunkten I_C und bei verschiedenen Kollektor-Emitterspannungen U_{CE} . Modernere Datenbücher tendieren eher weg von der grafischen Beschreibung zu tabellierten Werten mit zugehörigen Umrechnungsformeln.

Besonders früher wurde das Vierquadranten-Kennlinienfeld zur grafischen Dimensionierung benutzt. Es erlaubt das Herauslesen von Kenndaten und erlaubt die Dimensionierung bei bekannten Lastverhältnissen des zugehörigen Arbeitspunktes und zeigt sofort den maximalen Aussteuerbereich der Stufe.

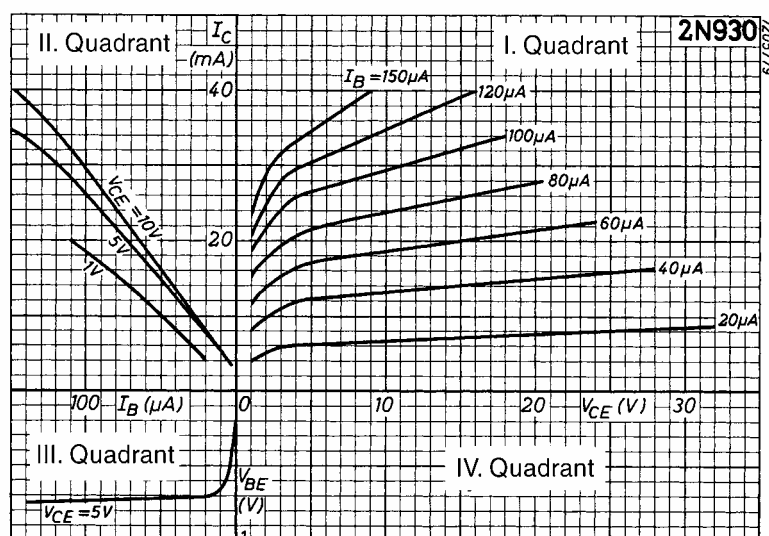


Bild 2-14: Vierquadranten Kennlinienfeld der Emitterschaltung.

- Kennlinien für den Transistor 2N930:
- I. Quadrant: Ausgangskennlinien $I_C(U_{CE})$
- II. Quadrant: Stromverstärkungskennlinien $I_C(I_B)$
- III. Quadrant: Eingangskennlinienfeld $U_{BE}(I_B)$
- IV. Quadrant: Spannungsrückwirkungs-Kennlinienfeld $U_{BE}(U_{CE})$ (häufig nicht eingezeichnet)

Quelle: Philips Semiconductors Databook 1968, Part 3-4

Die einzelnen Kennlinien werden hierbei aufgrund eines Parameters spezifiziert, z.B. I_B für die Ausgangskennlinie. Er wird jeweils für eine einzelne Kennlinie konstant gehalten. Technisch erfolgt mit Messung mit einem sog. Halbleiter-Kennlinienschreiber.

Aus den nichtlinearen Kennlinien kann durch Linearisierung für den jeweiligen Arbeitspunkt ein Satz Kleinsignalparameter bestimmt werden, die das Verhalten des Transistors beschreiben. Für Kleinsignalanwendungen ist diese Näherung genügend genau.

Bei der Betrachtung muss immer unterschieden werden:

Grosssignalbetrachtung:

Grosse Aussteuerung um den Arbeitspunkt. Kleinsignalparameter zeigen mehr oder weniger grosse Abweichungen.

Kleinsignalbetrachtung:

Kleine Aussteuerung um den Arbeitspunkt. Kleinsignalparameter liefern genügend genaue Resultate.

2.6.1 Ausgangskennlinienfeld

Es beschreibt den Kollektorstrom $I_C = f(U_{CE}, I_B)$, wobei U_{CE} das Argument darstellt und I_B Parameter ist. Der Begriff "Parameter" besagt, dass diese Grösse jeweils für eine Kennlinie konstant gehalten wird, während das Argument stetig variiert wird.

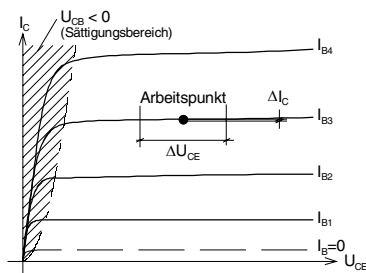


Bild 2-15: Ausgangskennlinienfeld für einen Transistor.

Das Bild zeigt als erste Kennlinie den Reststrom $I_{C_{EO}}$, der bei $I_B=0$ fließt. Die anderen Kennlinien verkörpern $I_C(U_{CE})$ nach steigendem, konstantem Parameter I_B .

Der steil abfallende Bereich stellt den Sättigungsbereich dar ($U_{CB} < 0$). Wir erkennen hier kleine differentielle Ausgangswiderstände. Sie liegen in der Größenordnung von einigen Ω bis einige $m\Omega$ bei Leistungstransistoren. Der Sättigungsbereich ist nur für den Betrieb des Transistors als Schalter interessant. Beim Einsatz des Transistors als Verstärker interessiert nur der Abschnürbereich (Bereich ausserhalb der Sättigung)

2.6.2 Erlaubter Arbeitsbereich (Safe Operating Area, SOAR)

Beim Konstruieren der Lastgeraden ist darauf zu achten, dass die Grenzen für I_C , U_{CE0} und P_V nirgendwo überschritten werden. Diese Vorgaben beschreiben einen erlaubten Arbeitsbereich (Safe Operating Area, SOAR). Bei Leistungstransistoren ist die SOAR in Form einer Grafik vorgegeben:



FIGURE 4 – ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA

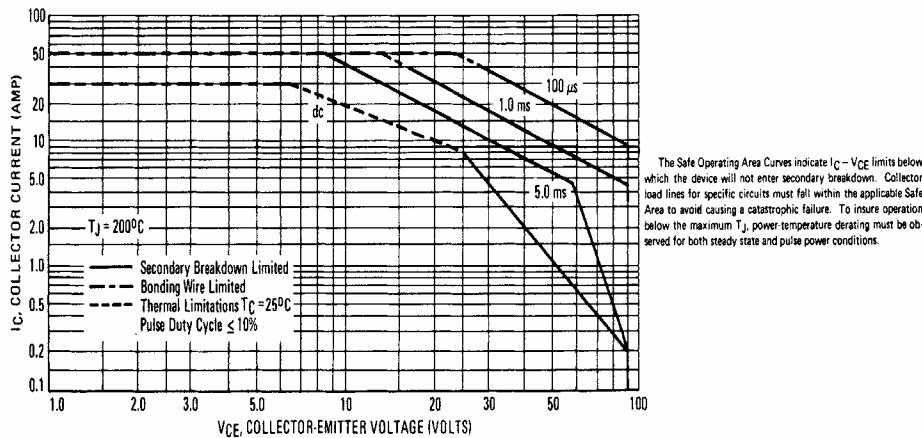


Bild 2-16: Erlaubter Arbeitsbereich (SOAR) eines Leistungstransistors MJ802.

Quelle: Motorola Bipolar Power Transistor Data 1985

Innerhalb der SOAR kann der Transistor problemlos betrieben werden. Die DC-SOAR darf im Impulsbetrieb gemäss Diagramm kurzzeitig überschritten werden, z.B. wenn der Transistor als Schalter arbeitet.

Beim Betrieb des Transistors an einer komplexen Last wird die "Lastgerade" zu einer Ellipse. Hierbei muss die gesamte Ellipse innerhalb der SOAR bleiben.

Ein Betrieb ausserhalb der SOAR hat normalerweise eine Zerstörung des Transistors zur Folge. Die Begrenzungen der SOAR sind durch folgende Sachverhalte gegeben:

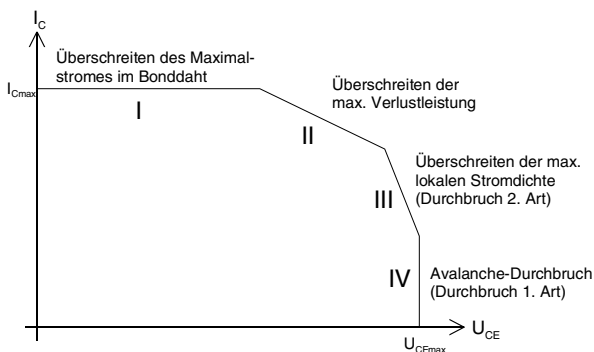


Bild 2-17: Kriterien für die Begrenzungen des erlaubten Arbeitsbereiches (SOAR).

I:
 Der max. Kollektorstrom wird durch die max. Stromdichte in den Anschlussdrähten (Bondung) begrenzt. Wird der Strom überschritten, schmelzen diese Anschlussdrähte durch. In diesem Bereich wird die max. thermische Verlustleistung nicht erreicht.

II:
 Der max. Kollektorstrom wird durch die max. thermische Verlustleistung begrenzt. Die max. thermische Verlustleistung ist durch den Wärmewiderstand gegeben und gehorcht der Gleichung $P_V = U_{CE} \cdot I_C$. In der doppelt logarithmischen Darstellung erscheint der Verlustleistungshyperbel als Gerade mit einer bestimmten Steigung.

III:

Der Kollektorstrom wird durch die maximale lokale Stromdichte begrenzt. Bei grossen Verlustleistungen und dementsprechender Erwärmung des Kristalls erfolgt kein homogener Stromfluss, sondern erfolgt bevorzugt örtlich in kleinen Zonen (sog. Hot Spots). Das hat zur Folge, dass lokal die Stromdichte überschritten werden kann, ohne dass die rechnerische max. Verlustleistung überschritten wird. Dieser Effekt wird Durchbruch 2. Art (Second Breakdown) genannt.

IV:

Ein Überschreiten der maximalen Kollektor-Emittersperrspannung hat zur Folge, dass ein Lawinendurchbruch an der Kollektor-Basisperrschicht erfolgt. Da der Lawinendurchbruch schlagartig erfolgt, darf diese Maximalspannung auch nicht kurzzeitig überschritten werden.

BDY20

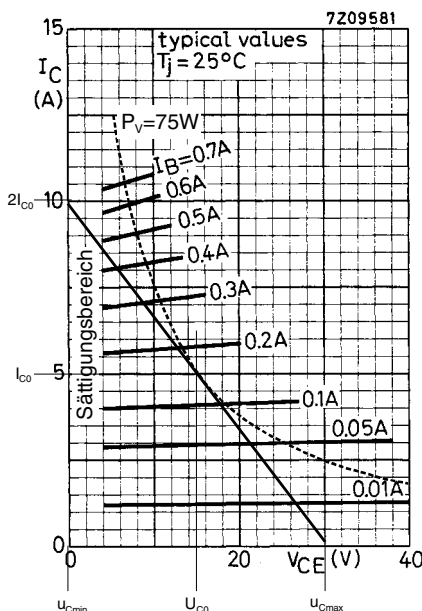


Bild 2-18: Die Lastgerade tangiert den Verlustleistungshyperbel.

In der Praxis ist es unrealistisch anzunehmen, dass die Stufe bis u_{Cmin} angesteuert werden kann. Unterhalb von ca. $U_{CE} = 4V$ erfolgt ein Abknicken der Kennlinien, was eine Verzerrung des Ausgangssignals zur Folge hat. Deshalb sollte die Sättigung berücksichtigt werden. Dies ist auch der Grund, wieso die Ausgangskennlinien für $U_{CE} < 4V$ in einer separaten Grafik aufgeführt werden.

2.7 Kühlung von Halbleiterbauelementen

Die im Transistor (oder anderen Bauelement) erzeugte Verlustleistung wird vollständig in Wärme umgesetzt. Das Bauelement erwärmt sich der umgesetzten Verlustleistung entsprechend.

Der Kühlung eines elektronischen Bauelementes ist, speziell bei Leistungsanwendungen, Beachtung zu schenken. Grundsätzlich gilt, dass die im Bauelement durch Verlustleistung erzeugte Wärme nicht zur Zerstörung oder zur Minderung der Lebensdauer des Bauelementes führen soll.

Die nachfolgenden Betrachtungen beziehen sich auf die allgemeine Dimensionierung von Kühlkörpern. Dabei spielt es grundsätzlich keine Rolle, ob es sich um Dioden, Transistoren oder Widerstände handelt.

Leitsatz:

Die im Bauelement erzeugte Wärme muss soweit abgeführt werden, dass eine bestimmte Grenztemperatur der Sperrschicht nicht überschritten wird. In der Regel ist dies 150°-175°C bei Si-Halbleitern.

Für die Sperrschichttemperatur gilt:

$R_{TH_{J-C}} [K/W] [°C/W]$ = Thermischer Widerstand von der Sperrschicht zum Gehäuseboden

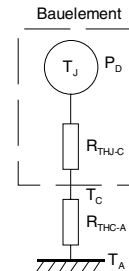
$R_{TH_{J-A}} [K/W] [°C/W]$ = Thermischer Widerstand von der Sperrschicht zur Umgebung

$P_D [W]$ = Abzuführende Verlustleistung

$T_A [°C]$ = Umgebungstemperatur

$T_J [°C]$ = Sperrschichttemperatur

$T_C [°C]$ = Gehäusetemperatur



$$T_J = T_A + P_D \cdot \sum R_{TH} = T_A + P_D (R_{TH_{J-C}} + R_{TH_{C-A}}) = T_A + P_D \cdot R_{TH_{J-A}} \quad (2.18)$$

2.7.1 Dimensionierung von Kühlkörpern (ohne Zwangsbelüftung)

Kühlkörper werden verwendet, um den thermischen Widerstand $R_{TH_{J-A}}$ herabzusetzen. Der Grenzwert für $R_{TH_{J-A}}$ nähert sich für grosse Kühlkörper an $R_{TH_{J-C}}$, kann aber selbstverständlich nicht kleiner werden. Grosse Kühlkörper haben Wärmewiderstände von 0.1,...,3 K/W, während kleinere in der Grössenordnung von 10..40 K/W liegen.

Grundsätzlich gilt, dass der Kühlkörper nur so gross wie notwendig dimensioniert werden sollte. Es ist aufgrund der rasch wachsenden räumlichen Dimensionen nicht sinnvoll, Kühlkörper überzudimensionieren.

In den meisten Fällen haben Halbleiter mit Metallgehäuse eine leitende Verbindung zum Chip. Bei Dioden ist dies die Kathode, bei Transistoren der Kollektor. Deshalb wird ein Halbleiter meist mittels einer Glimmerscheibe o.ä. isoliert auf einen Kühlkörper montiert:

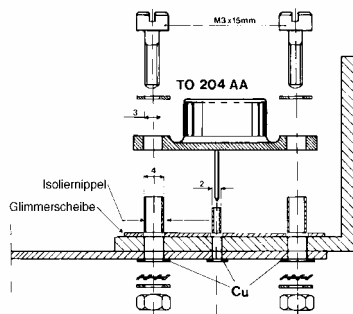


Bild 2-19: Isolierte Montage eines Transistors im TO 204-Gehäuse.
Quelle: Elektor

Die Isolation bringt einen zusätzlichen Wärmewiderstand ein, der berücksichtigt werden muss:

$$\sum R_{TH} = R_{TH_{J-C}} + R_{TH_I} + R_{TH_K} \quad \begin{matrix} R_{TH_I} : \text{Wärmewiderstand des Isoliermaterials [K / W]} \\ R_{TH_K} : \text{Wärmewiderstand des Kühlkörpers [K / W]} \end{matrix} \quad (2.19)$$

Die Glimmerscheibe kann in der Rechnung wie folgt berücksichtigt werden:

Werte für R_{TH} bei Glimmerscheiben-Isolierung*					
R_{TH} in K/W		TO-3/TO-41	TO-126	SOT-9	SOT-23
Glimmer trocken	50 μm	1,25	8	2,5	8
	100 μm	1,4	9	3	10
Glimmer mit Wärmeleitpaste beidseitig	50 μm	0,35	4	1	4
	100 μm	0,4	4,5	1,5	6

Bild 2-20: Wärmewiderstand von Isolierscheiben.
Quelle: [NÜH94]

* abhängig vom Kontaktdruck

Durch Verwendung von Wärmeleitpaste wird der Wärmewiderstand zum Kühlkörper erheblich verbessert.

Beispiel 2-5: Kühlkörperdimensionierung.

Zu dimensionieren ist die Wärmeableitung für einen Transistor 2N3055 mit isolierter Montage und den folgenden Betriebsdaten:

Vorgaben: 2N3055: $R_{TH_{J-C}} = 1.1 \text{ K/W}$ $T_{Jmax} = 130^\circ \text{C}$
 $P_D = 65 \text{ W}$

$$T_A = 30^\circ \text{C}$$

$$T_J = T_A + P_D \sum R_{TH} \quad \rightarrow \quad \sum R_{TH} = \frac{T_J - T_A}{P_D}$$

Wie gross wird der maximale Wärmewiderstand des benötigten Kühlkörpers? Kann diese Verlustleitung in der Praxis tatsächlich abgeführt werden?

Lösung:

Für unsere Aufgabe setzt sich $\sum R_{TH}$ aus den Einzelwiderständen zusammen:

$$\sum R_{TH} = R_{TH_{J-C}} + R_{TH_I} + R_{TH_{K-A}}$$

$R_{TH_{J-C}}$: Therm. Widerstand von der Sperrschicht zum Gehäuse
 R_{TH_I} : Therm. Widerstand der Isolierscheibe
 $R_{TH_{K-A}}$: Therm. Widerstand von Kühlkörper zu Umgebung

Wahl der Glimmerscheibe: 50um mit Wärmeleitpaste. $\Rightarrow R_{TH_I} = 0.35 \text{ K/W}$

Bestimmung des R_{TH_K} :

$$\frac{T_J - T_A}{P_D} = R_{TH_{J-C}} + R_{TH_I} + R_{TH_{K-A}} \quad \rightarrow \quad R_{TH_{K-A}} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - R_{TH_{J-C}} - R_{TH_I}$$

$$R_{TH_{K-A}} \leq \frac{130 - 30}{65} \left[\frac{^\circ \text{C}}{\text{W}} \right] - 1.1 \left[\frac{^\circ \text{C}}{\text{W}} \right] - 0.35 \left[\frac{^\circ \text{C}}{\text{W}} \right] = 0.089 \left[\frac{^\circ \text{C}}{\text{W}} \right]$$

Diese Kühlanforderung kann nicht mit einem handelsüblichen Kühlkörper realisiert werden. Besonders die Forderung nach $T_J < 130^\circ \text{C}$ ist hart. Gemäss Herstellervorschrift wäre ein T_{Jmax} von 175°C erlaubt.

Erkenntnis:

Der Transistor wird nur mit ca. der halben max. Verlustleistung betrieben und die Forderung nach $T_{Jmax} = 130^\circ \text{C}$ ist trotzdem nicht erfüllbar.

Für Bauelemente, welche zur Montage an einem Kühler vorgesehen sind, gelten die Herstellerangaben für den Wärmewiderstand/ max. Verlustleistung immer bezüglich einem idealen Kühlkörper mit Wärmewiderstand 0 K/W.

Beispiel 2-6: Temperaturberechnungen.

Bestimmen Sie die Sperrschichttemperatur für einen Transistor BC107 mit

a.) $R_{TH-A}=500 \text{ K/W}$, $P_D=100\text{mW}$ und $T_A=35^\circ\text{C}$!

b.) Wie sähe es aus wenn die Verlustleistung auf 300mW erhöht wird?

c.) Wie sähe es aus, wenn wir einen Kühlstern mit 52 K/W aufstecken? ($R_{TH-C}=200\text{K/W}$)

Lösung:

Berechnung mit bekanntem Formelsatz.

a.)

$$T_J = T_A + P_D \sum R_{TH} = 35 + 0.1 \cdot 500 \left[^\circ\text{C} + \text{W} \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right] = 85^\circ\text{C}$$

b.)

$$T_J = T_A + P_D \sum R_{TH} = 35 + 0.3 \cdot 500 \left[^\circ\text{C} + \text{W} \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right] = 185^\circ\text{C}$$

Bemerkung: Der Transistor wird ausserhalb der Spezifikationen betrieben.

c.)

$$T_J = T_A + P_D \sum R_{TH} = 35 + 0.3(200 + 52) \left[^\circ\text{C} + \text{W} \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right] = 110.6^\circ\text{C}$$

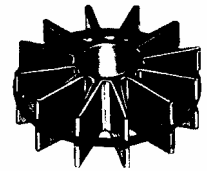


Bild 2-21: Kühlstern mit R_{TH} 52K/W zur Verminderung des R_{THC-A} in Beispiel 2-6 c.).

Hinweis: Die max. Belastbarkeit ist nicht nur durch Verlustleistung begrenzt!

2.8 Wechselstrommässiges Verhalten des Transistors

Auf der Basis einer durchgeführten Gleichstromdimensionierung der Verstärkerstufe kann nun eine wechselstrommässige Dimensionierung erfolgen. Sie beinhaltet folgende Betrachtungen:

- Festlegen der Verstärkungsfaktoren: Stromverstärkung v_i , Spannungsverstärkung v_u
- Ein- und Ausgangswiderstände der Stufe
- Koppelkondensatoren und daraus resultierende Grenzfrequenzen

Wir betrachten in dieser Einführung ausschliesslich das wechselstrommässige Verhalten an Kleinsignalverstärker im niederfrequenten Bereich. Für diese Betrachtung ist im Regelfall keine komplexe Rechnung erforderlich.

Auch hier erfolgt die Untersuchung und Begründung indem geeignete Ersatzschaltbilder (Modelle) für das wechselstrommässige Verhalten verwendet werden.

Zur Untersuchung kennt man auch hier zahlreiche AC-Modelle. Sie unterscheiden sich von den DC-Modellen im Wesentlichen, dass sie die entsprechenden Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten berücksichtigen.

Hybrid-Parameter-Modell (H-Parameter):

Kleinsignalmodell, das auf der Zweitorthorie aufbaut. Es werden die wechselstrommässigen Ein- und Ausgangswiderstände, Stromverstärkung und Rückwirkung berücksichtigt.

In der Regel werden aber keine Kapazitäten berücksichtigt. Für Kleinsignalanwendungen im Niederfrequenzbereich ($< 100\text{kHz}$) liefert es in der Regel gute Resultate.

Hybrid- π -Modell

Einfaches Kleinsignalmodell, das das wechselstrommässige Verhalten in einem Arbeitspunkt wechselstrommässig beschreibt. Meist werden die Kollektor-Basis-Kapazität und die Basis-Emitter-Kapazität berücksichtigt.

Charakteristisch ist, dass dieses Modell den Kollektorstrom als Funktion der Basis-Emitterspannung beschreibt, also mit einer **Steilheit** $g_m = i_c(u_{be})$, anstatt mit einem Stromverstärkungsfaktor h_{fe} .

2.8.1 Hybrid-Parameter Modell (H-Parameter)

H-Parameter erlauben mit einer einfachen Theorie (Matrizenrechnung) eine systematische und einfache Berechnung des Kleinsignalverhaltens gesamter Schaltungen. Sie beschreiben das Kleinsignalverhalten des Transistorzweites mit Hilfe eines idealisierten Modells:

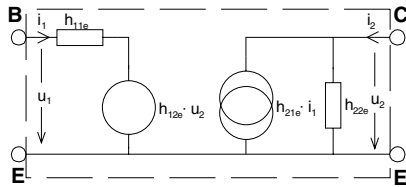


Bild 2-22: Hybrid-Parameter-Modell eines Bipolartransistors. Das Kleinsignalverhalten im Arbeitspunkt wird mit einem Satz H-Parameter beschrieben.

Das Modell unterstellt eine lineare Abhängigkeit zwischen den vier Größen i_p , i_n , u_p und u_n . Sie können durch Hybrid-Gleichungen dargestellt werden:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11e} \cdot i_1 + h_{12e} \cdot u_2 \\ i_2 &= h_{21e} \cdot i_1 + h_{22e} \cdot u_2 \end{aligned} \quad \text{Hybrid-Gleichungen} \quad (2.20)$$

Dabei gilt für den Parametersatz:

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} & h_{12} &= \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_2=0} \\ h_{21} &= \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} & h_{22} &= \left. \frac{-i_2}{u_2} \right|_{i_2=0} \end{aligned}$$

Die H-Parameter werden für den Transistor durch den Hersteller spezifiziert und für Emitterschaltung in den Datenblätter angegeben.

In Analogie zu unseren Betrachtungen zu den dynamischen Widerständen und Stromverstärkung gilt:

$$h_{11e} = h_{ie} = r_{BE} \quad (2.21)$$

$$h_{21e} = h_{fe} = \beta \quad (2.22)$$

$$h_{22e} = h_{oe} = \frac{1}{r_{CE}} \quad (2.23)$$

Die einzelnen H-Parameter werden nachfolgend genauer erläutert.

2.8.2 Eingangswiderstand h_{11e}

Man definiert den wechselstrommässigen Eingangswiderstand h_{11e} :

$$h_{11e} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_{U_{CE}=const} \approx \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=const} \quad \text{Differenzieller Eingangswiderstand } h_{11e} \quad (2.24)$$

Der Eingangswiderstand wird mit zunehmendem Basisstrom kleiner. Der minimale Eingangswiderstand liegt wegen der Bahnwiderstände aber etwas über dem theoretischen Wert der BE-Diode.

Typische Werte für den Eingangswiderstand sind den BC107B im kΩ-Bereich:

In den Datenblättern wird normalerweise der Eingangswiderstand h_{ie} in Form einer Kennlinie spezifiziert:

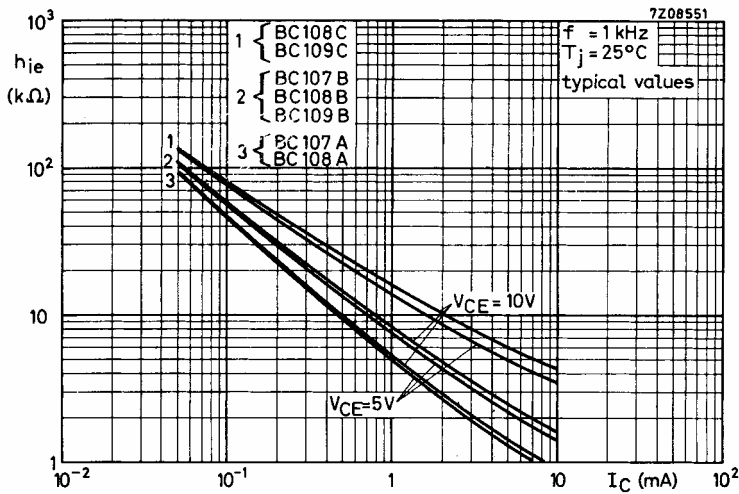


Bild 2-23: Differentieller Kurzschluss-Eingangswiderstand h_{ie} (Wechselstrommässiger Eingangswiderstand)

Quelle:
Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

Der Eingangswiderstand h_{ie} kann für die Praxis vielfach näherungsweise berechnet werden, indem die Basis-Emitterdiode als normale Shockley-Diode betrachtet wird. Wir erhalten dann:

$$h_{11e} = r_{BE} \approx \frac{U_T}{I_B}$$

**Näherung für den differentiellen
Eingangswiderstand h_{11e}**

(2.25)

Diese Näherung vernachlässigt die Bahnwiderstände. Bei einem BC107 liegt der Basis-Bahnwiderstand in der Grössenordnung von etwa 450Ω.

Beispiel 2-7: Näherungsweise Bestimmung des Eingangswiderstandes h_{11e} .

Für einen Leistungstransistor mit $H_{FE}=45$ soll bei $I_C=5A$ der Eingangswiderstand h_{11e} näherungsweise bestimmt werden.

$$h_{11e} \approx \frac{U_T}{I_B} = \frac{U_T H_{FE}}{I_C} = \frac{0.026 \cdot 45}{5} = 0.234 \Omega$$

Für Leistungstransistoren mit kleiner Stromverstärkung sind so kleine Eingangswiderstände normal.

2.8.3 Spannungsrückwirkung h_{12e}

Die Spannungsrückwirkung beschreibt, wie sich eine Spannungsänderung am Ausgang auf den Eingang auswirkt. Die Spannungsrückwirkung ist in der Praxis meist klein und wird in vielen Fällen gar betrachtet. Sie kann aber schaltungstechnisch stark erhöht oder erniedrigt werden.

Wird eine Betrachtung unter Vernachlässigung von Rückwirkungseffekten durchgeführt, spricht man von einer unilateralen Betrachtung.

Hält man nun den Basisstrom konstant, erhalten wir die Definition der differentiellen Spannungsrückwirkung h_{12e} der Emitterschaltung:

$$h_{12e} = \left. \frac{dU_{BE}}{dU_{CE}} \right|_{I_B = \text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B = \text{const}} \quad (2.26)$$

Die Spannungsrückwirkung wird vom Transistorhersteller als h_{12e} -Parameter spezifiziert und bezüglich des Kollektorstromes aufgetragen.

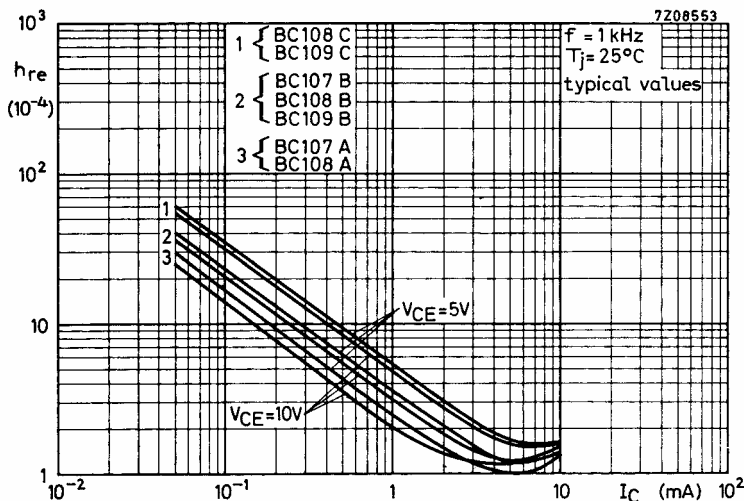


Bild 2-24: Differentielle Spannungsrückwirkung h_{12e}

Quelle: Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

Vom Wert her gesehen, ist die Spannungsrückwirkung relativ klein, wie das folgende Beispiel zeigt.

Beispiel 2-8: Einfluss der Rückwirkung auf die Eingangsspannung.

Wie gross wird die Eingangsspannungsänderung ΔU_{BE} bei einem Transistor BC108B, wenn die Spannung am Ausgang um 5V ändert, bei einem Arbeitspunkt $I_C = 2 \text{ mA}$?

$$\Delta U_{BE} = h_{12e} \cdot \Delta U_{CE} = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 5 = 1 \text{ mV}$$

Bei hohen Frequenzen erfolgt die Rückwirkung hauptsächlich aufgrund der Sperrschichtkapazität der Basis-Kollektordiode, wie wir in den entsprechenden Transistormodellen sehen werden.

Für andere Grundschaltungen (Basis-, Kollektorschaltung) sind die H-Parameter umzurechnen:

2.8.4 Wechselstromverstärkung h_{21e}

Im Gegensatz zur Gleichstromverstärkung H_{FE} beschreibt die differentielle Stromverstärkung die wechselstrommässige Stromverstärkung h_{21e} (auch β oder h_{fe} genannt) der Emitterschaltung:

$$h_{21e} = \beta = h_{fe} = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{U_{CE}=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{const}} \quad (2.27)$$

Die differentielle Stromverstärkung liegt etwa in der gleichen Grössenordnung wie die Gleichstromverstärkung, wobei aber h_{21e} in der Regel etwas höher ist (ca. 10%-25%). Typischerweise wird sie bei einer Messfrequenz von 1kHz gemessen.

In den Datenblättern wird die Kurzschluss-Stromverstärkung h_{21e} beim H-Parameterkennliniensatz als Grafik aufgeführt:

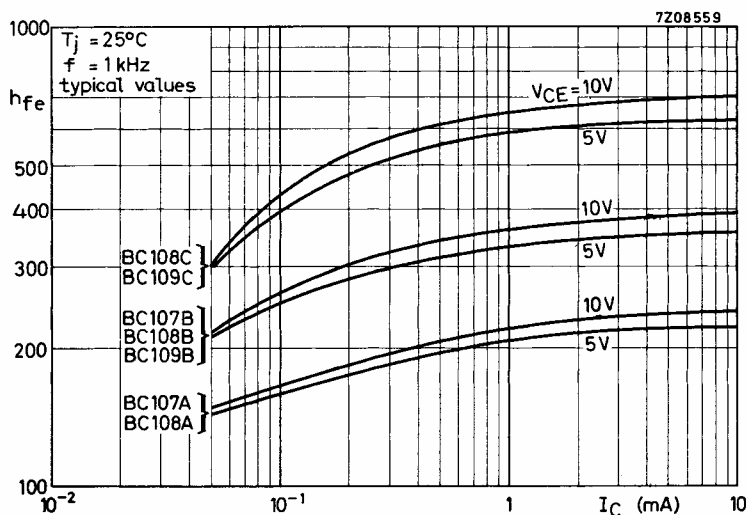


Bild 2-25: Differentielle Stromverstärkung h_{fe} (Wechselstromverstärkung)

Quelle: Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

2.8.5 Differenzieller Ausgangsleitwert h_{22e}

Der differentielle Ausgangsleitwert der Emitterschaltung h_{22e} ist durch den Grenzwert definiert:

$$h_{22e} = \left. \frac{dI_C}{dU_{CE}} \right|_{I_B=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_E}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B=\text{const}} \quad (2.28)$$

Er beschreibt als inverse Grösse den wechselstrommässigen Ausgangswiderstand des Transistors. Allerdings ist h_{22e} für den gesamten Ausgangswiderstand der Schaltung eine kleine Einflussgrösse.

Der differenzielle Ausgangsleitwert nimmt mit steigendem Kollektorstrom I_C , sowie kleinem U_{CE} , stark zu. Für den Transistor BC108B liegen typische Werte für h_{22e} im 10..100uS-Bereich:

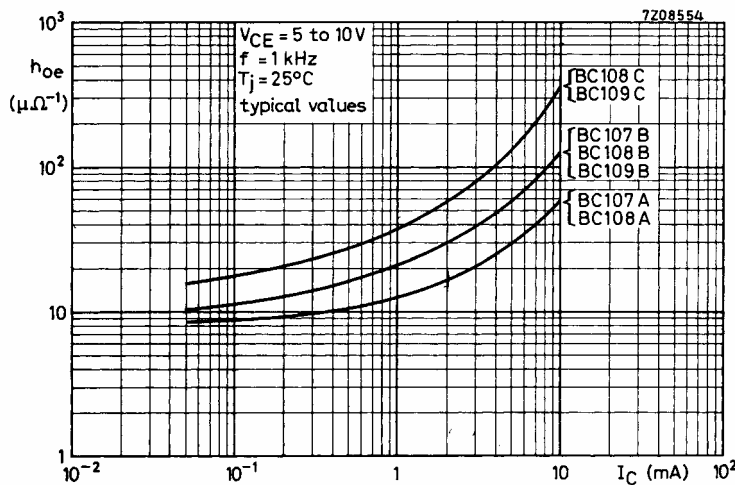
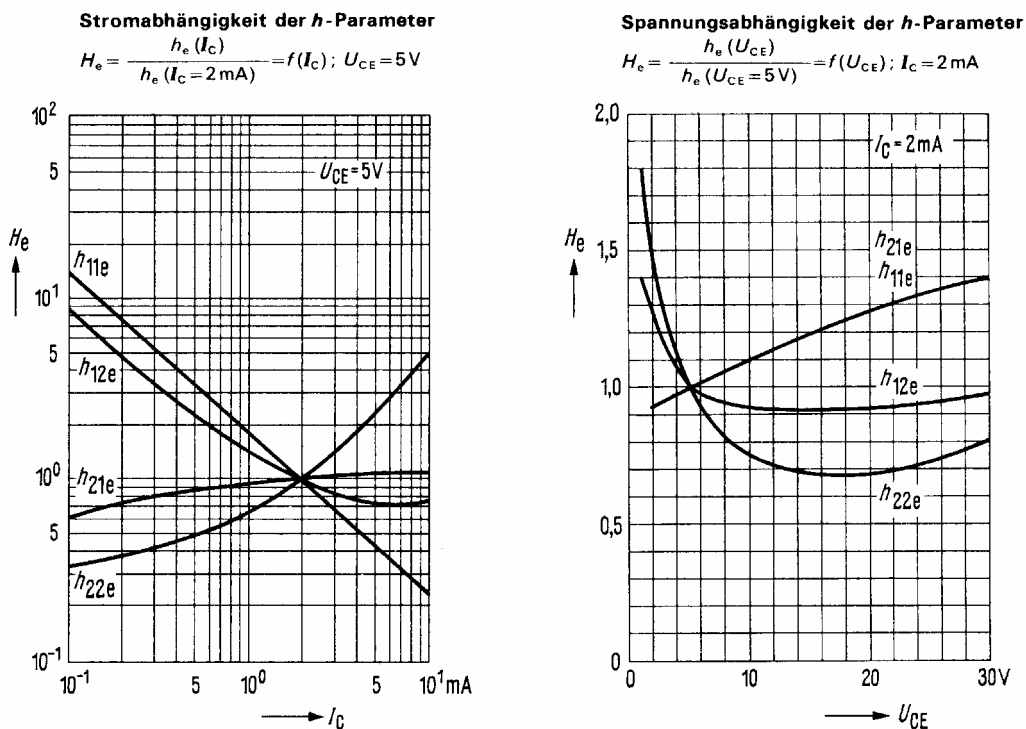


Bild 2-26: Differenzieller (wechselstrommässiger) Ausgangsleitwert.

Quelle: Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

2.8.6 Umrechnung von H-Parameter für andere Arbeitspunkte

Besonders in neueren Datenbüchern werden H -Parameter werden in Datenblätter oft nur für bestimmte Arbeitspunkte und Kollektor-Emitterspannungen spezifiziert. Aufgrund des prinzipiellen Verlaufes können aber die Parameter ohne grossen Fehler für andere Betriebsbedingungen umgerechnet werden. Die Umrechnung erfolgt durch Anwenden eines Korrekturfaktors.



Quelle: Siemens Datenbuch Transistoren, 1980/81

Bild 2-27: Umrechnungsfaktoren für H-Parameter bezüglich anderer Arbeitspunkte.

Der Einfluss von U_{CE} auf den Parametersatz ist eher klein und wird in Praxis häufig vernachlässigt.

Beispiel 2-9: Umrechnung H-Parameter auf einen anderen Arbeitspunkt.

Für einen Transistor wird $h_{12e}=5 \cdot 10^{-4}$ bei 2mA angegeben. Bestimmen Sie h_{12e} bei $I_C=1mA$!

Lösung:

$$h_{12(1mA)} = H_e \cdot h_{12e(2mA)} = 1.5 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 7.5 \cdot 10^{-4}$$

Beispiel 2-10: Umrechnung h_{22} auf einen anderen Arbeitspunkt I_C, U_{CE} .

Bestimmen Sie den differentiellen Ausgangsleitwert h_{22e} bei $U_{CE}=20V$, wenn $h_{22e}=10 \cdot 10^{-6} S$ bei $U_{CE}=10V$:

Lösung:

$$h_{22e(5V)} = \frac{1}{H_{e1}} h_{22e(10V)} = \frac{1}{0.75} 10 \cdot 10^{-6} S = 13.3333 \cdot 10^{-6} S$$

$$h_{22e(20V)} = H_{e2} h_{22e(5V)} = 0.69 \cdot 13.333 \cdot 10^{-6} S = 9.12 \cdot 10^{-6} S$$

2.8.7 Umrechnung der H-Parameter für andere Grundschaltungen

Wird eine Basis- oder Kollektorschaltung eingesetzt, müssen H_B - oder H_C -Parameter bei den Berechnungen verwendet werden. Normalerweise liegen vom Hersteller nur die H-Parameter für Emitterschaltung vor. H_E -Parameter können aber einfach in H_B - oder H_C -Parameter umgerechnet werden.

Basisschaltung:

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{11e}}{1 + h_{12e}} \quad (\text{Vereinfachung, wenn } h_{12e} \ll h_{21e} \text{ und } \Delta h_e \ll h_{12e}) \quad (2.29)$$

$$h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}} \quad (2.30)$$

$$h_{21b} = \frac{-h_{21e} - \Delta h_e}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}} \quad (2.31)$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}} \quad (2.32)$$

Kollektorschaltung: (2.33)

$$h_{11c} = h_{11e} \quad (2.34)$$

$$h_{12c} = 1 - h_{12e} \approx 1 \quad (\text{wenn } h_{12e} \ll 1) \quad (2.35)$$

$$h_{21c} = -1 - h_{21e} \approx -h_{21e} \quad (\text{wenn } h_{21e} \gg 1) \quad (2.36)$$

$$h_{22c} = h_{22e}$$

Für die Herleitung der Umrechnung sei auf Kapitel 3 und [WEI93, 10.8. Umrechnung von Vierpolparameter von Dreipolen] verwiesen.

Beispiel 2-11: H_E nach H_B -Parameterumrechnung.

Ein Transistor wird vom Hersteller bei $U_{CE}=5V, I_C=2mA$ wie folgt typisiert:

$$h = \begin{pmatrix} 4.5 \cdot 10^3 & 2 \cdot 10^{-4} \\ 330 & 30 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Omega & - \\ - & S \end{bmatrix}$$

Man bestimme die h_B -Parameter für denselben Arbeitspunkt!

$$N = 1 - h_{12e} + h_{21e} + \det h = 1 - 2 \cdot 10^{-4} + 330 + 69 \cdot 10^{-3} = 331.06$$

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{N} = \frac{4.5 \cdot 10^3 \Omega}{331.06} = 13.592 \Omega$$

$$h_{12b} = \frac{\det h_e - h_{12e}}{N} = \frac{69 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10^{-4}}{331.06} = 2.078 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21b} = \frac{-\det h_e - h_{21e}}{N} = \frac{-69 \cdot 10^{-3} - 330}{331.06} = -0.997$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{N} = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{331.06} = 90.61 pS$$

2.9 Bestimmung der Betriebskenngrößen einfacher Verstärkerschaltungen

Wir leiten nachfolgend einen Formelsatz her der, beruhend auf H-Parameter, systematisch das wechselstrommässige Verhalten einer Verstärkerstufe beschreibt.

2.9.1 Emitterschaltung

Auch hier werden, ausgehend vom Gesamtschema, ein AC-Ersatzschaltbild mit den wechselstrommässig aktiven Komponenten entwickelt. Der Transistor wird dabei durch ein das H-Parametermodell ersetzt. Wir betrachten die Zusammenhänge für den Eingangswiderstand anhand eines konkreten Beispiels und entwickeln die allgemein gültigen Formeln.

2.9.1.1 Wechselstrommässig überbrückter Emitterwiderstand

Der einfache Fall hat einen wechselstrommässig vollständig überbrückten Emitterwiderstand:

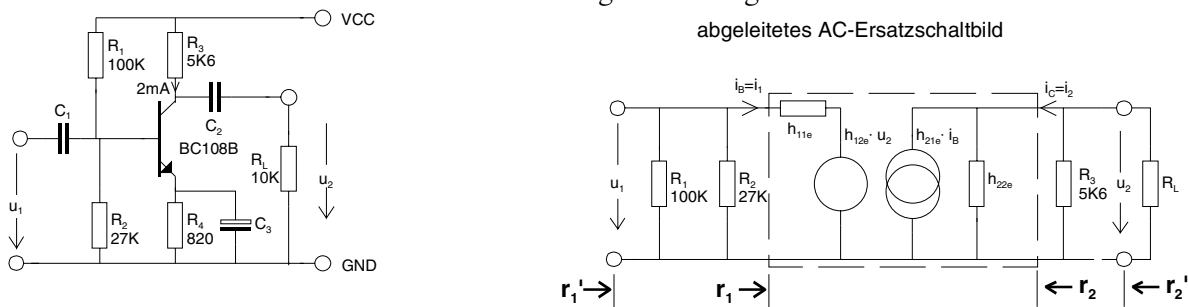


Bild 2-28: Hybrid-Parameter-Modell eines einstufigen Transistorverstärkers im mittleren Frequenzbereich.

Diese Schaltung stellt grundsätzlich Kaskadierung dreier Einzelzweitere dar. Zur Berechnung fassen wird diese zu einem neuen Zweitor zusammen:

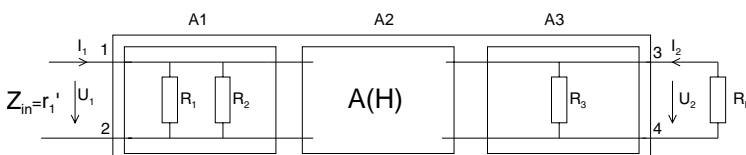


Bild 2-29: Wechselstrommässiges Ersatzschaltbild im mittleren Frequenzbereich mit H-Parameter-Modell des Verstärkers nach Bild 2-28.

Wir vereinfachen die Berechnung indem wir den Transistor mit Kollektorzweitor ohne Basisspannungsteiler betrachten. Dies ergibt den Eingangswiderstand r_i direkt an der Basis des Transistors. Durch Kaskadierung von A2 und A3 wird nun r_i :

$$\begin{aligned}
 A_2 &= \frac{1}{h_{21}} \begin{pmatrix} -\det h & -h_{11} \\ -h_{22} & -1 \end{pmatrix} & A_3 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_3} & 1 \end{pmatrix} \\
 A &= A_{2,3} = A_2 \cdot A_3 = \frac{1}{h_{21}} \begin{pmatrix} -\frac{h_{11} + R_3 \det h}{R_3} & -h_{11} \\ -\frac{1 + h_{22} R_3}{R_3} & -1 \end{pmatrix} \\
 r_1 &= \frac{A_{11} R_L + A_{12}}{A_{21} R_L + A_{22}} = \frac{h_{11} (R_3 + R_L) + R_3 R_L \det h}{R_3 + R_L + h_{22} R_3 R_L} = \frac{h_{11e} + R_L' \det h}{1 + R_L' h_{22}} \quad (R_L' = R_3 \parallel R_L)
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Der Eingangswiderstand der gesamten Schaltung ergibt sich aus der Parallelschaltung:

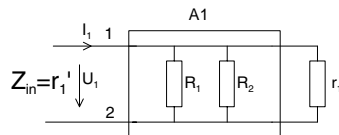


Bild 2-30: Zusammenfassen der parallel geschalteten Widerstände des Basisspannungsteiler und des Transistoreingangswiderstandes .

$$z_{in} = r_1' = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1 \tag{2.38}$$

Die Ausgangswiderstände r_2 und r_2' werden analog bestimmt. Man fasst hierzu den Generatorwiderstand und den Basisspannungsteiler zusammen und bestimmt über die Betriebskenngrössentabelle Tab. 2.6 den Ausgangswiderstand direkt mit H-Parametern:

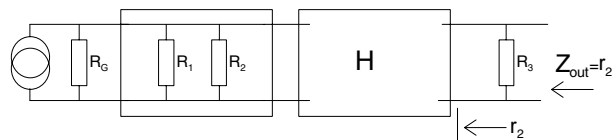


Bild 2-31: Zusammenfassen der parallel geschalteten Widerstände am Ausgang.

$$\begin{aligned}
 R_G' &= R_G \parallel R_1 \parallel R_2 \\
 r_2 &= \frac{h_{11} + R_G'}{h_{22} R_G' + \det h}
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

$$r_2' = R_3 \parallel r_2 \tag{2.40}$$

Diese Formeln beschreiben allgemein die Ein und Ausgangswiderstände, egal ob es sich um Emitter-Basis oder Kollektorschaltung handelt. Selbstverständlich sind die schaltungsspezifischen Parameter zu verwenden.

Die Spannungsverstärkung v_{uf} wird ebenfalls mit Tabelle 3.6:

$$v_{uf} = \frac{-h_{21} R_L'}{h_{11} + R_L' \det h} \tag{2.41}$$

Konkret werden die Betriebskenngrössen im Arbeitspunkt bei $I_c=2\text{mA}$ und einem $R_G=600\Omega$:

$$R_L' = R_3 \parallel R_L = 5.6K \parallel 10K = 3.589k\Omega \quad \det h = 4.5 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-6} - 330 \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 0.069$$

$$r_1 = \frac{h_{11e} + R_L' \det h}{1 + R_L' h_{22}} = \frac{4.5K + 3.589K \cdot 0.069}{1 + 3.589K \cdot 30 \cdot 10^{-6}} = \underline{4286\Omega}$$

$$r_1 = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1 = 100K \parallel 27K \parallel 4.286K = \underline{3.567K}$$

$$R_G' = R_G \parallel R_1 \parallel R_2 = 600 \parallel 100K \parallel 27K = 583.53\Omega$$

$$r_2 = \frac{h_{11e} + R_G'}{h_{22e} R_G' + \det h} = \frac{4500 + 583.53}{30 \cdot 10^{-6} \cdot 583.53 + 0.069} = \underline{58.765k\Omega}$$

$$r_2' = r_2 \parallel R_3 = 58.765K \parallel 5.6K = \underline{5.1128K}$$

$$v_{uf} = -\frac{h_{21e} R_L'}{h_{11e} + R_L' \det h} = \frac{-330 \cdot 3.589K}{4.5K + 3.589K \cdot 0.069} = -249.46$$

Der hier vorgestellte und praktizierte Formelsatz entspricht weitgehend dem, der in den gängigen Formelsammlungen aufgeführt wird.

Zu beachten ist, dass die Spannungsverstärkung in diesem Beispiel die Belastung durch den Basisspannungsteiler vernachlässigt. Eine weitergehende Betrachtung zu diesem Problem folgt später.

2.9.1.2 Serie-Serie-Gegenkopplung mit nicht überbrücktem Emitterwiderstand

Anders stellen sich die Ein- und Ausgangswiderstände bei wechselstrommässig nicht überbrücktem Emitterwiderstand dar:

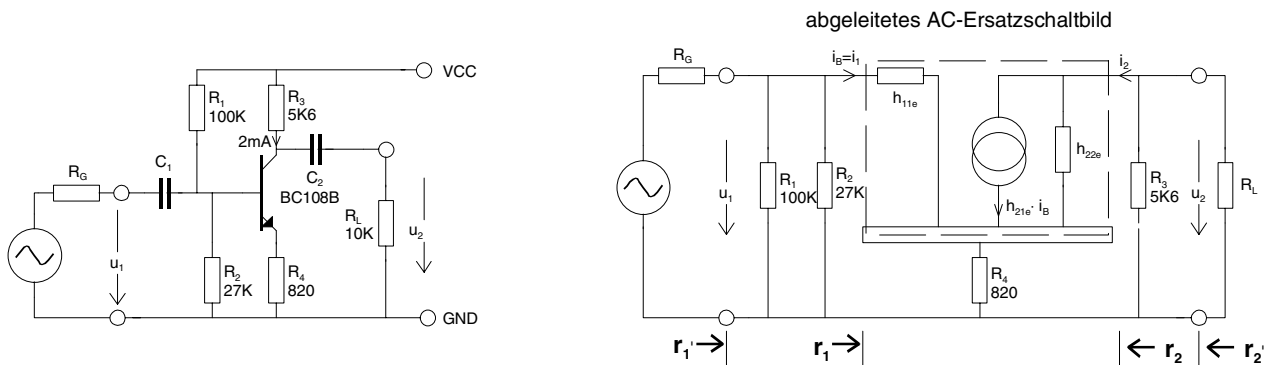


Bild 2-32: Wechselstrommässiges Ersatzschaltbild mit Hybrid-Parameter-Modell zur Analyse der Serie-Serie-Gegenkopplung im mittleren Frequenzbereich.

Die Serie-Serie-GK bewirkt neben der Einflussminderung von Exemplarstreuungen:

- Der Eingangswiderstand wird (stark) erhöht
- Der Ausgangswiderstand wird (etwas) erhöht
- Der Klirrfaktor wird kleiner
- Die Bandbreite wird vergrößert, d.h. die obere Grenzfrequenz steigt
- Die Spannungsverstärkung wird reduziert

Durch gezielte Dimensionierung des Emitterwiderstandes kann die Stufenspannungsverstärkung recht präzise eingestellt werden. Jedoch sind $v_u > 10$ pro Stufe zu vermeiden.

Mit Zweitoren betrachtet, erkennen wir eine Serie-Serie-Gegenkopplung mit dem Emitterwiderstand.

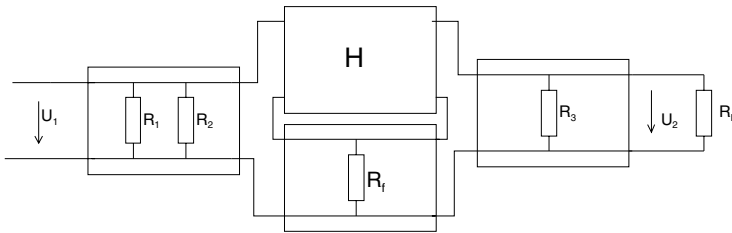


Bild 2-33: Darstellung des Ersatzschaltbildes mit Zweitoren.

Wir lösen die Aufgabe so dass wir die Serie-Serie-Gegenkopplung zuerst berechnen, und zwar so, dass wir als Resultat einen neuen Satz H-Parameter (H^*) erhalten. Der Emitterwiderstand wird in den Transistor "hineingerechnet". Die Serie-Serie-Gegenkopplung wird:

$$Z_1 = \begin{pmatrix} R_f & R_f \\ R_f & R_f \end{pmatrix} Z_2 = Z(H) = \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} \det h & h_{12} \\ -h_{21} & 1 \end{pmatrix}$$

$$Z_{1,2} = Z_1 + Z_2 = \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} h_{22}R_f + \det h & h_{12} + h_{22}R_f \\ -h_{21} + h_{22}R_f & 1 + h_{22}R_f \end{pmatrix}$$

H-Parameterumrechnung bei nicht überbrücktem Emitterwiderstand

$$H^* = H_{1,2} = H(Z_{1,2}) = \frac{1}{1 + R_f h_{22}} \begin{pmatrix} h_{11} + R_f(1 - h_{12} + h_{21} + \det h) & h_{12} + R_f h_{22} \\ h_{21} - R_f h_{22} & h_{22} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} h_{11} + R_f(h_{21} + 1) & h_{12} + R_f h_{22} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Wir erhalten so einen neuen, fiktiven Transistor mit einem neuen Satz H-Parameter. Mit diesen können wir dann in gewohnter Weise die Betriebskenngrößen bestimmen. Die Vereinfachungen gelten wenn $h_{12} \ll 1$ und $h_{22}R_f \ll 1$.

Wir erkennen im obigen Formelsatz:

Ein nicht wechselstrommässig überbrückter Emitterwiderstand erscheint etwa um den Stromverstärkungsfaktor vergrößert am Eingang.

Beispiel 2-12: Berechnen des Ein- und Ausgangswiderstandes bei nicht überbrücktem Emitterwiderstand.

Für unsere Schaltung aus Bild 2-32 werden die Betriebskenngrößen z_{in}' , z_{out}' und v_{uf} konkret:

$$R_L' = R_L \parallel R_3 = 10K \parallel 5.6K = 3.59k\Omega$$

$$h_E = \begin{pmatrix} 4500 & 2 \cdot 10^{-4} \\ 330 & 30 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} R_G' = \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{600} + \frac{1}{100K} + \frac{1}{27K} \right)^{-1} = 583.53\Omega$$

$$\det h_e = 0.069$$

$$h^* = \frac{1}{1 + R_f h_{22e}} \begin{pmatrix} h_{11e} + R_f(1 - h_{12e} + h_{21e} + \det h_e) & h_{12e} + R_f h_{22e} \\ h_{21e} - R_f h_{22e} & h_{22e} \end{pmatrix}$$

$$= \frac{1}{1 + 820 \cdot 30 \cdot 10^{-6}} \begin{pmatrix} 4500 + 820(1 - 2 \cdot 10^{-4} + 330 + 0.069) & 2 \cdot 10^{-4} + 4500 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \\ 330 - 4500 \cdot 30 \cdot 10^{-6} & 30 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 269.4k\Omega & 0.024 \\ 322.05 & 29.28 \cdot 10^{-6} S \end{pmatrix}$$

$$\det h^* = 0.091$$

$$r_1 = \frac{h_{11}^* + R_L' \cdot \det h^*}{1 + R_L' \cdot h_{22}^*} = \frac{269.4K + 3.59K \cdot 0.091}{1 + 3.59K \cdot 29.28 \cdot 10^{-6}} = \underline{244.03k\Omega}$$

$$r_1' = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1 = 100K \parallel 27K \parallel 244.03K = \underline{19.56K}$$

$$r_2 = \frac{h_{11}^* R_G'}{R_G' \cdot h_{22}^* + \det h^*} = \frac{269.4K + 583.53}{583.53 \cdot 29.28 \cdot 10^{-6} + 0.091} = \underline{2.489M\Omega}$$

$$r_2' = r_2 \parallel R_3 = 2.489M \parallel 5.6K = \underline{5.587k\Omega}$$

$$v_{uf} = -\frac{h_{21}^* \cdot R_L'}{h_{11}^* + R_L' \cdot \det h^*} = \frac{-322.05 \cdot 3.59K}{269.4K + 3.59K \cdot 0.091} = \underline{-4.287}$$

2.9.2 Verstärkung der Emitterschaltung

Die Emitterschaltung besitzt sowohl eine hohe Strom- wie auch eine hohe Spannungsverstärkung. Daher hat sie die grösste Leistungsverstärkung aller drei Grundschaltungen.

Bei der Verstärkung der Stufe wird unterschieden bezüglich:

$$\text{Stromverstärkung:} \quad v_i = \frac{i_2}{i_1} \quad (2.43)$$

$$\text{Spannungsverstärkung:} \quad v_u = \frac{u_2}{u_1} \quad (2.44)$$

$$\text{Leistungsverstärkung:} \quad v_p = \frac{p_2}{p_1} = v_i \cdot v_u = \frac{i_2}{i_1} \cdot \frac{u_2}{u_1} \quad (2.45)$$

Rechnerisch werden die Verstärkungen gemäss Betriebskenngrössentabelle:

$$v_{uf} = \frac{-h_{21} R_L'}{h_{11} + R_L' \det h} \quad (2.46)$$

$$v_{if} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L'} \quad (2.47)$$

Hinweise:

Bei SS-Gegenkopplung werden für die H-Parameter direkt die H*-Parameter eingesetzt. Die Stromverstärkungsformel berücksichtigt nicht die Stromteilung im Basisspannungsteiler.

2.9.3 Einstellen der Verstärkung über den Emitterwiderstand

Durch die Grösse des wechselstrommässig aktiven Emitterwiderstandes R_f kann der Verstärkungsfaktor der Stufe festgelegt werden.

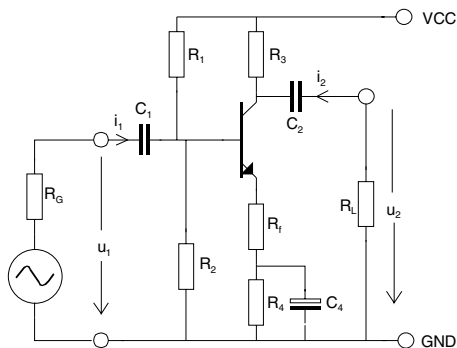


Bild 2-34: Einstellen der AC-Verstärkung durch Aufteilen des Emitterwiderstandes in $R_f + R_4$.
Für die AC-Verstärkung im mittleren Frequenzbereich ist nur R_f relevant

Durch die wechselstrommässige Gegenkopplung über R_f erfährt die Verstärkerstufe noch eine Reihe weiterer Eigenschaften:

- Der Eingangswiderstand wird (stark) erhöht
- Der Ausgangswiderstand wird (etwas) erhöht
- Der Klirrfaktor wird kleiner
- Die Bandbreite wird vergrössert, d.h. die obere Grenzfrequenz steigt

Es ist charakteristisch, dass sich die Gegenkopplung generell auf die Ein- und Ausgangswiderstände auswirken. Bei Serie-Gegenkopplung (d.h. das Gegenkopplungszweitor wird in Serie zum Transistorzweitor geschaltet) erfolgt ein Anstieg des Widerstandes. Umgekehrt erfolgt bei einer Parallel-Gegenkopplung eine Reduktion des Widerstandes.

In allen Fällen vergrössert sich aber die Bandbreite, denn das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt ist **konstant**:

$$v_u \cdot f_{og} = const \quad \text{Verstärkungs-Bandbreiteprodukt} \quad (2.48)$$

Dieser Zusammenhang gilt übrigens für alle gegengekoppelten Verstärker.

Realisation

Der in der Gleichstromdimensionierung bestimmte Emitterwiderstand R_4 wird in einen gleichstrommässig aktiven Teil und in einen wechselstrommässig aktiven Teil aufgespalten:

$$\begin{array}{l}
 \text{DC - dimensionierter Widerstand:} \quad R_4 = R_4' + R_f \\
 \text{Gleichstrommässig aktiv:} \quad R_4' + R_f \\
 \text{Wechselstrommässig aktiv:} \quad R_f
 \end{array}
 \quad \begin{array}{c}
 \text{---} \\
 | \\
 R_4 \\
 | \\
 \text{---} \rightarrow \begin{array}{c} | \\ | \\ R_4' \\ | \\ R_f \\ | \\ C_4 \\ | \\ \text{---} \end{array}
 \end{array}
 \quad (2.49)$$

Für die Berechnung der AC-Verstärkung wird nur der wechselstrommässig aktive Teil des gesamten Emitterwiderstandes verrechnet. In Analogie zu Gl. in Beispiel 2-12 erhalten wir hierfür für die Spannungsverstärkung:

$$v_u \approx \frac{R'_L R_f h_{22e} - h_{21e} R'_L}{h_{11e} (1 + h_{22e} R'_L) + R_f (h_{fe} + 1 + h_{22e} R'_L + h_{22e} h_{11e})} \quad (R_f : \text{AC-mässig nicht überbrückter Teil des Emitterwiderstandes}) \quad (2.50)$$

$$\approx \frac{-h_{21e} R'_L}{h_{11e} + R_f (h_{21e} + 1)} \quad (h_{22e} \text{ sehr klein}) \quad (2.51)$$

$$\approx -\frac{R'_L}{R_f} \quad (h_{21e} \text{ sehr gross}) \quad (2.52)$$

Man beachte, dass hier die effektiven H-Parameter des Transistors einzusetzen sind und die Näherung eine unilaterale Betrachtung darstellt. Wir erhalten daraus für eine geforderte Stufenverstärkung den Gegenkopplungswiderstand R_f :

$$R_f = \frac{v_u h_{11e} (1 + h_{22e} R'_L) + h_{21e} R'_L}{h_{22e} R'_L - v_u (h_{21e} + 1 + h_{22e} R'_L + h_{22e} h_{11e})} \quad (R_f : \text{AC-mässig nichtüberbrückter Teil des Emitterwiderstandes}) \quad (2.53)$$

$$\approx -\frac{h_{21e} R'_L + v_u h_{11e}}{v_u (h_{21e} + 1)} \quad (h_{22e} \text{ sehr klein}) \quad \text{Achtung: } v_u \text{ ist überall negativ einzusetzen!} \quad (2.54)$$

$$\approx -\frac{R'_L}{v_u} \quad (h_{21e} \text{ sehr gross}) \quad (2.55)$$

Die geforderte Stufenverstärkung v_u wird nun durch Aufteilung des Emitterwiderstandes realisiert. Wird in den Formeln (3.80,3.81) R_f negativ, kann die Stufenverstärkung nicht erreicht werden. Generell sollte man die Grenze für Verstärkung einer einzelnen Stufe aus verschiedenen Gründen bei ca. 10-20 sehen.

Die Bestimmung des Emitterkondensators wird in einem folgenden Kapitel gezeigt.

Beispiel 2-13: Dimensionierung des Emitterwiderstandes für eine geforderte Verstärkung v_u .

Bestimmen Sie den Gegenkopplungswiderstand R_f für einen einstufigen Verstärker in Emitterschaltung mit den Vorgaben: Transistor BC108B, $I_C=2\text{mA}$, $v_u=10\text{dB}$, $R_3 = 2.375\text{K}$, $R_4=1.246\text{K}$, $R_L=4.7\text{K}$.

Vorgehen:

Aus dem Datenblatt lesen wir (vgl. S. A-7, A-8): $U_{BE}=0.62\text{V}$, $H_{FE}=290$, $h_{21e}=330$, $h_{22e}=30\mu\text{S}$, $h_{11e}=4.5\text{k}\Omega$. Nachher erhalten wir mit Gl.(2.53)-(2.55):

$$R'_L = R_L \parallel R_3 = 4.7\text{K} \parallel 2.375\text{K} = 1.578\text{K}\Omega \quad v_u = 10\text{dB} = -3.162$$

$$R_f = \frac{v_u h_{11e} (1 + h_{22e} R'_L) + h_{21e} R'_L}{h_{22e} R'_L - v_u (h_{21e} + 1 + h_{22e} R'_L + h_{22e} h_{11e})} = \frac{-3.162 \cdot 4.5\text{K} (1 + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 1.578\text{K}) + 330 \cdot 1.578\text{K}}{30 \cdot 10^{-6} \cdot 1.578\text{K} - (-3.162) (331 + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 1.578\text{K} + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 4.5\text{K})} = \underline{483.01\Omega}$$

$$\approx -\frac{h_{21e} R'_L + v_u h_{11e}}{v_u (h_{21e} + 1)} = \frac{330 \cdot 1.578\text{K} + (-3.162) 4.5\text{K}}{(-3.162) 331} = 483.94\Omega$$

$$\approx -\frac{R'_L}{v_u} = -\frac{1.578\text{K}}{-3.162} = 499.05\Omega$$

Die Näherungsformeln zeigen die Abweichung für den praktischen Einsatz. Die grobe Näherung ($-R'_L/v_u$) liefert generell etwas zu grosse Werte für R_f , so dass der geforderte Verstärkungsfaktor nicht erreicht werden kann. Besonders bei grösseren Verstärkungen wird die Abweichung recht gross.

2.9.4 Kollektorschaltung

Die Kollektorschaltung zeichnet sich durch grosse Eingangs- und kleine Ausgangswiderstände aus. Sie hat eine Spannungsverstärkung $v_u < 1$, jedoch eine hohe Stromverstärkung. Diese Schaltung wird daher hauptsächlich als Impedanzwandler und Leistungsverstärker verwendet.

Die Berechnung der Betriebskenngrössen findet mit den bekannten Formeln (2.37)-(2.41) statt. Dabei müssen H-Parameter für die Kollektorschaltung benutzt werden. Diese werden gemäss Gl. (2.33)-(2.36) aus den H_E -Parameter berechnet.

Beispiel 2-14: Bestimmen der Betriebskenngrössen bei Kollektorschaltung.

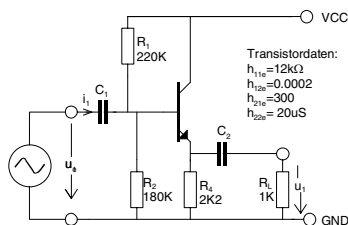
Zu bestimmen sind die Verstärkungen v_u , v_i und v_p , sowie die Ein- und Ausgangswiderstände der nachfolgenden Schaltung:

Vorgaben:

$$R_1 := 22\text{k}\Omega \quad R_2 := 180\text{k}\Omega \quad R_4 := 2.2\text{k}\Omega \quad R_L := 1\text{k}\Omega \quad R_G := 0$$

$$h_{11E} := 12\text{k}\Omega \quad h_{12E} := 2 \cdot 10^{-4} \quad h_{21E} := 300 \quad h_{22E} := 20\mu\text{S}$$

Berechnungen



$$h_{11C} := h_{11E} \quad h_{11C} = 12 \times 10^3 \Omega$$

$$h_{12C} := 1 - h_{12E} \quad h_{12C} = 999.8 \times 10^{-3}$$

$$h_{21C} := -h_{21E} - 1 \quad h_{21C} = -301 \times 10^0$$

$$h_{22C} := h_{22E} \quad h_{22C} = 20 \times 10^{-6} \text{ S}$$

$$h_C := \begin{pmatrix} h_{11C} \cdot \Omega^{-1} & h_{12C} \\ h_{21C} & h_{22C} \cdot \text{S}^{-1} \end{pmatrix}$$

$$|h_C| = 301.18 \times 10^0$$

$$R'_L := \frac{R_4 \cdot R_L}{R_4 + R_L}$$

$$R'_L = 687.5 \times 10^0 \Omega$$

$$r_{1C} := \frac{h_{11C} + R'_L \cdot |h_C|}{1 + h_{22C} \cdot R'_L}$$

$$r_{1C} = 216.09 \times 10^3 \Omega$$

$$r'_{1C} := \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{1C}} \right)^{-1}$$

$$r'_{1C} = 67.895 \times 10^3 \Omega$$

$$R'_G := 0\Omega \quad (\text{weil } R_G=0)$$

$$r_{2C} := \frac{h_{11C} + R'_G}{|h_C| + h_{22C} \cdot R'_G}$$

$$r_{2C} = 39.843 \times 10^0 \Omega$$

$$r'_{2C} := \frac{r_{2C} \cdot R_4}{r_{2C} + R_4}$$

$$r'_{2C} = 39.135 \times 10^0 \Omega$$

$$v_{UC} := \frac{-h_{21C} \cdot R'_L}{h_{11C} + R'_L \cdot |h_C|}$$

$$v_{UC} = 944.656 \times 10^{-3}$$

$$v_{iC} := \frac{h_{21C}}{1 + h_{22C} \cdot R'_L}$$

$$v_{iC} = -296.917 \times 10^0$$

Man erkennt, dass die Spannungsverstärkung < 1 ist. Die Stromverstärkung ist recht gross, aber stark vom Verhältnis R_4/R_L abhängig, sowie von r_{BE} und $R_1||C$. Der Eingangswiderstand ist gegenüber einer gleichdimensionierten Emitterschaltung massiv höher und in der Grössenordnung des Basisspannungsteilers.

Achtung: In zahlreichen Formelsammlungen wird die Stromverstärkung der Kollektorschaltung ohne Basisspannungsteiler und bezüglich der Last, die der Transistor sieht, ausgewiesen.

2.9.5 Basisschaltung

Die Basisschaltung hat typisch einen niedrigen Eingangswiderstand, einen hohen Ausgangswiderstand und eine hohe Leistungsverstärkung. Die Basisschaltung wird vorwiegend in HF-Schaltungen verwendet, da sie die höchste Grenzfrequenz aufweist.

Im NF-Bereich hat diese Grundschaltung als Verstärker wenig Bedeutung. Jedoch finden wir die Basisschaltung in versteckter Form in Stromversorgungs- und Stabilisierungsschaltungen.

Die Berechnung der Betriebskenngrößen findet mit den bekannten Formeln (2.37)-(2.41) statt, nur dass für den Transistor H-Parameter für Basisschaltung benutzt werden. Diese werden gemäss (2.29)-(2.32) aus den H_E -Parameter berechnet.

Beispiel 2-15: Bestimmen der Betriebskenngrößen bei Basisschaltung.

Eine Transistorverstärkerstufe in Basisschaltung ist mit folgenden Werten gegeben: $R_1=20\text{k}\Omega$, $C=5\text{k}\Omega$, $R_3=1\text{k}\Omega$, $R_4=180\Omega$, $h_{21e}=150$, $h_{11e}=1\text{k}\Omega$, $h_{22e}=200\mu\text{S}$, $h_{12e}=0$, $R_G=50\Omega$.

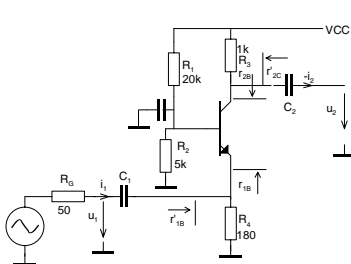
Zu bestimmen sind Ein- und Ausgangswiderstand, sowie die Verstärkungen v_u und v_i ohne Lastwiderstand R_L .

Berechnung:

$$R_1 := 20\text{k}\Omega \quad R_2 := 5\text{k}\Omega \quad R_4 := 180 \cdot \Omega \quad R_L := \text{INF} \quad R_G := 50 \cdot \Omega$$

$$h_{11E} := 1\text{k}\Omega \quad h_{12E} := 0 \quad h_{21E} := 150 \quad h_{22E} := 200\mu\text{S} \quad R_3 := 1\text{k}\Omega$$

Berechnungen:



$$h_E := \begin{pmatrix} h_{11E} \cdot \Omega^{-1} & h_{12E} \\ h_{21E} & h_{22E} \cdot \text{S}^{-1} \end{pmatrix} \quad |h_E| = 200 \times 10^{-3}$$

$$N := 1 - h_{12E} + h_{21E} + |h_E| \quad N = 151.2 \times 10^0$$

$$h_{11B} := \frac{h_{11E}}{N} \quad h_{11B} = 6.614 \times 10^0 \Omega$$

$$h_{12B} := \frac{|h_E| - h_{12E}}{N} \quad h_{12B} = 1.323 \times 10^{-3}$$

$$h_{21B} := \frac{-|h_E| - h_{21E}}{N} \quad h_{21B} = -993.386 \times 10^{-3}$$

$$h_{22B} := \frac{h_{22E}}{N} \quad h_{22B} = 1.323 \times 10^{-6} \text{S}$$

$$|h_B| = 1.323 \times 10^{-3}$$

$$h_B := \begin{pmatrix} h_{11B} \cdot \Omega^{-1} & h_{12B} \\ h_{21B} & h_{22B} \cdot \text{S}^{-1} \end{pmatrix}$$

$$R'_L := R_3 \quad R'_L = 1 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{1B} := \frac{h_{11B} + R'_L}{1 + h_{22B} \cdot R'_L} \quad r_{1B} = 1.005 \times 10^3 \Omega$$

$$r'_{1B} := \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{r_{1B}} \right)^{-1} \quad r'_{1B} = 152.665 \times 10^0 \Omega$$

$$R'_G := \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_4} \right)^{-1} \quad R'_G = 39.13 \times 10^0 \Omega$$

$$r_{2B} := \frac{h_{11B} + R'_G}{|h_B| + h_{22B} \cdot R'_G} \quad r_{2B} = 33.28 \times 10^3 \Omega$$

$$r'_{2B} := \frac{r_{2B} \cdot R_3}{r_{2B} + R_3} \quad r'_{2B} = 970.829 \times 10^0 \Omega$$

$$v_{UB} := \frac{-h_{21B} \cdot R'_L}{h_{11B} + |h_B| \cdot R'_L} \quad v_{UB} = 125.167 \times 10^0$$

$$v_{iB} := \frac{h_{21B}}{1 + h_{22B} \cdot R'_L} \quad v_{iB} = -992.074 \times 10^{-3}$$

2.10 Festlegung der unteren Grenzfrequenz

Die untere Grenzfrequenz eines Transistorverstärkers wird ausschliesslich durch die Koppelkondensatoren und die Emitterkondensatoren definiert, sofern keine andere Gegenkopplungselemente die untere Grenzfrequenz beeinflussen.

Zur Dimensionierung der Kondensatoren sind verschiedene Strategien gangbar. Alle gehen aber davon aus, dass die untere Grenzfrequenz vorgegeben ist. Je nach Anzahl aktiver Kondensatoren kann eine unterschiedliche Steilheit des Abfalls erreicht werden:

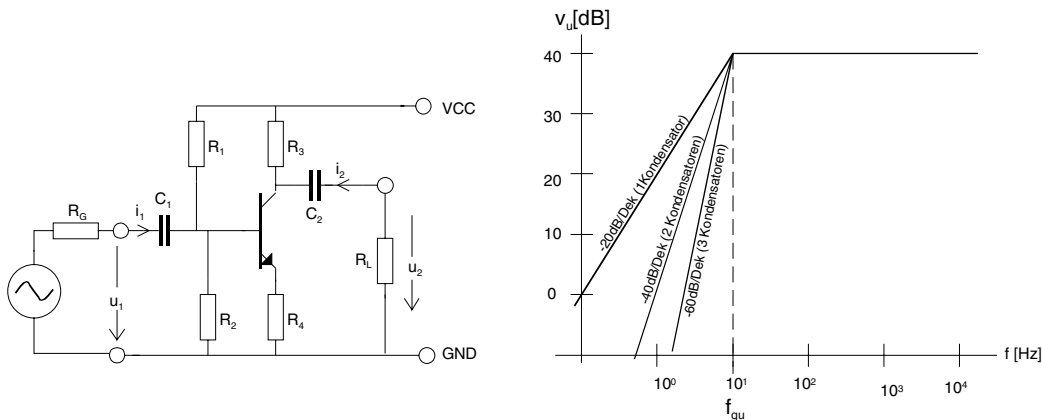


Bild 2-35: Festlegung der unteren Grenzfrequenz und Flankensteilheit der Verstärkerschaltung durch die Koppelkondensatoren.

Wir werden in den nächsten Kapiteln zeigen, wie die Kondensatoren für eine bestimmte untere Grenzfrequenz dimensioniert werden. Ferner berücksichtigen wir den Sachverhalt, wenn mehrere Kondensatoren gleichzeitig aktiv werden.

Die Berechnung für Koppelkondensatoren erfolgt für alle Grundschaltungen gleich. Eine weitere Betrachtung für Basis und Kollektorschaltung ist deshalb nicht notwendig.

2.10.1 Koppelkondensator am Eingang

Der Koppelkondensator am Eingang koppelt AC-mässig die Eingangsspannungsquelle an die Transistorverstärkerstufe an. Er trennt somit den Eingang gleichstrommässig von der Verstärkerstufe.

Wir bestimmen den Wert des Koppelkondensators unter Zuhilfenahme des Ersatzschaltbildes. r_i' verkörpert den gesamten wechselstrommässig aktiven Eingangswiderstand der Verstärkerstufe, wie in den vorherigen Kapiteln gezeigt:

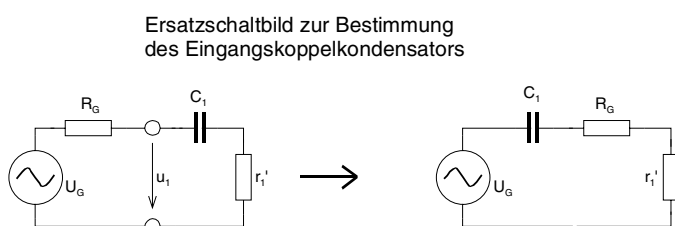


Bild 2-36: Hochpassschaltung gegeben durch Koppelkondensator – Eingangswiderstand und Generatorwiderstand und die Umformung für die Berechnung.

Der Eingangskoppelkondensator C_i stellt mit dem Eingangswiderstand r_i' und dem Generatorwiderstand R_G ein Hochpassfilter erster Ordnung dar. Bei gegebener Grenzfrequenz f_{gu} wird der Kondensator C_i :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{gu} (R_G + r_1')} \quad \text{Koppelkondensator am Eingang} \quad (2.56)$$

Soll der Kondensator nicht frequenzbestimmend sein, sondern nur koppeln, so wird er 10x grösser eingesetzt als berechnet. Dann hat er keinen signifikanten Einfluss mehr auf die untere Grenzfrequenz.

Bei Emitter- und Kollektorschaltung ist aufgrund der Widerstände der Koppelkondensator am Eingang in der Regel der kleinste Kondensator.

Beispiel 2-16: Dimensionierung des Koppelkondensators am Eingang. (Frequenzbestimmend)

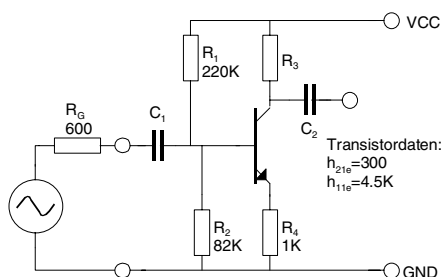
Zu bestimmen ist der Eingangskoppelkondensator C_1 für eine untere Grenzfrequenz $f_{gu}=80\text{Hz}$, wenn folgende Daten gegeben sind: $R_G=600\Omega$, $R_1, 100\text{k}\Omega$, $R_2=33\text{k}\Omega$, $r_E=5\text{k}\Omega$.

$$r_1' = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1 = 100\text{K} \parallel 33\text{K} \parallel 5\text{K} = 4.161\text{k}\Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{gu} (R_G + r_1')} = \frac{1}{2\pi \cdot 80 (600 + 4.161\text{K})} = 417.86\text{nF}$$

Beispiel 2-17: Dimensionierung des Koppelkondensators am Eingang. (Nicht frequenzbestimmend)

Dimensionieren Sie den Koppelkondensator C_1 nicht frequenzbestimmend für die gezeigte Verstärkerstufe. Die gesamte Stufe hat eine untere Grenzfrequenz von $f_{gu}=100\text{Hz}$.



$$r_1 \approx h_{11e} + (h_{21e} + 1)R_4 = 4.5\text{K} + 301 \cdot 1\text{K} = 305.5\text{k}\Omega$$

$$r_1' = R_1 \parallel R_2 \parallel r_1 = 220\text{K} \parallel 82\text{K} \parallel 305.5\text{K} = 49.96\text{k}\Omega$$

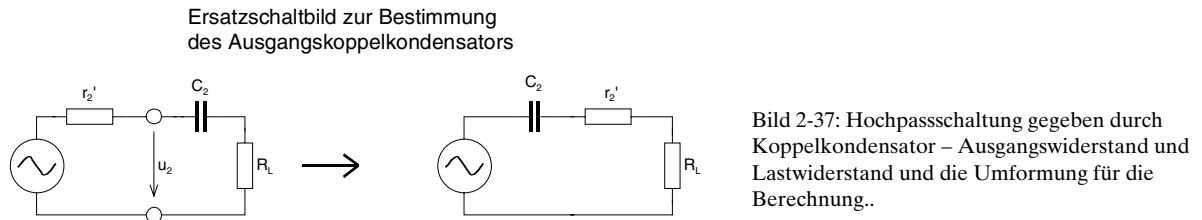
$$C_1 = \frac{10^*}{2\pi f_{gu} (R_G + r_1')} = \frac{10^*}{2\pi \cdot 100 (600 + 49.96\text{K})} = 314.75\text{nF}$$

(*: Faktor 10, weil nicht frequenzbestimmend)

2.10.2 Koppelkondensator am Ausgang

Der Koppelkondensator am Ausgang koppelt die Last AC-mässig an die Verstärkerstufe an.

Analog dem Kondensator am Eingang bestimmen wir den Kondensator am Ausgang mittels Ersatzschaltbild:



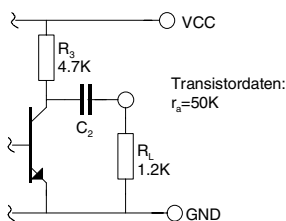
C_2 stellt mit dem Ausgangswiderstand r_a' der Verstärkerstufe und der Last R_L ein Hochpassfilter erster Ordnung dar. Bei gegebener unterer Grenzfrequenz f_{gu} wird der Kondensator C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{gu} (R_L + r_2')} \quad \text{Koppelkondensator am Ausgang} \quad (2.57)$$

Soll der Kondensator nicht frequenzbestimmend wirken, sondern als reine DC-Entkopplung, so wird er 10x grösser eingesetzt als berechnet.

Beispiel 2-18: Dimensionierung des Koppelkondensators am Ausgang. (Frequenzbestimmend)

Bestimmen Sie den Ausgangskoppelkondensator C_2 für eine Grenzfrequenz $f_{gu}=60\text{Hz}$ in nachfolgender Schaltung:



$$r_2' = R_3 \parallel r_2 = 4.7K \parallel 50K = 4.128K$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{gu} (R_L + r_2')} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 (1.2K + 4.128K)} = \underline{497.85nF}$$

2.10.3 Emitterkondensator

Bei der Emitterschaltung wird der zur Temperaturstabilisierung eingesetzte Emitterwiderstand in der Regel wechselstrommässig überbrückt, oder zumindest teilweise. Ohne wechselstrommässige Überbrückung könnte keine grosse Stufenverstärkung erreicht werden.

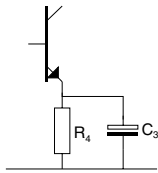
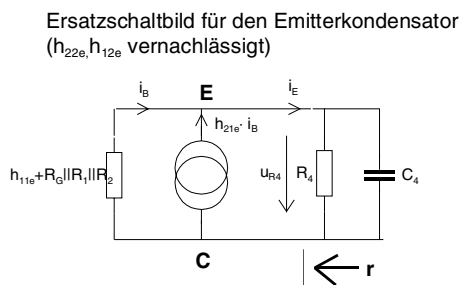


Bild 2-38: Durch AC-mässige Überbrückung des Emitterwiderstandes wird die Verstärkung der Emitterschaltung erhöht. DC-mässig bleibt der Widerstand zur Temperatur immer noch aktiv.

Wir begründen die Formel für den Emitterkondensator. Dazu betrachten wir das Ersatzschaltbild, das die Situation am Emitter darstellt. r verkörpert den dynamischen Widerstand am Emitter:



Ansatz:

$$i_E = \frac{-u_{R4}}{h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G} (h_{fe} + 1)$$

$$r = \frac{u_{R4}}{-i_E} = \frac{h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{h_{21e} + 1} \quad (2.58)$$

Hier bildet das Glied $\parallel R_4$ mit C_4 ein Tiefpassfilter erster Ordnung. Der Emitterkondensator C_4 wird dann bei vorgegebener Grenzfrequenz f_{gu} :

$$C_4 = \frac{R_4 (h_{21e} + 1) + h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{2\pi f_{gu} R_4 (h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G)} \quad \text{Emitterkondensator} \quad (2.59)$$

$$\approx \frac{h_{21e}}{2\pi f_{gu} (h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G)} \quad (R_4 \cdot h_{21e} \gg h_{11e}) \quad (2.60)$$

Der Widerstand r ist in der Praxis sehr klein. Deshalb hat der Emitterwiderstand R_4 praktisch keinen Einfluss auf die untere Grenzfrequenz. In einer normalen Verstärkerschaltung kann durchwegs mit der Näherung gearbeitet werden.

Von allen frequenzbestimmenden Kondensatoren in der Verstärkerstufe hat der Emitterkondensator immer den grössten Wert. Häufig werden Elektrolytkondensatoren mit hohen Kapazitäten benötigt.

Der Emitterkondensator wird deshalb immer frequenzbestimmend dimensioniert.

Anders als bei den Koppelkondensatoren sinkt die Verstärkung von v_{u0} nicht asymptotisch, sondern erreicht bald den Wert v_{u1} , der durch den nicht überbrückten Emitterwiderstand festgelegt ist:

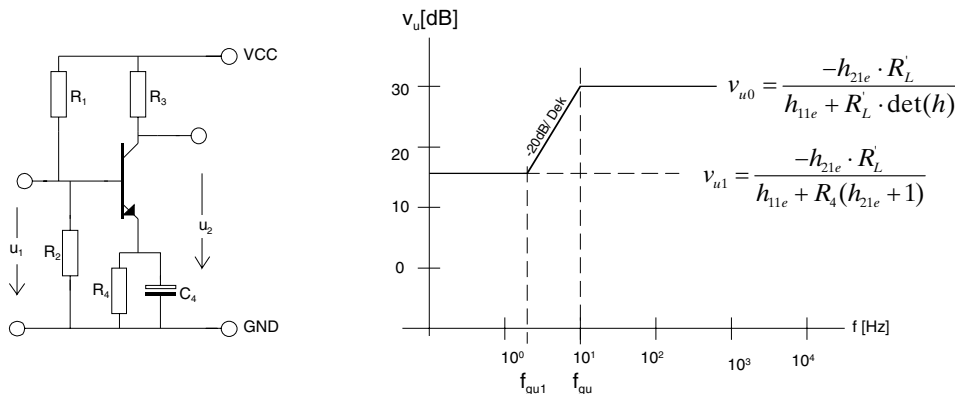


Bild 2-39: Einfluss des Emitterkondensators auf den Amplitudengang des Verstärkers. (Beispiel)
Typisch ist die Absenkung von f_{gu} bis f_{gu1} .

Beispiel 2-19: Dimensionierung des Emitterkondensators.

Bestimmen Sie den Emitterkondensator für die Vorgaben: $f_{gu} = 80\text{Hz}$, $h_{21e} = 300$, $h_{11e} = 5\text{k}\Omega$, $R_4 = 330\Omega$, $R_1 = 27\text{k}\Omega$, $R_2 = 47\text{k}\Omega$, $R_G = 120\Omega$.

$$R'_G = R_1 \parallel R_2 \parallel R_G = 47\text{K} \parallel 27\text{K} \parallel 120\Omega = 3.8712\text{k}\Omega$$

$$C_4 = \frac{R_4 (h_{21e} + 1) + h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{2\pi f_{ug} R_4 (h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G)} = \frac{330 \cdot 301 + 5\text{K} + 3.8712\text{K}}{2\pi \cdot 80 \cdot 330 (5\text{K} + 3.8712\text{K})} = \underline{73.53\mu\text{F}}$$

$$\approx \frac{h_{21e}}{2\pi f_{ug} (h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G)} = \frac{300}{2\pi \cdot 80 (5\text{K} + 3.8712\text{K})} = 67.27\mu\text{F}$$

Die Näherung bringt eine kleine Abweichung gegenüber dem Resultat, das den Emitterwiderstand berücksichtigt. Da aber Elektrolytkondensatoren sowieso nur in E6 gefertigt werden und zudem Toleranzen von -50..+100% haben, spielt diese Abweichung für die Praxis keine Rolle.

2.10.4 Dimensionierung bei mehreren aktiven Kondensatoren

Bei der unteren Grenzfrequenz entsteht in jedem Glied ein Abfall von 3 dB. So hätte man z.B. bei einer Emitterschaltung mit drei frequenzbestimmenden Kondensatoren bei der Grenzfrequenz bereits einen Abfall von 9dB.

Wir bestimmen deshalb einen Korrekturfaktor k , der an die vorgegebene Grenzfrequenz zu multiplizieren ist. Dieser Faktor bestimmt eine neue Frequenz, die sog. Dimensionierungsgrenzfrequenz f_{gud} :

$$f_{gud} = k \cdot f_{gu} \quad k = \text{Dimensionierungsfaktor} \quad \text{Dimensionierungsgrenzfrequenz} \quad (2.61)$$

Werden die einzelnen Glieder dann mit f_{gud} dimensioniert, erhalten wir gesamthaft bei der Grenzfrequenz f_{gu} die gewünschte Dämpfung von 3dB.

Der Dimensionierungsfaktor k ist von der Anzahl n frequenzbestimmender Glieder abhängig:

$$k = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad n = \text{Anzahl frequenzbestimmender Glieder} \quad \text{Dimensionierungs-} \quad (2.62)$$

$$\approx \frac{0.833}{\sqrt{n}} \quad (n \geq 1) \quad \text{faktor } k \quad (2.63)$$

Wir erhalten tabellarisch die Werte für 1 bis 5 Glieder:

Anzahl Glieder n	k
1	1
2	0.643594
3	0.509825
4	0.439794
5	0.385614

Die Richtigkeit des Dimensionierungsfaktors begründen wir mit einem Ansatz, wo die Grenzfrequenz eines Tiefpassfilters n -ter Ordnung bezüglich der Grenzfrequenz eines einzelnen Gliedes bestimmt wird:

Der Frequenzgang des normierten Tiefpassfilters n -ter Ordnung lautet:

$$F(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega)^n} \quad (2.64)$$

Führen wir nun f_g als Grenzfrequenz ein, so können wir den Frequenzgang bezüglich der normierten Frequenz f/f_g schreiben:

$$F(jf) = \frac{1}{\left(1 + \frac{jf}{f_g}\right)^n} \quad (2.65)$$

Bei -3dB gilt dann:

(2.66)

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\left| \left(1 + \frac{jf}{f_g} \right)^n \right|}$$

Wir lösen auf und erhalten:

$$2^{\frac{1}{2}} = \left| \left(1 + \frac{f}{f_g} \right)^n \right| = \left(1 + \left(\frac{f}{f_g} \right)^2 \right)^{\frac{n}{2}} \quad \rightarrow k = \left(\frac{f}{f_g} \right) = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (n \geq 1) \quad (2.67)$$

Der Faktor k besagt also, um welchen Faktor die normierte Frequenz f/f_g verschoben werden muss, dass das Filter n -ter Ordnung bei der Grenzfrequenz des einzelnen Gliedes eine gesamte Dämpfung von 3 dB hat.

Beispiel 2-20: Bestimmen der unteren Dimensionierungsgrenzfrequenz.

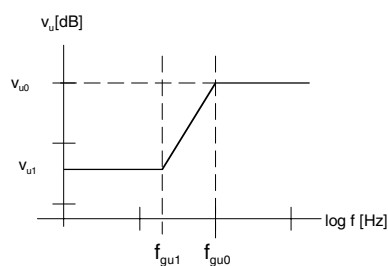
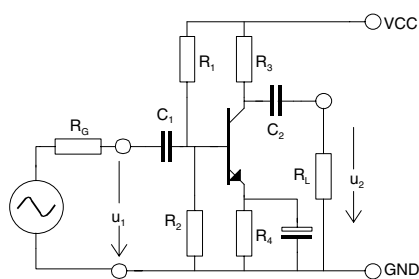
Eine Verstärkerstufe soll bei einer Grenzfrequenz von $f_{gu} = 40\text{Hz}$ drei frequenzbestimmende Kondensatoren erhalten. Bestimmen Sie die Dimensionierungsgrenzfrequenz f_{gud} für die Kondensatordimensionierung.

Lösung:

$$f_{gud} = f_{gu} \cdot k = f_{gu} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = 40 \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1} = \underline{20.39\text{Hz}}$$

Beispiel 2-21: Bestimmen der unteren Grenzfrequenz.

Ein Verstärker wurde gemäss nachfolgendem Schema dimensioniert. Bestimmen Sie die Verstärkungen v_{u0} , v_{u1} sowie die beiden Frequenzen f_{gu0} und f_{gu1} .



Vorgaben:

$$\begin{aligned} R_1 &= 120\text{k}\Omega & h_{21e} &= 320 \\ C &= 47\text{k}\Omega & h_{11e} &= 8.2\text{k}\Omega \\ R_3 &= 1.2\text{k}\Omega & h_{22e} &= 50\mu\text{S} \\ R_4 &= 470\Omega & h_{12e} &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_L &= 2.2\text{k}\Omega \\ R_G &= 600\Omega \\ C_4 &= 470\mu\text{F} \end{aligned}$$

C_1, C_2 sind nicht frequenzbestimmend

Lösung:

Die Verstärkungen werden:

$$R_L = R_3 \parallel R_L = 1.2\text{K} \parallel 2.2\text{K} = 776.5\Omega$$

$$v_{u0} = \frac{-R_L h_{21e}}{h_{11e} (1 + h_{22e} R_L)} = \frac{-776.5 \cdot 320}{8.2\text{K} (1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 776.5)} = \underline{29.17}$$

$$v_{u1} = \frac{R_L (h_{22e} R_4 - h_{21e})}{h_{11e} (1 + h_{22e} R_L) + R_4 (h_{21e} + 1 + h_{22e} R_L + h_{22e} h_{11e})} = \frac{776.5 (470 - 320 \cdot 20\text{K})}{8.2\text{K} (1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 776.5) + 470 (321 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 776.5 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 8.2\text{K})} = \underline{-1.512}$$

Die Frequenz f_{gu0} wird:

$$R'_G = R_1 \parallel R_2 \parallel R_G = 120K \parallel 47K \parallel 600 = 589.5\Omega$$

$$f_{gu0} = \frac{R_4 (h_{21e} + 1) + h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{2\pi C_4 R_4 (h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G)} = \frac{470 \cdot 321 + 8.2K + 589.5}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot 470(8.2K + 589.5)} = \underline{13.08Hz}$$

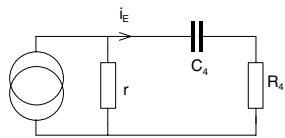
Die Frequenz f_{gu1} wird aus dem Zusammenhang der Hochpassfilterfunktion mit 20dB/ Dek Steigung bestimmt. Dabei machen wir uns zu Nutze, dass wir die Grenzfrequenz bereits kennen und den funktionalen Verlauf des Amplitudenganges beschreiben können:

$$\frac{v_{u1}}{v_{u0}} = \frac{\left| \frac{jf_{gu1}}{f_{gu0}} \right|}{\left| 1 + \frac{jf_{gu1}}{f_{gu0}} \right|} \quad \rightarrow \quad \frac{f_{gu1}}{f_{gu0}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{v_{u0}}{v_{u1}} \right)^2 - 1}} \quad (\text{Bedingung: } v_{u0} > v_{u1})$$

$$f_{gu1} = \frac{f_{gu0}}{\sqrt{\left(\frac{v_{u0}}{v_{u1}} \right)^2 - 1}} = \frac{13.09}{\sqrt{\left(\frac{-29.17}{-1.512} \right)^2 - 1}} = \underline{0.68Hz}$$

Beispiel 2-22: Bestimmen der unteren Grenzfrequenz (alternative Lösung).

Ein alternativer Ansatz wäre mit der Überlegung dass das Glied r , R_4 und C_4 ein Hochpassfilter darstellt. f_{gu1} ist die Grenzfrequenz bei der v_{u1} um 3dB angestiegen ist. Der Anstieg beginnt genau dann, wenn C_4 zu wirken beginnt:



$$r = \frac{h_{11e} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_G}{h_{21e} + 1} = \frac{8.2K + 589.5}{301} = 29.2\Omega$$

$$f_{gu1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_4 (r + R_4)} = \frac{1}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^{-6} (29.2 + 470)} = \underline{0.68Hz}$$

Der Vorteil dieser Methode ist, dass hier die Verstärkungen v_{u0} , v_{u1} und die Grenzfrequenz f_{gu0} nicht bekannt sein müssen.

2.11 Das Hybrid-Pi-Modell (Giacoletto-Modell)

Ähnlich wie das H-Parameter-Modell, wurde zur Beschreibung des Kleinsignalverhaltens ein Transistormodell von Giacioletto entwickelt. Es ist ein Wechselstrom-Modell mit Berücksichtigung von den wesentlichen Kapazitäten und in der vorliegenden Form bis ca. $f_T/3$ brauchbar.

Das Π -Modell werden Bezeichnungen und Grössen beim H-Parameter Modell. Jedoch können die Kennwerte aus beiden Modellen ineinander übergeführt werden. Der Vorteil des Modells von Giacioletto ist die Berücksichtigung der Kapazitäten. im Transistormodell. Dies erlaubt eine frequenzabhängige Beschreibung der Kenngrössen.

Meist wird das Modell in Emitterschaltung (andere sind gleichwertig) verwendet. Die dabei verwendeten Grössen werden nach Bild 2-40 dargestellt:

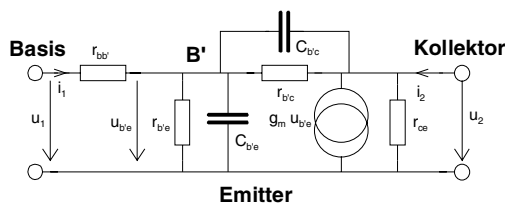


Bild 2-40: Hybrid- Π -Modell eines Bipolartransistors.

Es berücksichtigt auch das Frequenzverhalten mit den Kapazitäten $C_{b'e}$ und $C_{b'c}$

r_{bb} : Basis-Bahnwiderstand. Er verkörpert den ohmschen Widerstand des Basismaterials und der Bondung. Praktische Werte liegen im Bereich von einigen zehn Ohm bis einige hundert Ohm. Anm.: Der Basis-Bahnwiderstand beeinflusst stark das Rauschverhalten der Transistorschaltung.

B' : Interne Basis. Aufgrund der Potenzialdifferenz über r_{bb} , wird für weitere Berechnungen eine interne Basis definiert.

$r_{b'e}$: Differenzieller Widerstand der in Vorwärtsrichtung betriebenen Basis-Emitterdiode. Da die Basis-Emitterstrecke eine hoch dotierte Sperrschicht darstellt, kann $r_{b'e}$ näherungsweise:

$$r_{b'e} = \frac{di_1}{du_1} = \frac{1}{U_T} \underbrace{I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}}_{I_B = I_C / h_{21e}} \approx \frac{U_T h_{fe}}{I_C} = \frac{0.026 h_{fe}}{I_C} \Big|_{T=300K} \quad (2.68)$$

$C_{b'e}$: Basis-Emitter-Sperrschichtkapazität. Die darin eingespeicherte Ladung Q ist direkt proportional zum Kollektorstrom I_C , weil:

$$Q = Q_0 \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad (2.69)$$

Damit wird $C_{b'e}$ ungefähr:

$$C_{b'e} = \frac{\Delta Q}{\Delta u_{be}} \approx \frac{Q}{U_T} = I_C t_{md} U_T \quad (2.70)$$

Hierbei verkörpern t_{md} die mittlere Diffusionszeit der Ladungsträger in der Basis. Unter der Annahme dass h_{fe} konstant, sehen wir dass $r_{b'e} C_{b'e}$ unabhängig vom Kollektorstrom I_C ist.

Für unsere weitere Betrachtung genügt die Erkenntnis:

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (2.71)$$

g_m : Vorwärtssteilheit. Weil die Schaltung ein lineares Übertragungsverhalten aufweist, d.h. der Kollektorstrom i_c proportional von der Basis-Emitterspannung u_{BE} abhängig ist, wird diese 'Proportionalitätskonstante' als Steilheit folgendermassen definiert:

$$g_m = \left. \frac{i_c}{u_{b'e}} \right|_{u_{cE}=0} \quad (2.72)$$

Mit:

$$h_{21e} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} = \frac{g_m u_{b'e}}{i_1} = g_m r_{b'e} \quad (2.73)$$

Wir lösen nach der Steilheit g_m auf und setzen für $r_{b'e}$ die Näherung aus der Shockley-Gleichung ein:

$$g_m = \frac{h_{21e}}{r_{b'e}} = \frac{h_{21e} \cdot I_C}{U_T h_{21e}} = \frac{I_C}{0.026} \Big|_{T=300K} \approx 38.5 I_C \quad (2.74)$$

Besonders auffällig ist, dass die **Steilheit g_m unabhängig vom Transistortyp** ist.

$C_{b'c}$: Kollektor-Basis-Kapazität. Im aktiven Betrieb (Verstärkerbetrieb) ist sie eine Sperrschichtkapazität und daher recht klein (typ. einige pF). Bei Sättigung (z.B. Betrieb als Schalter) steigt sie aufgrund der entstehenden Diffusionskapazität stark an.

$r_{b'e}$: Rückwirkungswiderstand in der Grössenordnung 100k Ω bis M Ω . Normalerweise kann dieser Widerstand bei Berechnungen vernachlässigt werden.

r_{ce} : Kollektor-Emitter-Widerstand in der Grössenordnung zehn Ω bis einige zehn k Ω . Der exakte Wert wird zweckmässigerweise aus den H-Parameter bestimmt.

2.11.1 Beziehung $C_{b'e}$ zu f_T

Normalerweise wird nur die Transitfrequenz f_T in den Datenblättern publiziert. Um $C_{b'e}$ zu bestimmen wäre es also wünschenswert $C_{b'e}$ in Beziehung zu f_T zu bringen, damit die Werte für das Hybrid- Π -Modell bestimmt werden können.

Wir betrachten dazu ein vereinfachtes Hybrid- Π -Modell mit kurzgeschlossenem Ausgang:

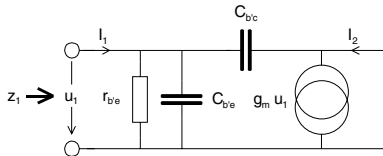


Bild 2-41: Hybrid- Π -Modell eines Bipolartransistors mit kurzgeschlossenem Ausgang zur Untersuchung der Transitfrequenz.

Damit ergibt sich die Eingangsimpedanz z_1 :

$$z_1 = \frac{1}{\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (2.75)$$

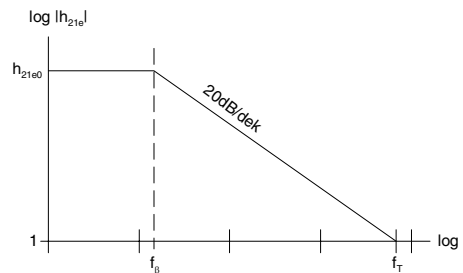
Da $r_{b'c}$ verhältnismässig gross ist, kann er vernachlässigt werden.

Durch Einsetzen der Definition der Stromverstärkung h_{21e} erhalten wir die frequenzabhängige Stromverstärkung:

$$h_{21e} = \frac{g_m u_1}{i_1} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (2.76)$$

Grundsätzlich ist die frequenzabhängige Stromverstärkung der Emitterschaltung eine Funktion der Art:

$$h_{21e}(f) = \frac{h_{21e0}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} \quad (2.77)$$



h_{21e0} ist die DC-Stromverstärkung in Emitterschaltung, f_β ist die sog. *Beta-Transitfrequenz*. Bei ihr ist die DC-Stromverstärkung um 3dB abgefallen: $|h_{21e}| = h_{21e0} \cdot 0.707$

Wir erhalten die Beta-Transitfrequenz:

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (2.78)$$

Und daraus die Kapazitäten:

$$C_{b'e} + C_{b'c} = \frac{1}{2\pi f_\beta r_{b'e}} \quad (2.79)$$

Mit $g_m \approx \frac{h_{21e}}{r_{b'e}}$ erhalten wir:

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_\beta h_{fe}} - C_{b'c} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} \quad (2.80)$$

Wenn wir I_C , h_{21e} und f_T kennen, sind wir in der Lage $C_{b'e}$ mit genügender Genauigkeit zu berechnen.

Den Betrag der Stromverstärkung h_{21e} erhalten wir durch Ausrechnen von (2.77):

$$|h_{21e}| = \frac{h_{21e0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \quad (2.81)$$

Speziell für die Transitfrequenz ($h_{21e}=1$) finden wir den näherungsweisen Zusammenhang:

$$f_T \approx h_{21e0} \cdot f_\beta \quad (2.82)$$

Die Näherung gilt, weil immer $f_T > f_\beta$ und somit wird $(f_T/f_\beta)^2 \gg 1$.

Beispiel 2-23: Bestimmen der Hybrid- Π -Kenngrößen aus dem H-Parametersatz.

Bestimmen Sie die Kenngrößen $r_{b'e}$ und $C_{b'e}$ für ein Π -Transistormodell, wenn vom Transistor folgende Größen bekannt sind:

$$\begin{aligned} I_C &= 1\text{mA} \\ C_{obo} &= 5\text{pF} \quad (U_{CE} = 10\text{V}) \\ f_T &= 60\text{MHz} \\ H\text{-Parameter bei } U_{CE} &= 5\text{V}, I_C = 1\text{mA}: \\ h_{11e} &= 6.2\text{k}\Omega \quad h_{21e} = 220 \\ h_{12e} &= 2.7 \cdot 10^{-4} \quad h_{22e} = 20\mu\text{S} \end{aligned}$$

Lösung:

Mit (2.74) wird g_m :

$$g_m \approx \frac{I_C}{0.026} \Big|_{T=300\text{K}} = \frac{0.001}{0.026} \approx \underline{\underline{38.5\text{ mS}}}$$

Mit $f_T = 60\text{MHz}$ und $C_{b'c} = C_{cbo} = 5\text{pF}$ erhalten wir $C_{b'e}$: unter Verwendung von (2.74) und (2.80):

$$\begin{aligned} C_{b'e} &= \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} = \frac{0.0385}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^7} - 5 \cdot 10^{-12} = \underline{\underline{97\text{ pF}}} \\ r_{b'e} &= \frac{h_{21e}}{g_m} = \frac{220}{0.0385} = \underline{\underline{5.715\text{ k}\Omega}} \end{aligned}$$

2.11.2 Allgemeine Umrechnung H-Pi

Die folgende Gegenüberstellung der Π und H-Parameter erlaubt eine allgemeine Umrechnung:

$$r_{b'e} = h_{11e} - r_{bb'} \quad r_{b'e} = \frac{h_{21e} U_T}{I_C} \quad \left(U_T = \frac{kT}{q} \right) \quad (2.83) \quad (2.84)$$

$$r_{b'c} = \frac{h_{11e} - r_{bb'}}{h_{12e}} \quad g_m = 38.5 I_C \quad \text{Umrechnung } h\text{-}\Pi\text{-Parameter} \quad (2.85) \quad (2.86)$$

$$g_m = \frac{h_{21e}}{h_{11e} - r_{bb'}} \quad C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} \quad (2.87) \quad (2.88)$$

$$\frac{1}{r_{ce}} = h_{22e} - \frac{h_{21e} h_{12e}}{h_{11e} - r_{bb'}} \quad C_{b'c} = C_{cbo} \quad (2.89) \quad (2.90)$$

Mit diesen Zusammenhängen können nun die weiteren Größen des Π -Modells bestimmt werden:

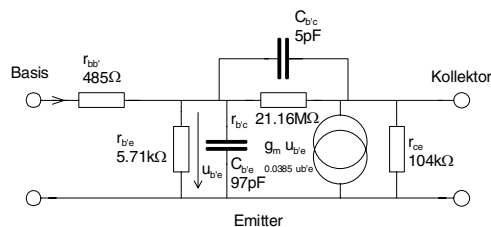
$$r_{bb'} = h_{11e} - \frac{h_{21e}}{g_m} = 6.2K - \frac{220}{0.0385} = 485\Omega$$

$$r_{b'c} = \frac{h_{11e} - r_{bb'}}{h_{12e}} = \frac{6.2K - 485}{2.7 \cdot 10^{-4}} = 21.16M\Omega$$

$$\frac{1}{r_{ce}} = h_{22e} - \frac{h_{21e} h_{12e}}{h_{11e} - r_{bb'}} = 20 \cdot 10^{-6} - \frac{220 \cdot 2.7 \cdot 10^{-4}}{6.2K - 485} = 9.606 \cdot 10^{-6} S$$

$$\Rightarrow r_{ce} = 104.0k\Omega$$

Mit diesen Werten erhalten wir das Modell:



Beispiel 2-24: Bestimmung der Stromverstärkung bei höheren Frequenzen.

Bestimmen Sie den Betrag der Stromverstärkung $|h_{21e}|$ und die Reaktanz von C_{CB0} bei 5 MHz für den Transistor BC547B, dessen Transistfrequenz und Kollektor-Basiskapazität mit nachfolgenden Diagrammen dargestellt sind. Der Arbeitspunkt des Transistors liegt bei $I_{C0} = 10\text{mA}$ mit einem $U_{CE} = 10\text{V}$. Für diesen Arbeitspunkt wird im Datenblatt ein $h_{21e} = 300$ ausgewiesen.

Vorgehen:

Mit (2.77) wird $|h_{21e}|$:

$$h_{21e}(f) = \frac{h_{21e0}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} = \frac{h_{21e0}}{1 + j \frac{h_{21e0} \cdot f}{f_T}}$$

$$|h_{21e}(f)| = \frac{h_{21e0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{h_{21e0} \cdot f}{f_T}\right)^2}}$$

$$|h_{21e}| = \frac{300}{\sqrt{1 + \left(\frac{300 \cdot 5 \cdot 10^6}{320 \cdot 10^6}\right)^2}} = \underline{62.59}$$

Die Reaktanz X_{CB0} der Kollektor-Basiskapazität wird:

$$X_{CB0} = \frac{1}{2\pi f C_{CB0}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 2.8 \cdot 10^{-12}} = \underline{11.368k\Omega}$$

Der Wert Reaktanz ist für eine wechselstrommässige Betrachtung zu r_{CE} zuzuschlagen (parallel). Bei tieferen Frequenzen (einige MHz) spielt diese Reaktanz keine Rolle, da sie in der Beschaltung im Verhältnis zu Last vernachlässigbar ist.

2.12 Literaturverzeichnis

- [KRU-ME98] Skript Mikroelektronik I, Kapitel Bipolartransistoren, Gerhard Krucker, 1998.
- [NÜH94] Das grosse Werkbuch der Elektronik, Dieter Nührmann, Franzis-Verlag 1994, ISBN 3-7723-6546-9
- [THO76] Bauelemente der Halbleiterelektronik, H.Tholl, Verlag Teubner 1976, ISBN 3-519-06418-9
- [WEI93] Elektronik für Ingenieure, W. Weissgerber, Vieweg, 2. Auflage 1993, ISBN 3-528-14918-3

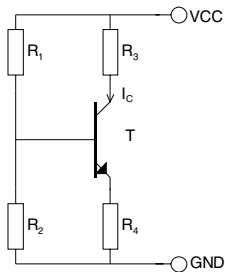
2.13 Aufgaben

Verständnisfragen

1. Begründen Sie verbal, wieso bei Bipolartransistoren die Sperrspannung U_{CB0} wesentlich höher ist als die Sperrspannung U_{EB0} .
2. H-Parameter sind sog. Kurzschluss-Kleinsignalparameter. Wie sind diese Parameter definiert und was besagt das Wort "Kurzschluss" genau?
3. Definieren Sie den Begriff "thermische Rückkopplung" im Zusammenhang mit der Gleichstromdimensionierung einer Transistorverstärkerstufe.

Temperatureffekte, Restströme

4. Die Leckströme eines Transistors betragen $I_{CB0}=2.3\text{nA}$ und $I_{CE0}=320\text{nA}$. Der Basisstrom beträgt $I_B=1.2\mu\text{A}$. Bestimmen Sie den Kollektorstrom I_C .
5. Von welchem Kollektorstrom I_C an ist kein thermischer Aufschaukeleffekt mehr möglich?



6. Die Ströme I_C' , I_B' und I_E' stellen die Transistorströme unter Berücksichtigung des Reststromes I_{CB0} dar.

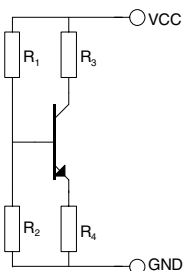
Unter der Zuhilfenahme der Beziehungen ($I_C = B I_B = H_{FE} I_B$, $I_E = A I_C = H_{FB} I_C$) und einer Leckstromquelle I_{CB0} zeige man, dass die folgenden Beziehungen gelten:

a.) $I_C = H_{FE} I_B + (H_{FE} + 1) I_{CB0}$

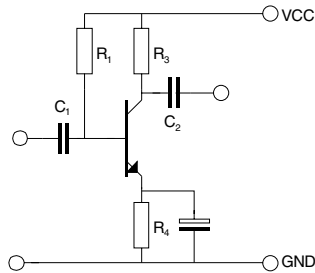
b.) $I_B = \frac{I_E}{H_{FE} + 1} - I_{CB0}$

c.) $I_E = \frac{H_{FE} + 1}{H_{FE}} (I_C - I_{CB0})$

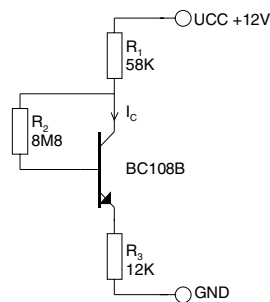
7. Welchen Einfluss hat die Streuung ΔH_{FE} auf den Arbeitspunkt I_C bei nachfolgender Schaltung? Bestimmen Sie dazu eine Formel, die die Abweichung ΔI_C berechnet.



8. Bestimmen Sie für die nachfolgende Schaltung formal die Temperaturdrift dU_{CE}/dT .

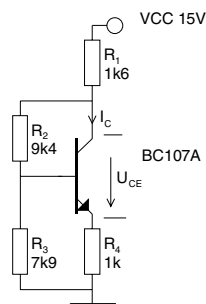


9. Bestimmen Sie für die nachfolgende Schaltung:
 a.) I_C (besser als 2%)
 b.) U_{CE}
 c.) ΔI_C , wenn die Umgebungstemperatur von 0° auf $+50^\circ$ ändert.

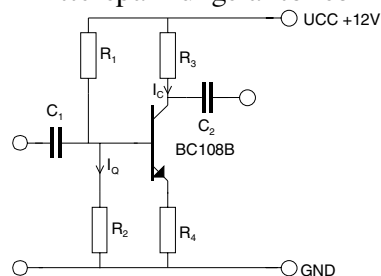


Arbeitspunktbestimmungen

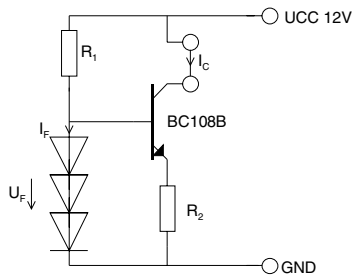
10. Bestimmen Sie I_C , U_{CE} mit einer Genauigkeit von 2%. Wie gross ist die Kristalltemperatur bei $T_A=25^\circ$?



11. Dimensionieren Sie die Widerstände für den Arbeitspunkt $I_C=200\mu A$, so dass ein Eingangswiderstand $r'_i > 100k\Omega$ erreicht wird, aber I_Q trotzdem möglichst gross wird. Der Emitterspannungsfaktor soll $m=3$ sein.

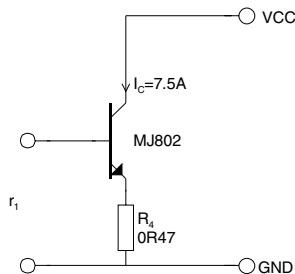


12. Dimensionieren Sie die Konstantstromquelle für $I_C=5\text{mA}$. Vorgaben: $U_F=0.6\text{V}$, $I_F=100\mu\text{A}$.



13. Wie gross ist der Innenwiderstand der Stromquelle aus 12.)?

14. Wie gross ist der Eingangswiderstand r_i (unter Vernachlässigung des Bahnwiderstandes)? Bei $I_C=7.5\text{A}$ wird ein $H_{FE}=35$ angenommen.

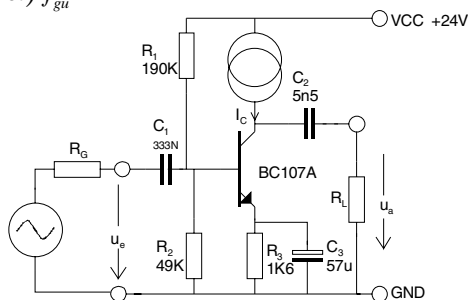


AC- und DC-Dimensionierungen

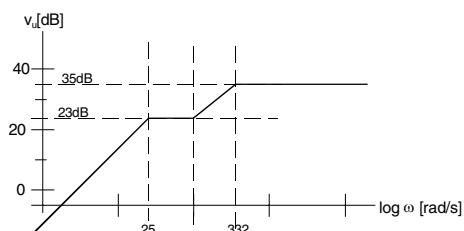
15. Folgende Grössen sind in nachfolgender Schaltung vorgegeben: $U_{CE}=10\text{V}$, $R_G=2\text{k}\Omega$, $R_L=120\text{k}\Omega$.

Bestimmen Sie:

- I_C (besser als 2%)
- v_{ui} im mittleren Frequenzbereich
- f_{gu}

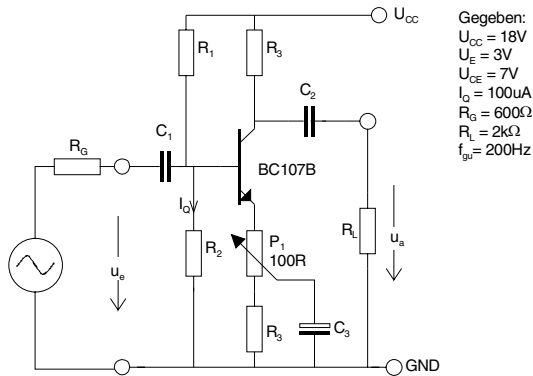


16. Dimensionieren Sie einen Kleinsignalverstärker mit einem Transistor BC 109C in Emitterschaltung, der nachfolgenden Amplitudengang ausweist. Weiter betragen $R_G=0$, $R_L=\infty$, $U_{CC}=15\text{V}$, $I_C=2\text{mA}$.



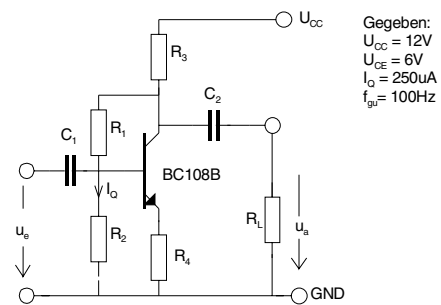
17. Bestimmen Sie:

- $R_1 \dots R_4$
- C_1, C_2, C_3 für den schlechtesten Fall
- Änderung von v_u im mittleren Frequenzbereich wenn das Potentiometer von einem Anschlag zum anderen Anschlag gedreht wird.

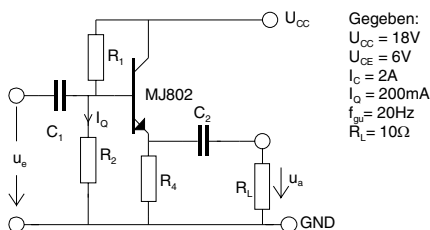


18. Berechnen Sie folgende Größen der Verstärkerschaltung:

- R_1, \dots, R_3
- C_1, C_2
- v_u, v_i im mittleren Frequenzbereich

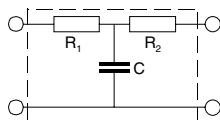


19. Dimensionieren Sie R_1, \dots, R_4 sowie C_1 und C_2 für den nachfolgenden Leistungsverstärker. Hinweise: r_{BE} ist aus der Shockley-Gleichung zu bestimmen. $H_{FE} = h_{fe} = 80$ ist anzunehmen.



Diverses

20. Bestimmen Sie die H-Parameter des Zweitors:



21.

