



# Transistorgrundschaltungen

Skriptum zum Praktikum  
**Elektronik**

Sommersemester 2012

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Ersatzschaltbilder</b>	<b>1</b>
2.1	Einführung . . . . .	1
2.2	Gleichstromersatzschaltbild . . . . .	2
2.3	Wechselstromersatzschaltbild . . . . .	2
2.4	Kleinsignalersatzschaltbild . . . . .	3
2.5	T-Operator-Ersatzschaltbild . . . . .	5
<b>3</b>	<b>Transistorgrundschaltungen</b>	<b>6</b>
3.1	Einführung . . . . .	6
3.2	Eigenschaften der Grundschaltungen . . . . .	7
3.3	Berechnung der NF-Eigenschaften . . . . .	8
3.4	Ein- und Ausgangswiderstand . . . . .	9
3.5	Emittergrundschaltung . . . . .	10
3.6	Kollektorgrundschaltung . . . . .	12
3.7	Basisgrundschaltung . . . . .	12
<b>4</b>	<b>Arbeitspunkt</b>	<b>12</b>
4.1	Einführung . . . . .	12
4.2	Bestimmung des Arbeitspunktes . . . . .	13
4.2.1	Aus den Kennlinien . . . . .	13
4.2.2	Schaltungslesen . . . . .	14
4.3	Einfluss der Temperatur . . . . .	15
4.4	Stabilisierung . . . . .	16
4.4.1	Stromgegenkopplung . . . . .	16
4.4.2	Spannungsgegenkopplung . . . . .	16
4.5	Aussteuerbereich . . . . .	17
<b>5</b>	<b>Übertragungsfunktion</b>	<b>18</b>
5.1	Hochpass . . . . .	18
5.2	Tiefpass . . . . .	20
5.3	Phasendrehung . . . . .	20
5.4	Bandbreite . . . . .	21

---

<b>6</b>	<b>Mikrofone</b>	<b>22</b>
6.1	Kondensatormikrofon . . . . .	22
6.2	Elektretmikrofon . . . . .	23
<b>7</b>	<b>Vorbereitende Aufgaben</b>	<b>25</b>
<b>8</b>	<b>Messaufgaben</b>	<b>29</b>
<b>A</b>	<b>Ausarbeitung</b>	<b>30</b>
<b>B</b>	<b>Schaltplan und Layout</b>	<b>31</b>
<b>C</b>	<b>Beispielrechnung</b>	<b>33</b>

# 1 Einführung

Dieser Versuchsaufbau erweitert die Funktion unseres MP3-Verstärkers um ein Mikrofon und den zugehörigen Vorverstärker. Dabei wird das Signal des Mikrofons verstärkt und kann an den Line-In Eingang der Leistungsendstufe (Versuch: NF-Leistungsverstärker) angeschlossen werden. Als Mikrofon dient hierbei, wie in der Praxis üblich, eine kompakte Elektretmikrofonkapsel.

Ziel dieses Praktikumabschnitts ist es, die Eigenschaften der Transistorgrundsaltungen anzuwenden.

Um Berechnungen von Transistorgrundsaltungen einfacher zu gestalten, werden zunächst verschiedene Ersatzschaltbilder vorgestellt. Anschließend folgt eine theoretische Beschreibung der einzelnen Grundsaltungen und ein Abschnitt zur Einstellung des Arbeitspunktes. Zu guter Letzt wird die Funktionsweise von Kondensatormikrofonen und speziell dem Elektretmikrofon erläutert.

Im praktischen Teil dieses Versuchs wird eine Schaltung zur Verstärkung des Mikrofonsignals mittels dreistufigem Vorverstärker aufgebaut. Diese Schaltung soll in den Gesamtaufbau integriert werden. Selbstverständlich soll auch diese Schaltung ihre Betriebsspannung aus dem batteriebetriebenen Netzteil beziehen, welches im Versuch Netzteile aufgebaut wird.

Anforderungen, die an diese Schaltung gestellt werden, sind ein geringer Stromverbrauch sowie ein störfreies Übertragen der Tonsignale an die Endstufe.

## 2 Ersatzschaltbilder

### 2.1 Einführung

Ersatzschaltbilder dienen im Allgemeinen dazu, eine Schaltung so zu vereinfachen, dass sie verständlicher und leichter zu berechnen ist. Dabei ist es wichtig zu beachten, dass nicht jedes der im Folgenden vorgestellten Ersatzschaltbilder (ESB) für die Lösung jeder beliebigen Problemstellung geeignet ist.

## 2.2 Gleichstromersatzschaltbild

Im Gleichstromfall (Strom und Spannung sind zeitlich unveränderlich) wird nur das statische Verhalten der Bauteile betrachtet ( $\omega = 0$ ). Dadurch werden unnötige frequenzabhängige Formeltermine nicht mitgeschleppt, die von vornherein ausgeklammert werden können. Berechnungen des Arbeitspunktes können beispielsweise durchgeführt und die Schaltung entsprechend den Vorgaben dimensioniert werden. Zum Erstellen eines Gleichstromersatzschaltbildes gibt es folgende Regeln:

- **Ohmscher Widerstand:** Dieser verhält sich sowohl für zeitabhängige, als auch für konstante Ströme immer gleich  $R = U/I$ .
- **Kapazität:** Eine Kapazität ist, nachdem sie aufgeladen ist, ein Leerlauf. Das bedeutet für hinreichend kleine Kapazitäten kann davon ausgegangen werden, dass sie im Gleichstromfall einem Leerlauf darstellt.
- **Induktivität:** Da der Widerstand einer idealen Induktivität von der zeitlichen Änderung des fließenden Stromes abhängt, ist dieser für konstante Ströme gleich Null, was einem Kurzschluss entspricht.
- **Spannungsquellen:** Eine ideale Wechselspannungsquelle besitzt einen Innenwiderstand von Null Ohm, entspricht einem Kurzschluss.
- **Stromquellen:** Eine ideale Wechselstromquelle besitzt einen unendlich hohen Innenwiderstand, entspricht einem Leerlauf.
- **Transistoren:** Für einen Transistor bietet sich das Kleinsignal-ESB aus Abb. 2.4 an. Man kann auch das Ebers-Moll-ESB, welches aus der Vorlesung zur Elektronik I bekannt ist, verwenden.

Zur Veranschaulichung wird das Gleichstromersatzschaltbild der Schaltung aus Abb. 2.1 erstellt.

## 2.3 Wechselstromersatzschaltbild

Im Wechselstrombetrieb wird das dynamische Verhalten ( $\omega \neq 0$ ) einer Schaltung untersucht. Für die Bestimmung der Schaltungseigenschaften im Wechselstrombetrieb können einige Vereinfachungen gemacht werden:

1. Gleichstromquellen betrachtet man als Leerlauf (LL),

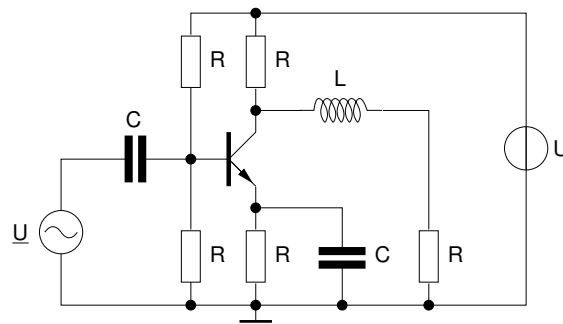


Abb. 2.1: Emittergrundschtung (EGS) mit induktiver Lastkopplung, Stromgegenkopplungs- und Eingangskondensator.

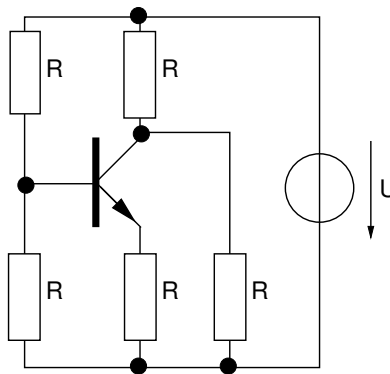


Abb. 2.2: Gleichstromersatzschaltbild der EGS aus Abb. 2.1.

2. Gleichspannungsquellen als Kurzschluss (KS).

## 2.4 Kleinsignalersatzschaltbild

Das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistors ist immer anzuwenden, wenn die Änderungen, die durch die Signale verursacht werden, den aktuellen Arbeitspunkt des Transistors nur leicht variieren. Das bedeutet, dass nur ein kleiner Abschnitt des linearen Bereiches der Kennlinie des verwendeten aktiven Bauelements angesteuert wird. Dabei wird einzig der Transistor betrachtet. Anstelle des Transistor-symbols wird das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistors für den gewünschten Frequenzbereich eingesetzt. Die restlichen Elemente der Schaltung bleiben somit unverändert. Da das Verhalten des Transistors nicht durch eine, sondern durch

einen Satz von Gleichungen beschrieben werden kann, enthalten diese Ersatzschaltbilder mehr als nur ein Element.

Im Folgenden werden die Kleinsignalersatzschaltbilder für niedrige und hohe Frequenzen vorgestellt. In den Abbildungen der Ersatzschaltbilder sind die Anschlüsse für die Basis, den Emittter und den Kollektor kenntlich gemacht.

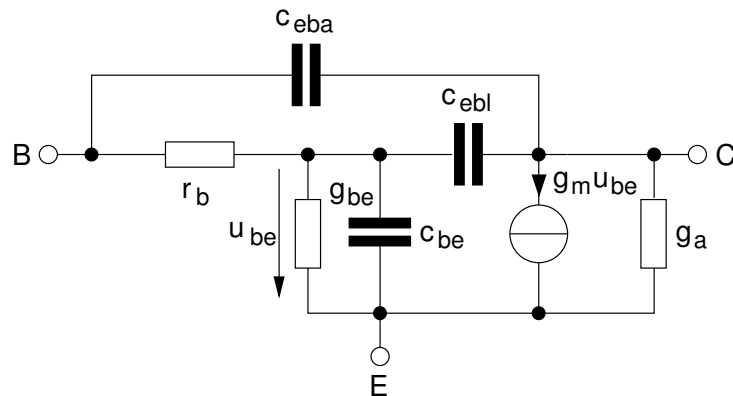


Abb. 2.3: Breitbandiges Kleinsignalmodell des Bipolar-Transistors für hohe Frequenzen.

Die Kapazitäten  $C_{cba}$ ,  $C_{cbl}$  und  $C_{be}$  sind keine extern beschalteten Kapazitäten, sondern durch den Herstellungsprozess bedingte parasitäre Elemente. Ihre Größenordnung liegt meist im Bereich einiger Femtofarad. Angaben zur genauen Größe finden Sie im Datenblatt (in der Literatur werden unterschiedlichste Bezeichnungen verwendet).

Eine weitere Vereinfachung für den Gebrauch bei niedrigen Frequenzen wird in Abb. 2.4 gemacht: Der Parameter  $r_b$  bezeichnet den Basisbahnwiderstand,  $g_{be}$  den Eingangsleitwert und  $g_0$  den Ausgangsleitwert. Die Stromquelle beschreibt den Zusammenhang zwischen der Basis-Emitter-Spannung  $U_{be}$  und dem Kollektorstrom  $I_C$  auf vereinfachte Weise (Gleichung 2.2 beschreibt nicht vereinfachten Zusammenhang),  $g_m$  bezeichnet die Steilheit des Transistors (auch Transkonduktanz genannt).

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial U_{be}} \quad (2.1)$$

Mit dem Kollektorstrom

$$I_C = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{be}}{U_T}\right) \quad (2.2)$$

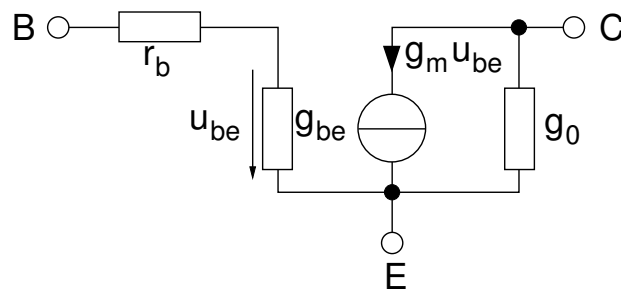


Abb. 2.4: Kleinsignalersatzschaltbild für niedrige Frequenzen.

folgt

$$g_m = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{be}}{U_T}\right) \cdot \frac{1}{U_T} = \frac{I_C}{U_T} = \frac{1}{r_e}. \quad (2.3)$$

Der Gleichstromverstärkungsfaktor  $B$  ergibt sich bei einer bestimmten Kollektor-Emitter-Spannung direkt aus dem Basis- und dem Kollektorstrom. Typische Werte liegen zwischen 50 und 500.

Der Faktor  $\beta$  bezeichnet den Zusammenhang zwischen Kollektor- und Basisstrom im Wechselspannungsfall:

$$\underline{I}_C = \beta \cdot \underline{I}_B. \quad (2.4)$$

## 2.5 T-Operator-Ersatzschaltbild

Dieses Wirkungsersatzschaltbild (stellt die Wirkung des Transistors bei Betrachtung der jeweiligen Kenngröße dar) des Bipolartransistors beschreibt Näherungen für Spannungs- und Stromverstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand aller drei Grundschaltungen.

Hier wird der Transistor als Vierpol mit folgenden Eigenschaften betrachtet:

1. Die Spannung am Eingangstor ist gleich der Spannung am Ausgangstor. ( $\underline{V}_u = 1$ ).
2. Zwischen dem Strom  $\underline{I}_1$  und dem Strom  $\underline{I}_2$  besteht der Zusammenhang  $\underline{I}_2 = \underline{I}_1 \cdot T$ .
3. Widerstände auf der Ausgangsseite erscheinen auf der Eingangsseite um den Faktor  $T$  vergrößert.



4. Widerstände auf der Eingangsseite erscheinen auf der Ausgangsseite um den Faktor  $\frac{1}{T}$  verkleinert.

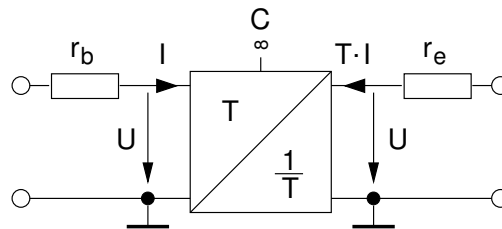


Abb. 2.5:

Dieser Vierpol stellt eine vereinfachte Form des Transistors dar. Der Eingangswiderstand des Kollektors wird als sehr hochohmig betrachtet, deshalb wird er hier mit einem Leerlauf gleichgesetzt.

Analog zur Verwendung des Kleinsignalersatzschaltbildes setzt man das T-Operator-Ersatzschaltbild für den Transistor in die zu betrachtende Schaltung ein und benutzt die Eigenschaften der Punkte 1-4.

Der Wert des Faktors  $T$  hängt von der Betriebsfrequenz des Transistors ab. Für den Niederfrequenzbetrieb  $f \ll f_g$  gilt  $T = \beta$ , für Mittel- und Hochfrequenzbetrieb gilt  $T = \frac{\omega T}{j\omega}$  bzw.  $T = \frac{\omega T}{j\omega} + 1$ . Für die Frequenzen im Praktikum (kHz-Bereich) ist die Bedingung  $f \ll f_g$  erfüllt.

Die Vorgehensweise wird im Kapitel Transistorgrundschaltungen am Beispiel des Ausgangswiderstandes einer Kollektorgrundschaltung erläutert.

## 3 Transistorgrundschaltungen

### 3.1 Einführung

Der Begriff Grundschaltung hat eine wichtige Bedeutung. Denn alle komplexen Transistorschaltungen lassen sich aus diesen Grundschaltungen aufbauen.

Es ist zunächst wichtig zu wissen, wann man es mit welcher Grundschaltungen zu tun hat. Zur Untersuchung betrachtet man die Transistorschaltung als Vierpol, definiert Ein- und Ausgangstor, so dass sich die drei Anschlüsse des Transistors mit diesen Toren in drei sinnvollen Konfigurationen verbinden lassen:

- Emittergrundschaltung
- Kollektorgrundschaltung
- Basisgrundschaltung

Ein Anschluss des Transistors muss logischerweise gleichzeitig zum Eingangs- und Ausgangstor des Vierpols gehören. Dieser gemeinsame Anschluss zeigt an, welche Grundschaltung vorliegt und ist außerdem der Bezugspunkt, d.h. die Signalmasse („ground“) für Ein- und Ausgangssignal. Zum Beispiel liegt in Abb. 3.1 der

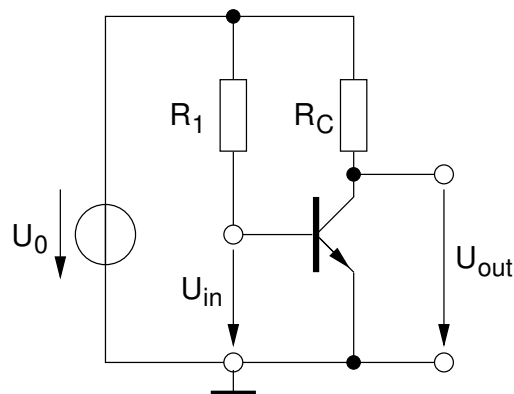


Abb. 3.1: Beispiel einer Emittergrundschaltung.

Emitter sowohl am Ein-, als auch am Ausgangstor. Somit handelt sich um eine Emittergrundschaltung.

### 3.2 Eigenschaften der Grundschaltungen

Der Grund für diese Einteilung liegt darin, dass jede Grundschaltung für sie typische Eigenschaften aufweist. Möchte man nun eine neue Schaltung entwerfen oder analysieren, wie ein vorliegender Aufbau funktioniert, ist es hilfreich, die Grundschaltungen und ihre Eigenschaften zu kennen. Hierbei ist zu beachten, dass diese Verhältnisse nur gegeben sind, wenn der Strom  $I_C$  konstant ist. Bei der konkreten Berechnung werden Sie sehen, dass die Eigenschaften der Grundschaltung ebenso immer vom Arbeitspunkt des Transistors abhängen. Tabelle 3.1 gibt eine grobe Übersicht.

Eigenschaft	Grundschaltung		
	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand	mittel	niedrig	hoch
Ausgangswiderstand	mittel	hoch	klein
Spannungsverstärkung	hoch	hoch	klein
Stromverstärkung	hoch	klein	hoch

Tabelle 3.1: Eigenschaften der Grundschaltungen.

### 3.3 Berechnung der NF-Eigenschaften

Zur Berechnung der Spannungs- und Stromverstärkung benutzt man das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistors. Je nach Gleich- oder Wechselspannungsfall, ist ein Gleich- oder Wechselstromersatzschaltbild erforderlich.

Die Berechnung wird im Folgenden am Beispiel einer einfachen Emitttergrundschaltung gemäß Abb. 3.2 vorgeführt.

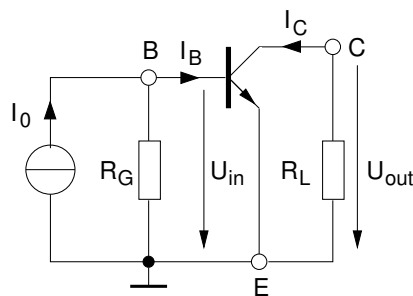


Abb. 3.2: Einfache Emitttergrundschaltung.

Setzt man das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild ein, so ergibt sich das in Abb. 3.3 dargestellte Ersatzschaltbild.

Die Spannungsverstärkung  $v_u = \frac{U_{out}}{U_{in}}$  wird folgendermaßen berechnet:  
Für die Ausgangsspannung  $U_{out}$  ist

$$U_{out} = -I'_C \cdot \frac{1}{G_L + g_0} \quad (3.1)$$

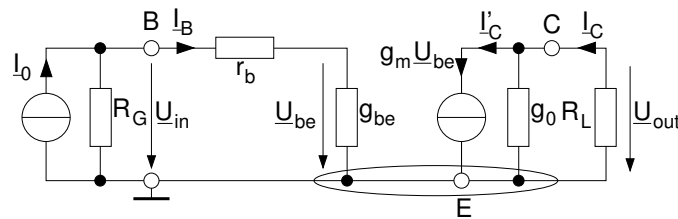


Abb. 3.3: Kleinsignalersatzschaltbild der Emittergrundschaltung.

gültig und gemäß Ersatzschaltbild gilt für den Kollektorstrom

$$I'_C = g_m \cdot U_{be}. \quad (3.2)$$

Setzt man Gleichung 3.2 in Gleichung 3.1 ein, so folgt:

$$U_{out} = -U_{in} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be} + r_b} \cdot \frac{g_m}{G_L + g_0} \quad (3.3)$$

Nun kann dieser Ausdruck noch vereinfacht werden, wenn man die in der Praxis oft erfüllten Näherungen  $R_L \ll \frac{1}{g_0}$  und  $r_b \ll r_{be}$  verwendet. Es folgt:

$$V_u \cong -g_m \cdot R_L \quad (3.4)$$

Eine Tabelle, die die NF-Eigenschaften der Grundschaltungen enthält, finden Sie im Skript zur Vorlesung Elektronik 2 (S.56), bzw. in vielen Büchern zur Schaltungstechnik (Beachten Sie beim Vergleichen der Werte, von welchem Aufbau der Grundschaltungen ausgegangen wird).

### 3.4 Ein- und Ausgangswiderstand

Für die Berechnung der Ein- und Ausgangswiderstände eignet sich das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild und das T-Operator Ersatzschaltbild. Da die Berechnung mittels Kleinsignalersatzschaltbild deutlich aufwendiger ist, wird die Berechnung in einem Beispiel mittels T-Operator Ersatzschaltbild vorgeführt.

Nach dem Einsetzen des T-Operator Ersatzschaltbild ergibt sich Abb.3.5: Transformiert man die Schaltung gemäß der Regeln für den T-Operator (Kapitel 2.5), so kommt Abb. 3.6 zustande. Aus dem Ersatzschaltbild ergibt sich nun der Eingangswiderstand

$$R_{in} = r_b + \beta(r_e + R_L). \quad (3.5)$$

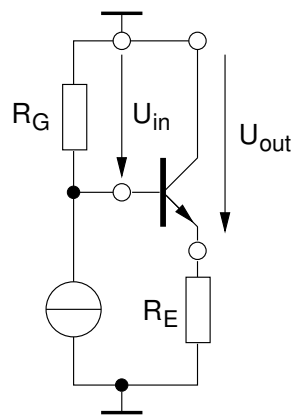


Abb. 3.4: Einfache Kollektorgrundschaltung.

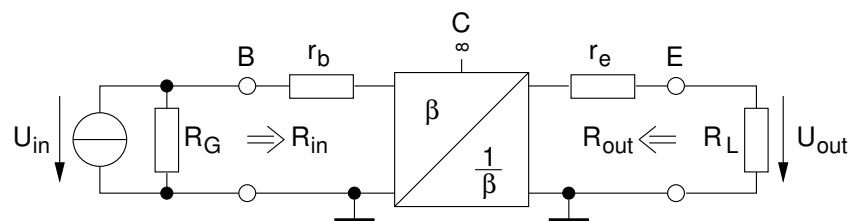


Abb. 3.5: T-Operator Ersatzschaltbild der Kollektorgrundschaltung.

Ein analoges Vorgehen liefert das Ersatzschaltbild in Abb. 3.8 und infolgedessen den Ausgangswiderstand

$$R_{out} = r_e + \frac{1}{\beta}(r_b + R_G). \quad (3.6)$$

Zum Vergleich können Sie versuchen, einen dieser Werte mit Hilfe des Kleinsignalersatzschaltbildes herzuleiten. (Beachten Sie dabei, dass Sie am Ende die Vereinfachungen  $R_L \ll 1/g_0$ ,  $R_L \gg r_e$ ,  $\beta \gg 1$  und  $g_0 \ll 1 + \frac{\beta}{R_g + r_b + r_{be}}$  verwenden müssen, um dieselben Werte zu erlangen).

### 3.5 Emittergrundschaltung

Die Emittergrundschaltung ist die am häufigsten verwendete Grundschaltung, da sie die besten Spannungsverstärkungseigenschaften unter den Grundschaltungen

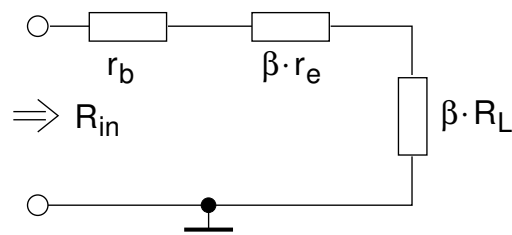


Abb. 3.6: Eingangswiderstand nach Anwenden des T-Operators.

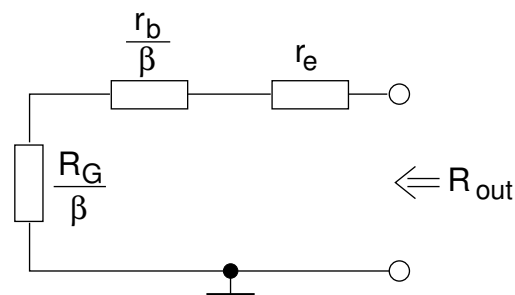


Abb. 3.7: Ausgangswiderstand nach Anwenden des T-Operators.

besitzt. Betrachtet man die Emittergrundschaltung gemäß Abb. 3.2, so ergibt sich eine Spannungsverstärkung zu  $v_u = -g_m \cdot R_L$ . Die Stromverstärkung leitet sich aus dem Zusammenhang von  $I_B$  und  $I_C$  ab zu  $v_I = \beta$ . Mit Hilfe des T-Operator Ersatzschaltbildes ergeben sich  $R_{in} = \beta \cdot r_e + r_b$  und  $R_{out} \rightarrow \infty$ .

In unserem Versuchsaufbau übernimmt die Emitterstufe den Großteil der Signalverstärkung. Aufgrund ihres hohen Ausgangswiderstandes eignet sie sich jedoch nicht als Ausgang zur Endstufe, da hier ein niederohmiger Abschluss günstiger ist. Bei einem hochohmigen Ausgangswiderstand würde ein großer Teil der Signalamplitude über dem Ausgangswiderstand des Vorverstärkers abfallen, da dieser, auf das Signal bezogen, eine Serienschaltung mit dem Eingangswiderstand der Endstufe bildet. Also wird die an die Endstufe übergebene Amplitude der Signalspannung größer, je kleiner der Ausgangswiderstand des Vorverstärkers, im Vergleich zum Eingangswiderstand der Endstufe, wird.

### 3.6 Kollektorgrundschtaltung

Die Kollektorgrundschtaltung besitzt eine Spannungsverstärkung von näherungsweise 1. Ihre Stromverstärkung ergibt sich zu  $-\beta$ . Die Werte für den Ein- und Ausgangswiderstand ergeben sich wie in Kapitel 3.4 vorgeführt zu  $R_{in} = r_b + \beta \cdot (r_e + R_L)$  und  $R_{out} = r_e + \frac{1}{\beta} \cdot (r_b + R_g)$ . Kollektorgrundschtaltungen eignen sich folglich nicht für Spannungsverstärkungen. Da die Stromverstärkung ein negatives Vorzeichen besitzt, kann sie als Inverter betrieben werden (siehe Versuch: Netzteile). Für uns ist ihr niedriger Ausgangswiderstand wichtig, um einen guten Abschluss zur Endstufe zu ermöglichen.

### 3.7 Basisgrundschtaltung

Die Basisgrundschtaltung wird in der Praxis selten verwendet. Sie kann jedoch von Nutzen sein, wenn eine Stufe mit hohem Ausgangswiderstand und niedrigem Eingangswiderstand benötigt wird. Für eine Basisgrundschtaltung gemäß Abb. 3.8 folgt ein  $v_I = -1$ . Mit Hilfe des T-Operators lassen sich die Werte für  $v_u = R_L \cdot \frac{1}{r_e + \frac{r_b}{\beta}}$ ,  $R_{aus} \rightarrow \infty$  und  $R_{ein} = r_e + \frac{r_b}{\beta}$  leicht nachvollziehen.

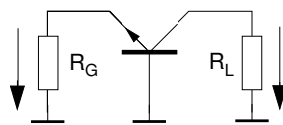


Abb. 3.8: Einfache Basisgrundschtaltung.

## 4 Arbeitspunkt

### 4.1 Einführung

Definition: Der Arbeitspunkt ist der Satz von Größen (Spannungen und/oder Strömen), der den Zustand eines Bauelements im statischen Fall eindeutig beschreibt.

Für einen bekannten Widerstand kann der Arbeitspunkt durch Angabe der anliegenden Spannung oder des fließenden Stroms angegeben werden.

Bei einem Transistor ist dies etwas aufwendiger, da es hier drei Spannungen ( $U_{BE}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CE}$ ) und drei Ströme ( $I_B$ ,  $I_C$ ,  $I_E$ ) gibt. Nicht alle dieser Größen sind unabhängig voneinander (z.B.  $I_C = \beta \cdot I_B$ ,  $U_{BE} + U_{CE} = -U_{BC}$ , etc.). Daher genügt es, drei der Größen zu kennen, um das System vollständig zu beschreiben.

Der Schaltungstechniker/Ingenieur legt durch die Beschaltung des Transistors den Arbeitspunkt eindeutig fest. Im Folgenden werden einige Methoden zur Berechnung des Arbeitspunktes vorgestellt. Dazu wollen wir den Arbeitspunkt als bekannt annehmen, da wir die Werte von  $I_C$ ,  $U_{BE}$  und  $U_{CE}$  kennen.

## 4.2 Bestimmung des Arbeitspunktes

Im Gleichstromersatzschaltbild nutzt man die Kirchhoff'schen Gesetze, um die Spannungen und Ströme zu berechnen. Hierbei stößt man auf das Problem, dass der nichtlineare Zusammenhang zwischen Kollektorstrom  $I_C$  und Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  dazu führt, dass sich das resultierende Gleichungssystem nur schwer geschlossen lösen lässt. Aus diesem Grund bietet sich eine intuitivere Vorgehensweise an.

### 4.2.1 Aus den Kennlinien

Der Arbeitspunkt eines Transistors kann aus seinen Kennlinienfeldern abgelesen werden, wenn mindestens drei Größen bekannt sind. Der erste Quadrant des Kennlinienfeldes in Abb.4.1 zeigt  $I_C(U_{CE})$  für verschiedene Werte von  $U_{BE}$ . Zudem ist dort eine Gerade mit der Steigung  $\frac{1}{R_L}$  eingetragen, die man als Lastgerade bezeichnet. Der Schnittpunkt dieser beiden Kennlinien legt den Arbeitspunkt fest. Die Summe der Spannungsabfälle an beiden Bauelementen muss der Batteriespannung  $U$  entsprechen.

Im normal-aktiven Bereich schwankt der Wert von  $U_{BE}$  nur leicht, sodass man in guter Näherung einen Wert von  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$  annehmen kann.

Extrapoliert man den Wert für  $I_C$  aus dem Graphen von  $I_C(U_{CE})$  in den Graphen  $I_C(U_{BE})$ , so lässt sich die Spannung  $U_{CE}$  aus dieser Kennlinie ablesen.



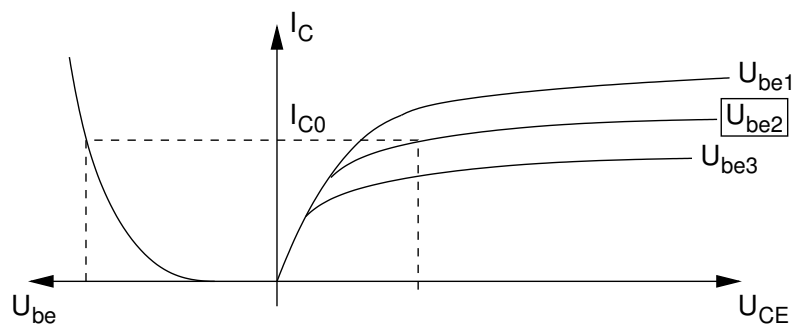


Abb. 4.1: Ausgangskennlinienfeld mit Lastgerade.

### 4.2.2 Schaltungslesen

Ein weiterer Ansatz den Arbeitspunkt zu bestimmen, ist das Verwenden von einigen in der Praxis recht gut erfüllten Näherungen. Die Form der Gleichungen der Maschen und Knotenanalyse wird dadurch stark vereinfacht.

Im Allgemeinen gilt  $\beta \gg 1$ . Demnach kann man aus

$$I_E = I_C + I_B \quad (4.1)$$

folgern, dass in guter Näherung

$$I_C \approx I_E \quad (4.2)$$

erfüllt ist. Wird zur Einstellung des Basispotenzials ein Spannungsteiler verwendet, kann angenommen werden, dass  $I_q$  (der Querstrom durch den Spannungsteiler) groß im Vergleich zum Basistrom ist (Näherung: Faktor 5 – 10). Auch hier ist die Annahme dass  $U_{BE} \approx 0,7\text{V}$  beträgt hilfreich. Für grobe Überschlagsrechnungen genügen diese ersten Werte.

Dennoch sollte man nicht vergessen, dass es sich hier nur um eine Näherungen handelt. Möchte man den Fehler verringern, kann man auf iterativem Wege (z.B. leichte Variation von  $I_q$ ) zu genaueren Ergebnissen kommen. Ein Beispiel hierfür wäre eine Annahme für  $\frac{I_q}{I_B} = 10$ . Anschließend berechnet man mit diesem Wert alle sonstigen Spannungen und Ströme und gewinnt hieraus einen Korrekturwert für  $I_B$ .

### 4.3 Einfluss der Temperatur

Der Arbeitspunkt einer Schaltung hängt, neben der Beschaltung, auch von der Temperatur ab. Die Temperatur des Transistors kann sich entweder durch äußere Einflüsse ändern (Umgebungstemperatur) oder durch die in Wärme umgesetzte Verlustleistung. Für den Zusammenhang zwischen  $U_{BE}$  und  $U_T$  gilt:

$$U_{BE} \approx U_T \cdot \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right) \quad (4.3)$$

$$U_T = \frac{kT}{q} \quad (4.4)$$

mit

$$I_S \cong T^3 \exp\left(-\frac{W_g}{kT}\right) \quad (4.5)$$

durch Umformen von Gleichung 4.3 und Einsetzen von Gleichung 4.4 und Gleichung 4.5 folgt:

$$I_C \cong T^3 \exp\left(-\frac{const.}{kT}\right) \quad (4.6)$$

$I_C$  steigt also stark mit der Temperatur an. Dies hat zur Folge, dass die Verlustleistung des Transistors ( $P_V = I_B \cdot U_{BE} + I_C \cdot U_{CE} \approx I_C \cdot U_{CE}$ ) von  $I_C$  bestimmt wird und somit ansteigt.

Dies bedeutet: ohne eine geeignete Gegenmaßnahme steigt der Strom und damit die Temperatur solange an, bis der Transistor den eingestellten Arbeitspunkt verlässt oder letztendlich zerstört wird.

Die Kollektorschaltung, die im Versuchsaufbau verwendet wird, zeigt diesen Effekt, wenn ein zu kleiner Emitterwiderstand  $R_E$  verwendet wird oder beim Aufbau ein Kurzschluss vom Emitter zur Masse hergestellt wird. Durch diesen Fehler fällt die gesamte Versorgungsspannung über dem Transistor ab und  $I_C$  würde sehr stark ansteigen. Dem kann mit einem geeigneten Emitterwiderstand entgegengewirkt werden (vgl. Widerstand  $R_5$  in Abb. 7.3 im Abschnitt Vorbereitende Aufgaben).

Eine genauere Betrachtung der Temperaturabhängigkeit, Möglichkeiten zur Kompensation (z.B. „Prinzip der halben Versorgungsspannung“) und der daraus folgenden negativen Effekte, finden Sie im Skript zur Vorlesung Elektronik 2.

## 4.4 Stabilisierung

Wie im vorhergehenden Abschnitt angesprochen kann bei geeigneten Gegenmaßnahmen ein Verlassen des Arbeitspunktes durch starkes Ansteigen des Kollektorstromes  $I_C$  verhindert werden. Zwei in der Praxis eingesetzte Verfahren sind die Strom- und die Spannungsgegenkopplung.

### 4.4.1 Stromgegenkopplung

Einfügen eines Emittierwiderstandes  $R_E$  stabilisiert den Arbeitspunkt.

Temperaturerhöhung  $\Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow U_{R_E} \uparrow \Rightarrow U_{BE} \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$

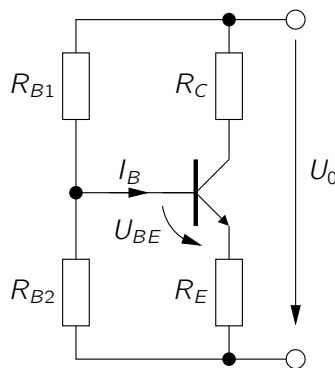


Abb. 4.2: Stromgegenkopplung

### 4.4.2 Spannungsgegenkopplung

Basisspannungsteiler wird nicht an die Versorgungsspannung  $U_0$  sondern an den Kollektor des Transistors angeschlossen.

Temperaturerhöhung  $\Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow U_{CE} \downarrow \Rightarrow U_{R_{B2}} \downarrow \Rightarrow U_{BE} \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$

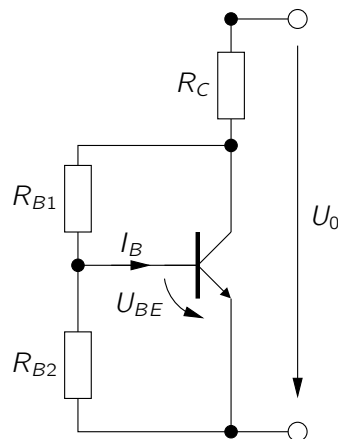


Abb. 4.3: Spannungsgegenkopplung

## 4.5 Aussteuerbereich

Hierunter versteht man die Größe der Signalamplitude, die von einer Verstärkerschaltung noch linear verstärkt wird. Linear bedeutet hier, die Form des Signals bleibt erhalten. Dies ist für unseren Aufbau ein sehr wichtiger Punkt, da wir das Signal des Mikrofons lediglich verstärken und nicht verzerren möchten.

In Abb. 4.2 sehen Sie die Ausgangskennlinie  $I_C(U_{BE})$  eines Transistors. Die eingezeichneten Sinuskurven  $U_{in1}$  und  $U_{in2}$  zeigen die Schwankung von  $U_{BE}$  an, die durch das Eingangssignal verursacht wird. Überträgt man diese Schwankung nun auf die Ausgangskennlinie, so stellt man fest, dass der Kollektorstrom auch in Form einer Sinuswelle ( $U_{in1}$ ) steigt und fällt. Wird jedoch die Amplitude des Eingangs zu groß ( $U_{in2}$ ), so wird der Strom maximal und das Signal verstärkt, aber die obere Welle der Sinuskurve ist nun abgeschnitten. Es ist also wichtig, einen passenden Transistor im richtigen Arbeitspunkt zu wählen. Ebenso zu berücksichtigen ist die Lage des Arbeitspunktes. Für ein symmetrisches Signal sollte dieser möglichst in einem Bereich liegen, in dem bei einer geringen Aussteuerung eine nahezu lineare Änderung vollzogen wird. Was passiert, wenn der Arbeitspunkt der Schaltung zu weit in Richtung der Sättigung verschoben wird, zeigt Abb. 4.3.

Bei der Wahl des Arbeitspunktes muss somit beachtet werden, dass dieser weit genug im linearen Bereich liegt, um eine lineare Übertragung zu ermöglichen.

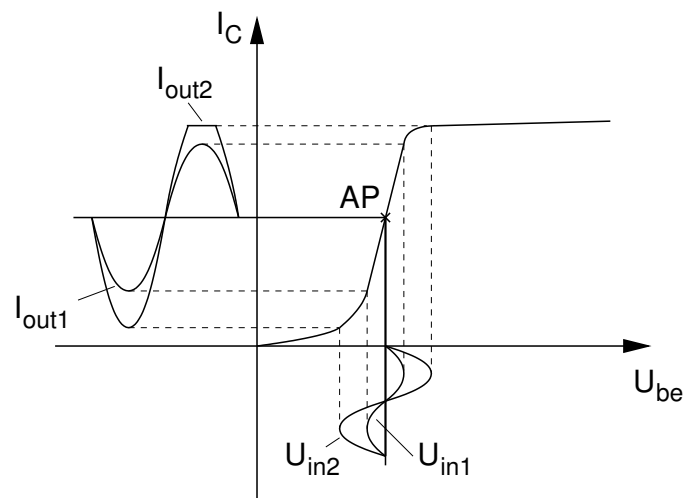


Abb. 4.4: Korrekte Aussteuerung  $U_{in1}$  um den Arbeitspunkt,  $U_{in2}$  mit zu großer Amplitude.

Im Versuch Netzteil wird dieser, hier nachteilige Effekt, genutzt, um eine rechteckförmige Spannung aus einem Sinussignal zu erzeugen.

## 5 Übertragungsfunktion

In allen vorangegangenen Betrachtungen wurde der Einfluss der Kapazitäten vernachlässigt, da stets der statische oder quasistatische Fall relevant war. Jedoch muss unser Vorverstärker auch Signale übertragen, die im Frequenzbereich von mehreren kHz liegen.

Für diese Betrachtung gilt allgemein das Wechselstromersatzschaltbild und das Kleinsignalersatzschaltbild für den Transistor im NF-Bereich. Niedrige Frequenz bedeutet hier, dass die Frequenz des Signals klein gegenüber der Transitfrequenz des verwendeten Transistors ist.

### 5.1 Hochpass

Ein Hochpass ist allgemein ein Vierpol, dessen Übertragungsfunktion  $f = \frac{U_2}{U_1}$  für hohe Frequenzen gegen Eins geht und für niedrige Frequenzen gegen Null. Abb.

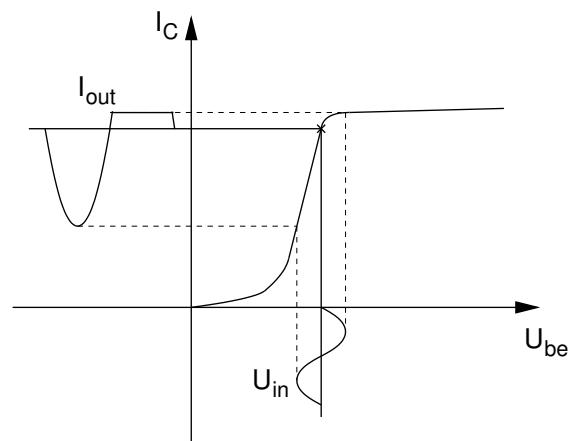


Abb. 4.5: Arbeitspunkt in der Nähe des Sättigungsbereichs.

5.1 zeigt einen einfachen Hochpass.

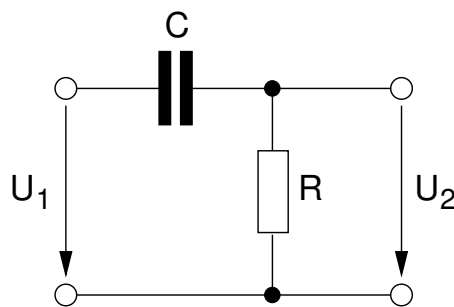


Abb. 5.1: Hochpass.

Von Interesse für die Signalübertragung ist das Verhältnis der beiden Spannungen  $\underline{U}_1$  und  $\underline{U}_2$  in Abhängigkeit von der Frequenz. Für den Widerstand einer Kapazität gilt

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C}. \quad (5.1)$$

Die Kreisfrequenz  $\omega$  ist definiert durch:  $\omega = 2\pi f$ . Nach allgemeiner Konvention werden Wechselstromgrößen durch komplexe Zahlen beschrieben.

Das Spannungsverhältnis  $\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}$  kann mit Hilfe des Spannungsteilers berechnet werden:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR}}. \quad (5.2)$$

Betrachtet man den Grenzwert dieser Funktion für sehr kleine Frequenzen, so strebt dieser gegen Null (dieses Ergebnis entspricht dem Ersetzen des Kondensators durch einen Leerlauf). Für sehr große Frequenzen hingegen strebt dieser gegen Eins (was einem Kurzschluss anstelle der Kapazität entsprechen würde). Ein Hochpass lässt demzufolge nur hohe Frequenzen passieren.

## 5.2 Tiefpass

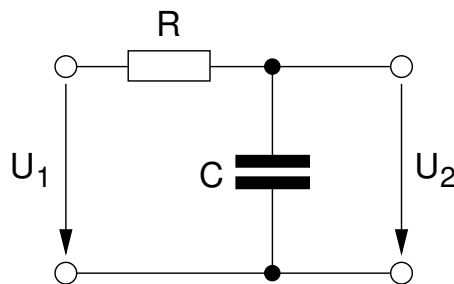


Abb. 5.2: Tiefpass.

Abb. 5.2 zeigt den Aufbau eines Tiefpasses mit den gleichen Bauteilen. Nutzt man nun wieder Gleichung 5.1, so erhält man für die Übertragungsfunktion:

$$f = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega CR}. \quad (5.3)$$

Die Grenzwertbetrachtung der Gleichung 5.3 zeigt ein genau entgegengesetztes Verhalten wie Gleichung 5.2.

## 5.3 Phasendrehung

Es gibt einen weiteren Unterschied zwischen den Größen am Eingang eines Wechselstromvierpols und von denen am Ausgang. Die Phase der Spannungen und Ströme muss nicht zwangsläufig erhalten bleiben. Somit kann es zu einer Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal kommen, indem z.B. eine Induktivität, Kapazität, etc. eingebaut wird. Eine Phasenverschiebung liegt aber auch dann schon vor, wenn zwei Signale der gleichen Frequenz zu unterschiedlichen Zeiten den Nulldurchgang durchqueren ( $\sin(x)$  und  $\cos(x)$  besitzen eine Phasenverschiebung

von  $90^\circ$ ). Diese Phasenverschiebung errechnet sich aus dem Gangunterschied der jeweiligen Signale. So gilt für die Phasenverschiebung eines Hochpasses:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{1}{\omega RC}\right) \quad (5.4)$$

Der Punkt an dem  $\varphi$  den Wert  $45$  erreicht, nennt man auch Grenzfrequenz. Hier gilt die wichtige Beziehung:

$$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{2} \quad (5.5)$$

In dB entspricht dies einem Abfall von 3 dB. Für den Hochpass findet man:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (5.6)$$

Für einen Tiefpass ergibt sich analog:

$$\varphi = \arctan\left(\omega RC\right). \quad (5.7)$$

Hier ist die Phasenverschiebung an der 3 dB Grenzfrequenz gleich  $-45^\circ$ . Für die Grenzfrequenz gilt

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (5.8)$$

## 5.4 Bandbreite

Übertragen wir nun die Eigenschaften von Hoch- und Tiefpass auf einen mehrstufigen Verstärker, wie er in Bild B.1 abgebildet ist, so bilden die Koppelkondensatoren je einen Hochpass mit dem Eingangswiderstand der Folgestufe. Dieser Hochpass legt dabei die untere Grenzfrequenz fest. Die obere Grenzfrequenz hingegen kommt durch die Basis-Emitter-Kapazitäten zustande. Für steigende Frequenzen werden diese immer niederohmiger und senken  $U_{BE}$ , was die Funktion der Schaltung zum Erliegen bringt.

Abb. 5.3 zeigt den Verlauf der Übertragungsfunktion über der Frequenz. Die markierten Frequenzen geben die untere- ( $f_u$ ) und die obere- ( $f_h$ ) Grenzfrequenz an.

Als Bandbreite eines Verstärkers bezeichnet man die Differenz der beiden Werte.

$$b = \omega_h - \omega_u. \quad (5.9)$$



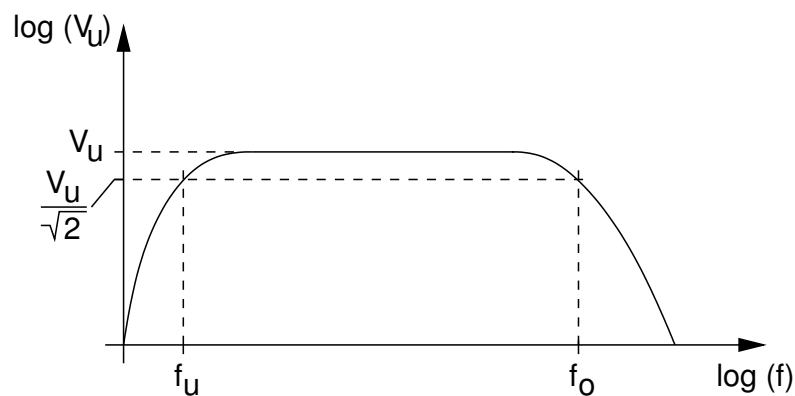


Abb. 5.3: Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz.

## 6 Mikrofone

Mikrofone wandeln akustische Signale (Schall) in elektrische Signale um. Es gibt eine Vielzahl von Möglichkeiten, Druckwellen des Schalls in elektrische Signale zu wandeln. Der nachfolgende Überblick beschränkt sich auf das Kondensator- und das Elektretmikrofon.

### 6.1 Kondensatormikrofon

Das Mikrofon basiert auf der Funktionsweise eines Kondensators und ist auf eine elektrische Betriebsspannung zwischen den Kondensatorplatten angewiesen. Eintreffender Schall verursacht eine Änderung des Plattenabstandes  $d$  der beiden Kondensatorfolien, indem dieser die beiden schwingfähig aufgehängten Kondensatorplatten zum Schwingen bringt. Dies bewirkt eine Kapazitätsänderung, welche einen Strom bzw. eine Spannung hervorruft.

Für die Kapazität eines Plattenkondensators gilt:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d_0}. \quad (6.1)$$

Für die Änderung der Kapazität durch den Parameter  $d$  ergibt sich somit:

$$\Delta C = \varepsilon_0 \varepsilon_r A \frac{d - d_0}{d \cdot d_0}, \quad (6.2)$$

wobei  $d$  den Plattenabstand im ausgelenkten Zustand und  $d_0$  den Plattenabstand im nicht ausgelenkten Zustand charakterisiert.

Hält man nun die Spannung über der Kapazität konstant, so folgt mit der Definition der Kapazität

$$C = \frac{Q}{U} \quad (6.3)$$

und für deren zeitl. Änderung

$$\frac{\partial C}{\partial t} = \frac{\partial Q}{\partial t} \frac{1}{U}. \quad (6.4)$$

Mit der Definition des elektrischen Stroms

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = I \quad (6.5)$$

ergibt sich ein Strom, sobald der Plattenabstand variiert.

Vorteilhaft hierbei ist, dass der Betrag des Ausgangsstroms nur von der Auslenkung der Platten, nicht aber von deren Beschleunigung oder Geschwindigkeit abhängt (wie es z.B. bei induktiven Mikrofonen der Fall ist). Dies ist auch einer der Gründe, warum sich Kondensatormikrofone meist durch eine hohe Tonqualität auszeichnen. Ein Nachteil dieser Mikrofone ist die Empfindlichkeit des Aufbaus gegenüber Erschütterungen. Überdies muss die konstante Spannung (in der Tontechnik auch Phantomspannung genannt) extern bereitgestellt werden.

## 6.2 Elektretmikrofon

Im Gegensatz zum Kondensatormikrofon muss bei einem Elektretmikrofon (Elektret-Kondensatormikrofon) keine äußere Spannung angelegt werden.

Bei einem Elektretmikrofon ist die ruhende Platte mit einem sogenannten Elektret beschichtet. Der Name stammt von der Eigenschaftsverwandtschaft des Magneten. Elektrete sind Dielektrika, die quasi permanent gespeicherte elektrische Ladungen oder quasi permanent ausgerichtete elektrische Dipole enthalten. Diese Ladung bleibt auch nach Anlegen eines externen elektrischen Feldes erhalten. Der Vorteil des Elektretmikrofons gegenüber dem Kondensatormikrofon ist, dass es statt einer Phantomspannungsquelle den Effekt einer dauerhaft elektrostatischen Polarisierung durch eine Elektretfolie als Kondensatorvorspannung nutzt. Festkörpertheoretisch zählen diese Stoffe zu den Ferroelektrika.

Die Ladung des Elektrets erzeugt auf der beweglichen Platte eine Influenzladung entgegengesetzter Größe. Es liegt nun eine konstante Spannung an, die nur durch die Bauform und die Materialeigenschaften des Elektrets bestimmt ist. Da sich die anliegende Spannung nun auch mit dem Abstand ändert, ist der Zusammenhang zwischen Auslenkung und Ausgangsstrom nicht mehr linear.

Eine externe Stromversorgung wird dennoch benötigt, um das Ausgangssignal des Elektretmikrofons weiter zuverstärken. Dies wird meistens mit einer integrierten Verstärkerschaltung realisiert. Diese Verstärkerstufen kommen mit wenigen mA Stromversorgung aus (ein Kondensatormikrofon benötigt im Vergleich eine Spannung von 42 Volt).

Durch die Verwendung von Elektreten wird eine kleine und kostengünstige Bauform des gesamten Mikrofons möglich. Im Handel sind Größen von 1 mm bis 1 cm Kapseldurchmesser erhältlich.

Elektretmikrofone bilden die am weit verbreiteste Mikrofonklasse, da sie klein, billig und von ausreichender Qualität für den Großteil von mobilen Anwendungen sind. Elektretmikrofone sind nahezu in der gesamten Multimedia-Branche wiederzufinden (z.B. Handy, Fernseher, etc.).

## 7 Vorbereitende Aufgaben

- Grundsaltungen In Abb. B.1 ist der Gesamtaufbau des Mikrofonvorverstärkers dargestellt.
  1. Die Abbildungen 7.1, 7.2 und 7.3 zeigen die einzelnen Transistorstufen in diesem Teil des Praktikums. Geben Sie an, in welcher Grundsaltung die drei Transistoren betrieben werden. Begründen Sie ihre Antwort. Für die Berechnungen nehmen Sie von nun  $U_0 = 6\text{ V}$ ,  $V_1 = 6\text{ V}$  und  $V_2 = -6\text{ V}$  an.

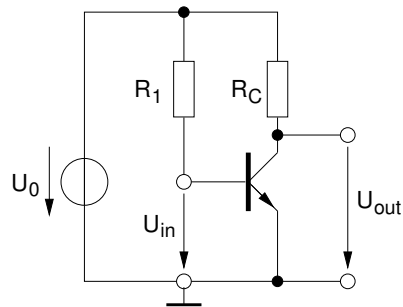


Abb. 7.1: Teilschaltung 1.

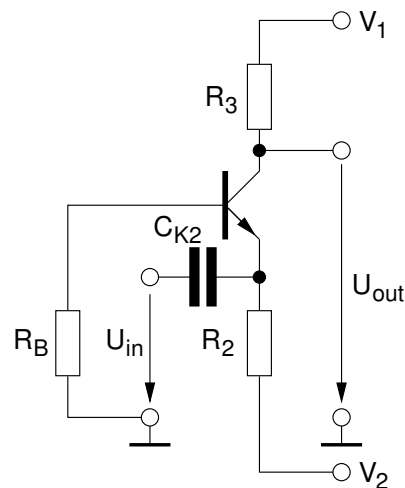


Abb. 7.2: Teilstufe 2.

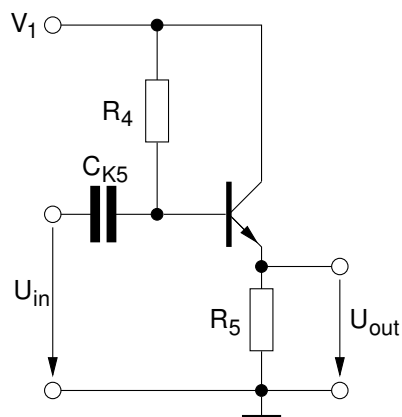


Abb. 7.3: Teilstufe 3.

2. Betrachten Sie nun jede Stufe des Verstärkers separat. Zeichnen Sie sowohl ein Gleich-, als auch ein Wechselstromersatzschaltbild für alle drei Stufen in Abb. 7.1, 7.2 und 7.3.
3. Berechnen Sie die Spannungs- und Stromverstärkung, sowie Eingangs- und Ausgangswiderstände der einzelnen Stufen. Nehmen Sie die Arbeitspunkte
  - Abb. 7.1 ( $U_{BE} = 650 \text{ mV}$ ,  $I_C = 2,7 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 5,8 \text{ V}$ )
  - Abb. 7.2 ( $U_{BE} = 650 \text{ mV}$ ,  $I_C = 1,3 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 3 \text{ V}$ )
  - Abb. 7.3 ( $U_{BE} = 650 \text{ mV}$ ,  $I_C = 5,2 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 3 \text{ V}$ )

für die jeweilige Schaltung an.

(Tipp: Es genügen die genäherten Ergebnisse, die mittels Schaltungslesen oder T-Operator gewonnen werden können. Für die Berechnung der Basisgrundschaltung gehen Sie davon aus, dass über  $R_2$  und  $R_3$  die gleiche Spannung abfällt.)

- Arbeitspunkt
  1. Besorgen Sie sich Datenblätter für die Transistoren BC 109B und BC 108B.
  2. Bestimmen Sie die Werte der Widerstände  $R_1 - R_5$ , sowie  $R_B$  und  $R_C$  für diese Arbeitspunkte. Falls Sie den ein oder anderen Wert auf den Datenblättern nicht finden, gehen Sie von  $\beta = 250$  für den Transistor BC 109B Teilschaltung 1),  $\beta = 190$  für den Transistor BC 108B (Teilschaltung 2/ 3) und  $r_b = 1 \Omega$  aus.

Widerstand	Formel	Wert
$R_1$		
$R_2$		
$R_3$		
$R_4$		
$R_5$		
$R_B$		
$R_C$		

- Elektretmikrofon

1. Besorgen Sie sich ein Datenblatt für das MCE-101.
2. Angenommen, der Kondensator des MCE-101 hätte einen Kondensatorplattendurchmesser von 1 cm, einen Plattenabstand von 2 mm und  $\epsilon_r = 1$ . Wie groß muss die auf das Elektret aufgeprägte Spannung sein, damit bei einer Auslenkung von 0,2 mm ein Strom von 1 mA 1 ms fließt? (Gehen Sie davon aus, dass die auf dem Elektret aufgeprägte Spannung gleich der Spannung über dem Kondensator ist.)
3. Wie groß ist der Betriebsstrom des Elektretmikrofons (dieser Wert kann dem Datenblatt entnommen werden)?

Dimensionieren Sie den Widerstand  $R_M$  in Abb. 7.4 so, dass am Mikrofon eine Spannung von 5,4 V abfällt. Die Betriebsspannung  $V_1$  der Schaltung beträgt 6 V.

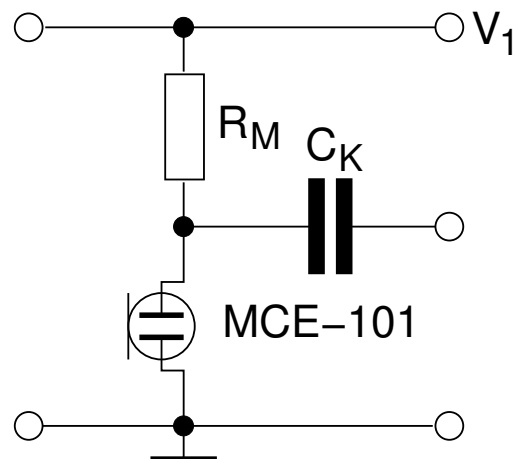


Abb. 7.4: Beschaltung des Mikrofons.

## 8 Messaufgaben

*Am Versuchstag durchzuführen*

1. Messen Sie die Stromverstärkung der Transistoren mit dem Multimeter nach. Sollten die Werte von denen im Datenblatt abweichen, rechnen Sie nach, ob es erforderlich ist, andere Widerstände zu verwenden.
2. Bauen Sie die Schaltung gemäß Abb. B.1 auf. Verwenden Sie die Widerstände, die Sie in den vorbereitenden Aufgaben berechnet haben. Beachten Sie, dass Sie die Jumper (JP1, JP2, JP3) zunächst nicht schließen.
3. Schließen Sie eine Spannungsversorgung an und prüfen Sie, ob die Arbeitspunkte richtig eingestellt sind.
4. Überprüfen Sie die Funktion des Mikrofons.
5. Bestimmen Sie die Spannungsverstärkung, sowie den Frequenzgang der 1. Stufe.
6. Messen Sie Spannungsverstärkung und Frequenzgang der 2. Stufe.
7. Messen Sie Spannungsverstärkung und Frequenzgang der 3. Stufe.
8. Schließen Sie nun die Jumper (JP1, JP2, JP3).
9. Messen Sie Spannungsverstärkung, Frequenzgang und den Ausgangswiderstand des Gesamtverstärkers.



## A Ausarbeitung

Zum Abschluss des Versuchs soll eine schriftliche Ausarbeitung angefertigt werden. Diese sollte die nachstehenden Punkte enthalten:

- Die vorbereitenden Aufgaben
- Alle gemessenen Werte, sowie eine kurze Beschreibung, wie diese Werte aufgenommen wurden (mit welchem Messgerät, etc.)
- Ein Vergleich der gemessenen und berechneten Werte (vorbereitende Aufgaben). Begründen Sie mögliche Abweichungen, falls vorhanden.
- Fertigen Sie für die gemessenen Frequenzgänge Grafiken mit sinnvoller Beschriftung an. Markieren Sie dabei die 3 dB Grenzfrequenzen.

Die Ausarbeitung kann handschriftlich oder mit dem Computer erfolgen und soll spätestens zwei Wochen nach Versuchsdurchführung abgegeben werden.

Die Abgabe kann per Email erfolgen: [daniel.schmidt@eus.uni-saarland.de](mailto:daniel.schmidt@eus.uni-saarland.de) oder am Lehrstuhl für Elektronik und Schaltungstechnik bei Herrn Martin Müller, Zimmer 8.03, abgegeben werden.

## B Schaltplan und Layout

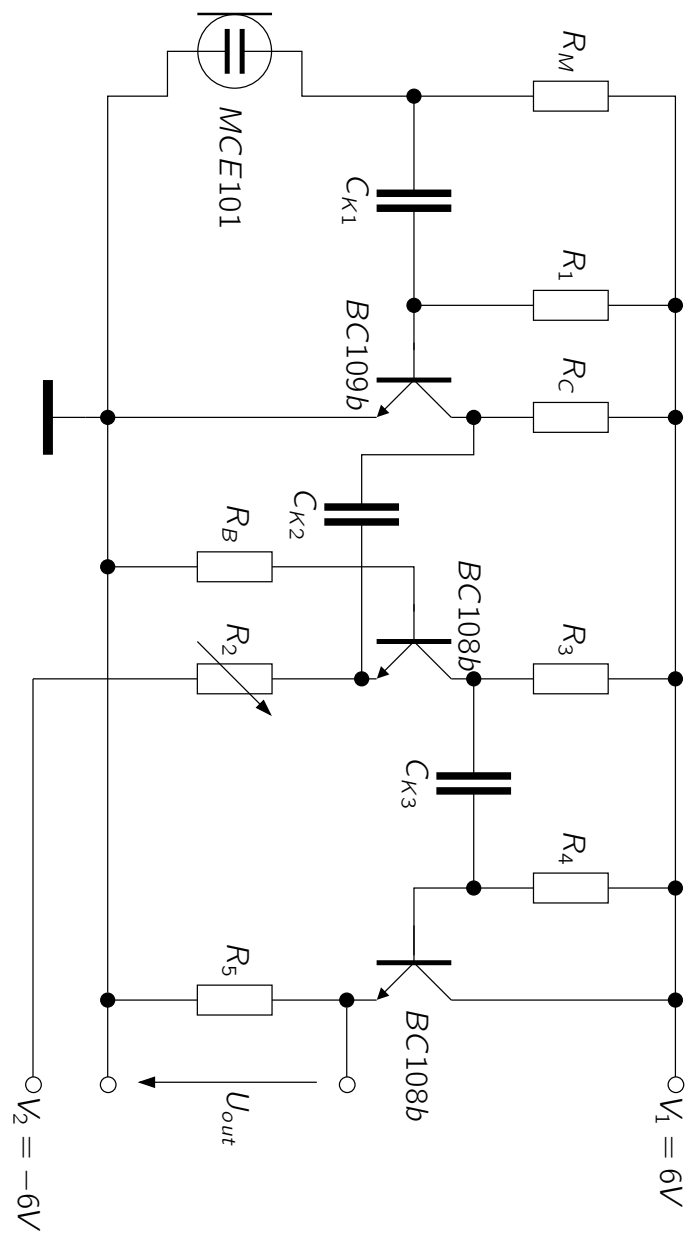


Abb. B.1: Gesamtaufbau des Mikrofonvorverstärkers.

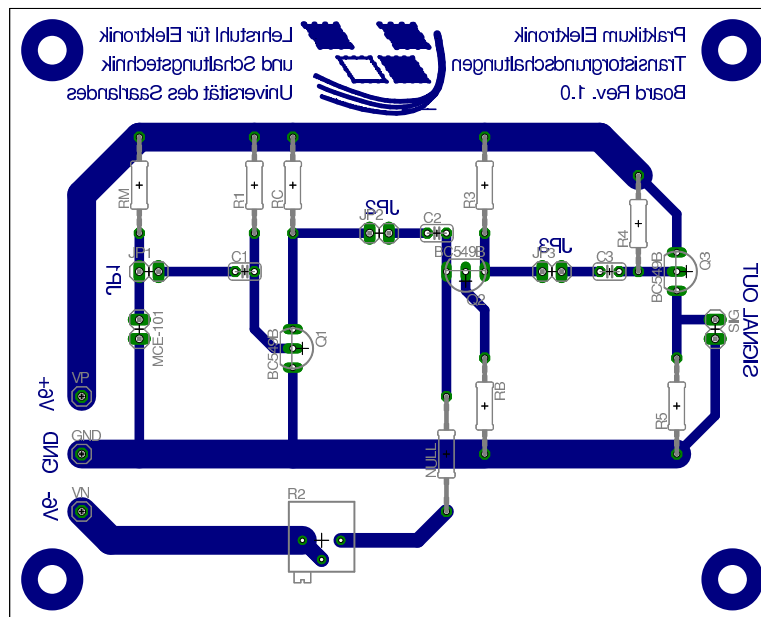
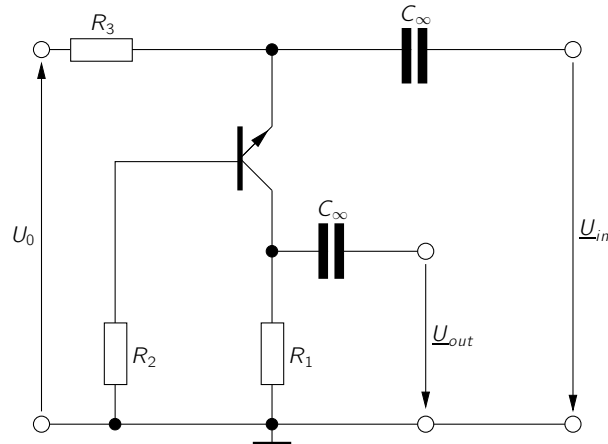


Abb. B.2: Platinenlayout

## C Beispielrechnung

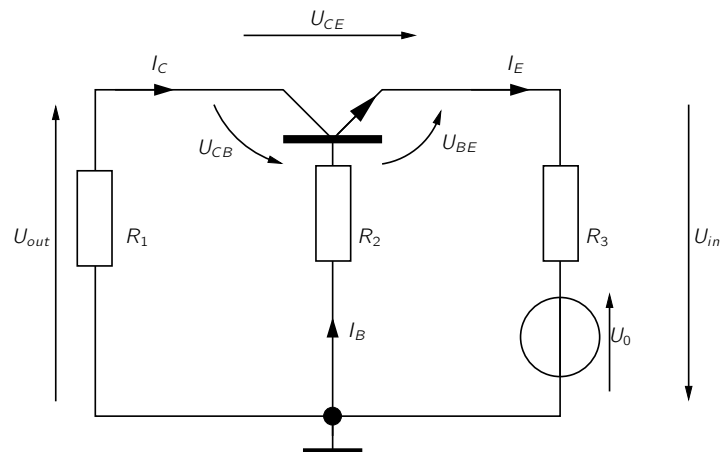
### Berechnung einer Grundsaltung

$$U_{be} = 0,7 \text{ V} \quad U_{ce} = 2 \text{ V} \quad I_c = 10 \text{ mA} \quad \beta = 200 \quad U_0 = 6 \text{ V} \quad R_1 = 300 \Omega$$



Die Widerstände  $R_1, R_2, R_3$  dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes (AP) des Transistors. Um diese Widerstände zu dimensionieren, muss das Gleichstromersatzschaltbild (GS-ESB) verwendet werden.

### GS-ESB



(Die Kondensatoren können als unendlich groß angenommen werden)

$$U_1 = R_1 \cdot I_c = 300 \Omega \cdot 10 \text{ mA} = 3 \text{ V}$$

$$U_2 = U_1 + U_{cb} = U_1 + U_{ce} - U_{be} = 3 \text{ V} + 2 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 4,3 \text{ V}$$

$$\hookrightarrow R_2 = \frac{U_2}{I_b} = \frac{U_2}{I_c} \cdot \beta = \frac{4,3 \text{ V}}{10 \text{ mA}} \cdot 200 \approx 86 \text{ k}\Omega$$

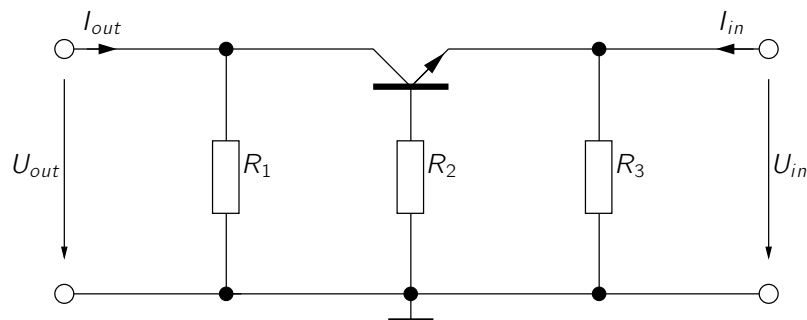
$$U_3 = -U_{ce} - U_1 + 6 \text{ V} = -2 \text{ V} - 3 \text{ V} + 6 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

$$\hookrightarrow R_3 = \frac{U_3}{I_e} = \frac{U_3}{I_c} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} \approx \frac{U_3}{I_c} = \frac{1 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

### Berechnung mit KS-ESB

Zur Berechnung der Verstärkungseigenschaften und Bestimmung der Grundschaltungsart muss das Wechselstromersatzschaltbild (WS-ESB) verwendet werden.

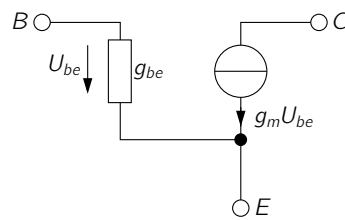
### WS-ESB



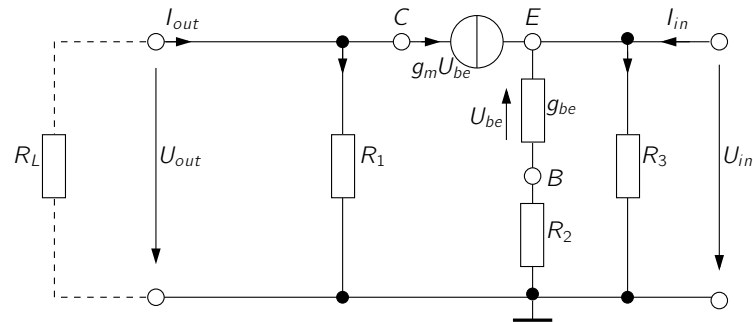
(Die Kondensatoren können als unendlich groß angenommen werden)

⇒ Basisgrundschaltung

Berechnung von Stromverstärkung  $V_I$ , Spannungsverstärkung  $V_U$ , Eingangsimpedanz  $Z_{in}$  und Ausgangsimpedanz  $Z_{out}$  mit Kleinsignalersatzschaltbild (KS-ESB) des Transistors.



⇒ KS-ESB (mit Lastwiderstand  $R_L$  am Ausgang)



Spannungsteiler:

$$-\frac{U_{be}}{U_{in}} = \frac{\frac{1}{g_{be}}}{\frac{1}{g_{be}} + R_2}$$

$$\Leftrightarrow U_{in} = -U_{be} \cdot (1 + R_2 \cdot g_{be}) \quad (1)$$

$$U_{out} = -R_L \cdot I_{out} \quad (2)$$

Knotengleichung am Kollektor:

$$I_{out} - \frac{U_{out}}{R_1} - g_m \cdot U_{be} = 0$$

$$\Leftrightarrow I_{out} + \frac{R_L}{R_1} \cdot I_{out} - g_m \cdot U_{be} = 0$$

$$\Leftrightarrow U_{be} = I_{out} \cdot \frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right) \quad (3)$$

Knotengleichung am Emitter:

$$\begin{aligned}
 g_m \cdot U_{be} + g_{be} \cdot U_{be} + I_{in} - \frac{U_{in}}{R_3} &= 0 \\
 U_{be} \cdot (g_m + g_{be}) + I_{in} + U_{be} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot (1 + R_2 \cdot g_{be}) &= 0 \\
 \Leftrightarrow U_{be} &= \frac{I_{in}}{(g_m + g_{be}) + \frac{1}{R_3} \cdot (1 + R_2 \cdot g_{be})} \quad (4)
 \end{aligned}$$

(3) = (4):

$$\begin{aligned}
 I_{out} \cdot \frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right) &= -I_{in} \cdot \frac{1}{(g_m + g_{be}) + \frac{1}{R_3} \cdot (1 + R_2 \cdot g_{be})} \\
 \Rightarrow V_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} &= -\frac{g_m}{\left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right) \cdot (g_m + g_{be} + \frac{1}{R_3} \cdot (1 + R_2 \cdot g_{be}))} & | \quad g_m = \beta \cdot g_{be} \\
 &= -\frac{g_m}{\left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right) \cdot g_m \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{R_3} \cdot \left(\frac{1}{\beta \cdot g_{be}} + \frac{1}{\beta} \cdot R_2\right)\right)} & | \quad r_e = \frac{1}{\beta \cdot g_{be}} \\
 &= \frac{-1}{\left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{R_3} \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2)\right)} & | \quad \frac{1}{\beta} \ll 1 \\
 &= \frac{-1}{\left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{1}{R_3} \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2)\right)}
 \end{aligned}$$

(1):

$$\Leftrightarrow U_{be} = -\frac{U_{in}}{1 + R_2 \cdot g_{be}} \quad (5)$$

Knotengleichung am Kollektor:

$$\begin{aligned}
 I_{out} - \frac{U_{out}}{R_1} - g_m \cdot U_{be} &= 0 && | (2) \text{ einsetzen} \\
 \Leftrightarrow -\frac{U_{out}}{R_L} - \frac{U_{out}}{R_1} - g_m \cdot U_{be} &= 0 && | (5) \text{ einsetzen} \\
 \Leftrightarrow -U_{out} \cdot \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1} \right) &= -U_{in} \cdot \frac{g_m}{1 + R_2 \cdot g_{be}} \\
 \Leftrightarrow V_U = \frac{U_{out}}{U_{in}} &= \frac{g_m}{1 + R_2 \cdot g_{be}} \cdot \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1} \right)^{-1} && | r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\beta \cdot g_{be}} \\
 &= \frac{\frac{1}{r_e}}{1 + R_2 \cdot \frac{1}{\beta \cdot r_e}} \cdot \frac{R_L \cdot R_1}{R_L + R_1} \\
 &= \frac{1}{r_e + \frac{R_2}{\beta}} \cdot \frac{R_L \cdot R_1}{R_L + R_1} \\
 \Rightarrow V_U &= \frac{\beta \cdot R_L \cdot R_1}{(\beta \cdot r_e + R_2) \cdot (R_L + R_1)}
 \end{aligned}$$

Knotengleichung am Emitter:

$$\begin{aligned}
 g_m \cdot U_{be} + g_{be} \cdot U_{be} + I_{in} - \frac{U_{in}}{R_3} &= 0 && | (5) \text{ einsetzen} \\
 \Leftrightarrow (g_m + g_{be}) \cdot \left( -\frac{U_{in}}{1 + R_2 \cdot g_{be}} \right) + I_{in} - \frac{U_{in}}{R_3} &= 0 \\
 \Leftrightarrow I_{in} = U_{in} \cdot \left( (g_m + g_{be}) \cdot \frac{1}{1 + R_2 \cdot g_{be}} + \frac{1}{R_3} \right) \\
 \Leftrightarrow Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} &= \frac{1}{(g_m + g_{be}) \cdot \left( \frac{1}{1 + R_2 \cdot g_{be}} + \frac{1}{R_3} \right)} && | r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\beta \cdot g_{be}} \\
 &= \frac{1}{\left( \frac{1}{r_e} + \frac{1}{\beta \cdot r_e} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + R_2 \cdot \frac{1}{\beta \cdot r_e}} + \frac{1}{R_3} \right)} && | \frac{1}{\beta} \ll 1 \\
 &\approx \frac{r_e}{\frac{1}{1 + R_2 \cdot \frac{1}{\beta \cdot r_e}} + \frac{r_e}{R_3}} \\
 &= \frac{r_e}{\frac{r_e}{r_e + R_2 \cdot \frac{1}{\beta}} + \frac{r_e}{R_3}} \\
 Z_{in} &= \frac{1}{\frac{1}{r_e + R_2 \cdot \frac{1}{\beta}} + \frac{1}{R_3}}
 \end{aligned}$$



Für die Berechnung des Ausgangswiderstandes der Schaltung muss folgende Bedingung gelten:

$$Z_{out} = \left. \frac{U_{out}}{I_{out}} \right|_{U_{in}=0}$$

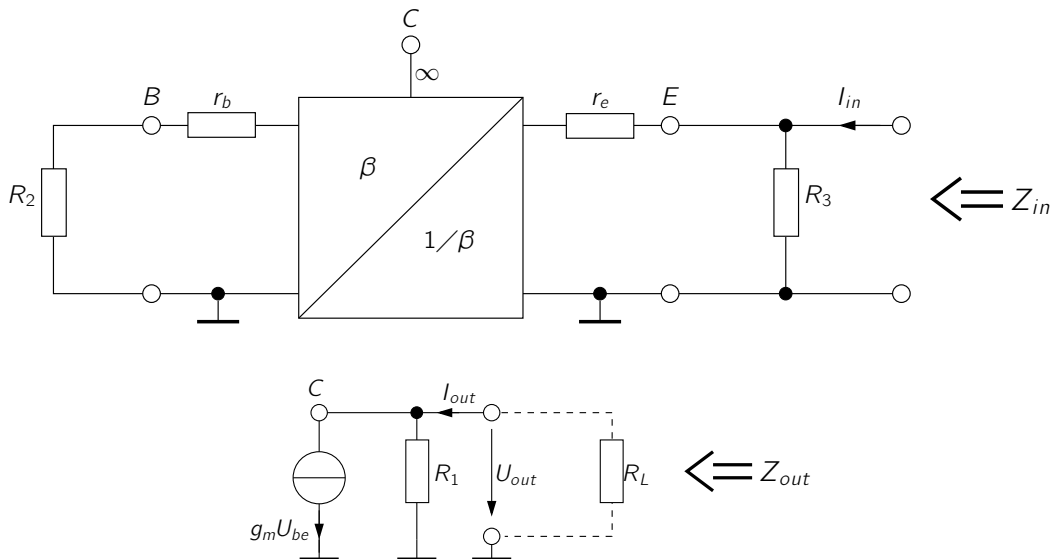
Der Eingang der Schaltung wird als Kurzschluß betrachtet. Damit fällt an  $U_{in}$  keine Spannung ab.

Da  $U_{in} = 0$  fällt somit am Leitwert  $g_{be}$  auch keine Spannung  $U_{be}$  ab. Dadurch fließt zwischen Kollektor und Basis des Transistors auch kein Strom  $g_m \cdot U_{be}$ . Daraus folgt unmittelbar, dass der komplette Strom  $I_{out}$  über den Widerstand  $R_1$  fließt und dort einen Spannungsabfall von gerade  $U_{out}$  verursacht. Damit gilt:

$$Z_{out} = R_1$$

### Berechnung mit TOP-ESB

Berechnung von Eingangsimpedanz  $Z_{in}$ , Ausgangsimpedanz  $Z_{out}$ , Spannungsverstärkung  $V_U$  und Stromverstärkung  $V_I$  mit T-Operatorersatzschaltbild (TOP-ESB) des Transistors.



$R_L$  wird nur für Berechnung von  $V_U$  und  $V_I$  benötigt

$$\begin{aligned}
Z_{in} &= R_3 \parallel \left( r_e + \frac{1}{\beta} \cdot (r_b + R_2) \right) \\
&= \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot (r_b + R_2)} \right)^{-1} \quad | \quad r_b = 0 \\
&= \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2} \right)^{-1} \\
\Rightarrow Z_{in} &= \frac{R_3 \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2)}{R_3 + r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2}
\end{aligned}$$

$$Z_{out} = R_1 \parallel R_\infty \approx R_1$$

$$\begin{aligned}
U_{in} &= -I_e \cdot \left( r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2 \right) \\
&\approx -I_c \cdot \left( r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2 \right) \quad (6)
\end{aligned}$$

Knotengleichung am Kollektor:

$$\begin{aligned}
U_{out} &= R_1 \cdot (I_{out} - g_m \cdot U_{be}) \quad | \quad g_m \cdot U_{be} = I_c \quad | \quad I_{out} = -\frac{U_{out}}{R_L} \\
\Leftrightarrow U_{out} &= -U_{out} \cdot \frac{R_1}{R_L} - R_1 \cdot I_c \\
\Leftrightarrow U_{out} \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_L} \right) &= -R_1 \cdot I_c \\
\Rightarrow U_{out} &= -\frac{R_1 \cdot I_c}{1 + \frac{R_1}{R_L}} \quad (7)
\end{aligned}$$

(7)/(6):

$$\begin{aligned}
 V_U = \frac{U_{out}}{U_{in}} &= \frac{-\frac{R_1 \cdot I_c}{1 + \frac{R_1}{R_L}}}{-I_c \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2)} \\
 &= \frac{R_1 \cdot R_L}{(R_L + R_1) \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2)} \\
 &= \frac{\beta \cdot R_1 \cdot R_L}{(R_L + R_1) \cdot (\beta \cdot r_e + R_2)}
 \end{aligned}$$

(7):

$$\begin{aligned}
 U_{out} &= -\frac{R_1 \cdot I_c}{1 + \frac{R_1}{R_L}} & | \quad U_{out} &= -R_L \cdot I_{out} \\
 \Leftrightarrow -R_L \cdot I_{out} &= -\frac{R_1 \cdot I_c}{1 + \frac{R_1}{R_L}} \\
 \Rightarrow I_{out} &= \frac{R_1 \cdot I_c}{R_1 + R_L}
 \end{aligned}$$

Knotengleichung am Emitter:

$$\begin{aligned}
 I_e + I_{in} - I_3 &= 0 & | \quad I_e &\approx I_c \\
 \Leftrightarrow I_{in} &= \frac{U_{in}}{R_3} - I_c & | \quad (6) &\text{einsetzen} \\
 \Rightarrow I_{in} &= -I_c \cdot \left( \frac{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2}{R_3} + 1 \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_I &= \frac{I_{out}}{I_{in}} \\
 &= \frac{\frac{R_1}{R_L + R_1}}{-\left( \frac{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2}{R_3} + 1 \right)} \\
 &= \frac{-1}{\left( 1 + \frac{R_L}{R_1} \right) \cdot \left( 1 + \frac{1}{R_3} \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_2) \right)}
 \end{aligned}$$