

# Transistorgrundschaltungen

Skriptum zum  
**Praktikum Schaltungstechnik**

Sommersemester 2025

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Arbeitspunkt</b>	<b>2</b>
2.1	Gleich- und Wechselstromersatzschaltbild . . . . .	2
2.2	Bestimmung des Arbeitspunktes . . . . .	4
2.3	Temperatureinfluss . . . . .	6
2.4	Arbeitspunktstabilisierung . . . . .	7
2.5	Aussteuerungsbereich . . . . .	8
<b>3</b>	<b>Transistorgrundschaltungen</b>	<b>10</b>
3.1	Emittergrundschaltung . . . . .	10
3.2	Kollektorgrundschaltung . . . . .	11
3.3	Basisgrundschaltung . . . . .	11
3.4	Eigenschaften der Grundschaltungen . . . . .	11
3.5	Kleinsignalersatzschaltbild (KS-ESB) . . . . .	12
3.6	Für Fortgeschrittene: T-Operator-Ersatzschaltbild (TOP-ESB) . . .	14
3.7	Berechnung der NF-Eigenschaften . . . . .	16
3.8	Ein- und Ausgangswiderstand . . . . .	18
<b>4</b>	<b>Übertragungsfunktion</b>	<b>20</b>
4.1	Hochpass . . . . .	20
4.2	Phasendrehung . . . . .	21
4.3	Bandbreite . . . . .	22
<b>5</b>	<b>Mikrofon</b>	<b>23</b>
5.1	Kondensatormikrofon . . . . .	23
5.2	Elektretmikrofon . . . . .	23
<b>6</b>	<b>Vorbereitende Aufgaben</b>	<b>25</b>
6.1	Grundschaltungen . . . . .	25
6.2	Elektretmikrofon . . . . .	27
<b>7</b>	<b>Messaufgaben</b>	<b>28</b>
<b>A</b>	<b>Ausarbeitung</b>	<b>29</b>
<b>B</b>	<b>Schaltplan, Layout, Datenblätter</b>	<b>30</b>
<b>C</b>	<b>Beispielrechnung</b>	<b>36</b>

# 1 Einführung

Das Ziel des Gesamtpraktikums ist, einen Verstärker mit Mikrofon zu bauen. Dieser Praktikumsversuch wiederum beschäftigt sich mit dem Mikrofon und dem zugehörigen Vorverstärker. Dabei wird das Signal des Mikrofons verstärkt und kann an den Eingang der Leistungsendstufe (Versuch 4: NF-Leistungsverstärker) angeschlossen werden. Als Mikrofon dient hierbei, wie bei vielen Geräten üblich, eine kompakte Elektretmikrofonkapsel. Anforderungen an die Verstärkerschaltung sind vor allem ein geringer Stromverbrauch sowie ein stör- und verzerrungsfreies Übertragen der Tonsignale an die Endstufe.

Ziel dieses Praktikumsversuchs ist es, die Eigenschaften der Transistorgrundschaltungen anzuwenden. Der theoretische Teil des Versuchs besteht aus der Einführung verschiedener Ersatzschaltbilder und Methoden zur Berechnung von Schaltungen. Abschnitte zu den jeweiligen Transistorgrundschaltungen und zur Einstellung des Arbeitspunktes eines Transistors sollen ein Grundverständnis vermitteln. Als letzter Punkt wird kurz auf die Funktionsweise von Kondensatormikrofonen und speziell auf das im Versuch verwendete Elektretmikrofon eingegangen.

Im praktischen Teil dieses Versuchs wird eine Schaltung zur Verstärkung des Mikrofonsignals mittels eines dreistufigen Vorverstärkers aufgebaut. Diese Schaltung soll in den Gesamtaufbau integriert werden und daher im weiteren Verlauf des Praktikums ihre Betriebsspannung aus dem batteriebetriebenen Netzteil (Versuch 3: Netzteil) beziehen.

## 2 Arbeitspunkt

### 2.1 Gleich- und Wechselstromersatzschaltbild

Ersatzschaltbilder dienen im Allgemeinen dazu, eine Schaltung so zu vereinfachen, dass sich die Berechnung im Hinblick auf eine bestimmte Problemstellung vereinfacht. Dabei ist es wichtig zu beachten, dass nicht jedes Ersatzschaltbild (ESB) für die Lösung jeder beliebigen Problemstellung geeignet ist.

#### Gleichstromersatzschaltbild (GS-ESB)

Im Gleichstromfall (Strom und Spannung sind zeitlich unveränderlich) wird nur das *statische* Verhalten der Bauteile betrachtet ( $\omega = 0$ ). Dadurch können frequenzabhängige Formeltermine von vornherein eliminiert werden und sind für weitere Betrachtungen nicht mehr relevant. Berechnungen des Arbeitspunktes können mit Hilfe des GS-ESB durchgeführt und die Schaltung entsprechend den Vorgaben dimensioniert werden. Arbeitspunktgrößen (Spannungen, Ströme) werden durch Großbuchstaben gekennzeichnet (z.B.  $U_0$ ,  $I_C$ ). Beim Erstellen eines Gleichstromersatzschaltbildes gelten folgende Regeln:

- **Ohmscher Widerstand:** Dieser verhält sich für konstante (und zeitabhängige) Ströme immer gleich  $R = U/I$ .
- **Kapazität:** Eine Kapazität ist, nachdem sie aufgeladen ist, ein Leerlauf. Das bedeutet, für Kapazitäten kann davon ausgegangen werden, dass sie im Gleichstromfall einen Leerlauf (LL) darstellen.
- **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 (KS).
- **Spannungsquellen:** Eine ideale **Wechselspannungsquelle** besitzt einen Innenwiderstand von  $0\ \Omega$ , wird im Gleichstromersatzschaltbild zu Null gesetzt und entspricht damit einem Kurzschluss (KS).
- **Stromquellen:** Eine ideale **Wechselstromquelle** besitzt einen unendlich hohen Innenwiderstand und entspricht damit einem Leerlauf (LL).

- **Transistoren:** Für einen Transistor lässt sich das Transferstrom-ESB, welches bspw. aus der Vorlesung *Physikalische Grundlagen der Elektronik (Elektronik I)* bekannt ist, verwenden.

### Wechselstromersatzschaltbild (WS-ESB)

Im Wechselstrombetrieb wird das *dynamische* Verhalten ( $\omega \neq 0$ ) einer Schaltung bei hinreichend kleiner Auslenkung um den zuvor berechneten Arbeitspunkt untersucht. Wechselstromgrößen werden im Frequenzbereich durch Phasoren beschrieben, die wir mit unterstrichenen Großbuchstaben kennzeichnen (z.B.  $\underline{U}_{in}$ ,  $\underline{I}_C$ ). Für die Bestimmung der Schaltungseigenschaften im Wechselstrombetrieb können mithilfe folgender Regeln einige Vereinfachungen gemacht werden:

- **Ohmscher Widerstand:** Dieser verhält sich auch für zeitabhängige Ströme immer gemäß der Gleichung  $R = \underline{U}/\underline{I}$ .
- **Kapazität:** Kapazitäten bleiben im WS-ESB erhalten. Ein Sonderfall ist eine als  $C_\infty$  gekennzeichnete Kapazität mit sehr großem Wert. Da für die Impedanz einer Kapazität allgemein gilt  $\underline{Z}(\omega) = \frac{1}{j\omega C}$ , wird das Produkt im Nenner für große Kapazitäten ebenfalls groß und damit die Impedanz gering. Im Wechselstromfall stellt eine solche Kapazität  $C_\infty$  dann einen Kurzschluss (KS) dar.
- **Induktivität:** Für die Impedanz von Induktivitäten gilt im Allgemeinen  $\underline{Z}(\omega) = j\omega L$ . Für hinreichend große Induktivitäten wird die Impedanz damit sehr groß. Im Wechselstromfall entspricht eine solche, als  $L_\infty$  gekennzeichnete, Induktivität einem Leerlauf (LL). Die übrigen Induktivitäten verbleiben in der Schaltung.
- **Spannungsquellen:** Eine ideale **Gleichspannungsquelle** besitzt einen Innenwiderstand von  $0\ \Omega$  und entspricht damit einem Kurzschluss (KS).
- **Stromquellen:** Eine ideale **Gleichstromquelle** besitzt einen unendlich hohen Innenwiderstand und entspricht damit einem Leerlauf (LL).
- **Transistoren:** Transistoren verbleiben zunächst im Ersatzschaltbild; für weiterführende Kleinsignal-Berechnungen wird ein Kleinsignal-ESB eingesetzt (vgl. Kapitel 3.5).

## 2.2 Bestimmung des Arbeitspunktes

**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.  $I_C = B \cdot I_B$ ,  $U_{BE} + U_{CE} = -U_{BC}$ , etc.). Daher genügt es, drei unabhängige 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 werden oft die Werte von  $I_C$ ,  $U_{BE}$  und  $U_{CE}$  vorgegeben, womit der Arbeitspunkt bekannt ist.

Im Gleichstromersatzschaltbild werden die Kirchhoff'schen Gesetze genutzt, um die Spannungen und Ströme zu berechnen. Hierbei ergibt sich 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 grafische Lösung an.

### Aus den Kennlinien

Der Arbeitspunkt eines Transistors kann aus seinen Kennlinienfeldern abgelesen werden, wenn mindestens drei unabhängige Größen bekannt sind. Das Kennlinienfeld in Abbildung 2.1 bezieht sich auf die Schaltung aus Abbildung 2.2.

Der erste Quadrant des Kennlinienfeldes zeigt  $I_C(U_{CE})$  für verschiedene Werte von  $U_{BE}$ . Zudem ist dort eine Gerade mit der Steigung  $\frac{1}{R_C + R_E}$  eingetragen, die als Lastgerade bezeichnet wird. Der Schnittpunkt der Lastgeraden mit der  $I_C$ -Achse entsteht dabei durch die Annahme des Falles, dass  $U_{CE} = 0\text{ V}$  ist und damit der maximale Kollektorstrom  $I_C$  fließt. Analog entspricht der Schnittpunkt der Lastgeraden mit der  $U_{CE}$ -Achse dem Fall, dass kein Kollektorstrom  $I_C$  fließt und damit die gesamte Spannung  $U_0 = U_{CE}$  über dem Transistor abfällt.

Der Schnittpunkt der Ausgangskennlinie eines gewählten  $U_{BE}$  (hier  $U_{be2}$ ) mit der Lastgeraden legt den Arbeitspunkt fest. Die  $I_C$ -Komponente des Schnittpunktes ist dann der Kollektorstrom und die  $U_{CE}$ -Komponente die Kollektor-Emitter-Spannung im Arbeitspunkt.

Im normal-aktiven Bereich schwankt der Wert von  $U_{BE}$  durch die exponentielle Eingangskennlinie nur leicht, sodass bei Silizium-Transistoren in guter Näherung ein Wert von  $U_{BE} \approx 0,7\text{V}$  angenommen werden kann.

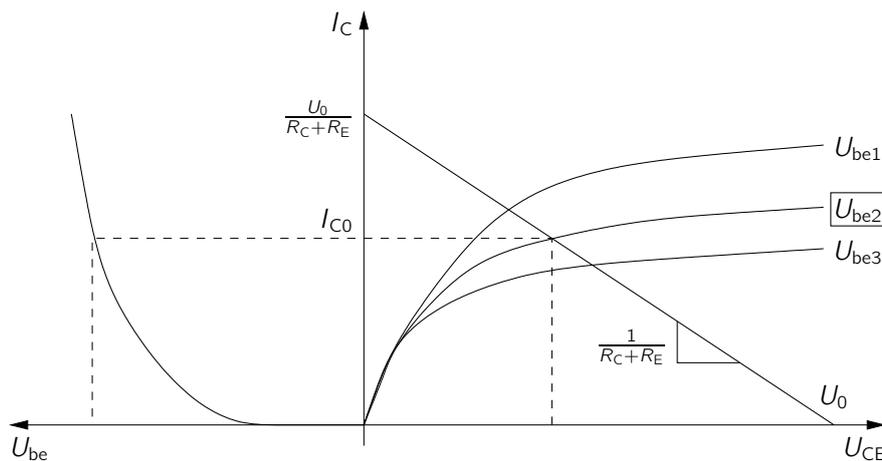


Abbildung 2.1: Ausgangskennlinienfeld mit Lastgerade.

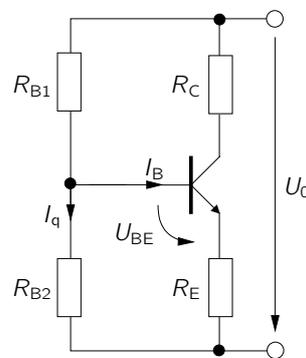


Abbildung 2.2: Stromgegenkopplung mit Basisspannungsteiler.

## Schaltungslesen

Ein weiterer Ansatz, den Arbeitspunkt zu bestimmen, ist das Verwenden von einigen in der Praxis zumeist recht gut erfüllten Näherungen. Die Form der Gleichun-

gen der Maschen und Knotenanalyse wird dadurch stark vereinfacht.

Im Allgemeinen gilt bei Kleinleistungstransistoren  $B \gg 1$ . Demnach lässt sich aus

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.1)$$

folgern, dass in guter Näherung

$$I_C \approx I_E \quad (2.2)$$

erfüllt ist. Wird zur Einstellung des Basispotenzials ein Spannungsteiler verwendet (Abbildung 2.2), kann angenommen werden, dass  $I_q$  (der Querstrom durch den Spannungsteiler) groß im Vergleich zum Basisstrom ist (Näherung:  $I_q \gtrsim 5 \dots 10 \cdot I_B$ ). Auch hier ist die Annahme, dass  $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$  beträgt, hilfreich. Für grobe Überschlagsrechnungen genügen diese ersten Werte.

Dennoch sollte nicht vergessen werden, dass es sich hier nur um Näherungen handelt. Soll der Fehler verringert werden, lässt sich auf iterativem Wege (z.B. leichte Variation von  $I_q$ ) zu genaueren Ergebnissen kommen. Als Beispiel: Zu Beginn werde  $\frac{I_q}{I_B} = 10$  angenommen. Mit diesem Wert werden alle sonstigen Spannungen und Ströme berechnet, woraus sich ein Korrekturwert für  $I_B$  ergibt.

## 2.3 Temperatureinfluss

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

$$U_{BE} \approx U_T \cdot \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right) \quad (2.3)$$

mit der Temperaturspannung

$$U_T = \frac{kT}{q} \quad (2.4)$$

und dem Sättigungsstrom

$$I_S \propto T^3 \exp \left( -\frac{W_g}{kT} \right). \quad (2.5)$$

Durch Umformen von Gleichung 2.3 und Einsetzen von Gleichung 2.4 und Gleichung 2.5 folgt:

$$I_C \propto T^3 \exp \left( -\frac{\text{const.}}{kT} \right). \quad (2.6)$$

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

Dies bedeutet: Ohne eine geeignete Gegenmaßnahme steigt der Strom und damit die Temperatur solange an, bis der Transistor den eingestellten Arbeitspunkt verlässt und 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.

Eine genauere Betrachtung der Temperaturabhängigkeit, Möglichkeiten zur Kompensation (z.B. „Konzept der halben Betriebsspannung“) und der daraus folgenden negativen Effekte, ist im Skript zur Vorlesung „Elektronische Schaltungen“ zu finden.

## 2.4 Arbeitspunktstabilisierung

Wie im vorhergehenden Abschnitt angesprochen, kann bei geeigneten Gegenmaßnahmen ein Verlassen des Arbeitspunktes durch temperaturabhängiges Ansteigen des Kollektorstromes  $I_C$  verhindert werden. In der Praxis existieren sehr viele Möglichkeiten, den Arbeitspunkt zu stabilisieren. Im Folgenden wird kurz die im Praktikum verwendete Stromgegenkopplung erläutert.

### Stromgegenkopplung

Das Einfügen eines Emitterwiderstandes  $R_E$ , wie in Abbildung 2.2 gezeigt, stabilisiert den Arbeitspunkt. Infolge einer Temperaturerhöhung steigen der Kollektorstrom  $I_C$  und die an  $R_E$  abfallende Spannung an. Dadurch verringert sich  $U_{BE}$  und wegen der Beziehung

$$I_C = I_S \left( e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad (2.7)$$

wiederum der Kollektorstrom  $I_C$ . Der Stabilisierungseffekt ist umso besser, je größer  $R_E$  ist. Jedoch sinkt mit größerem  $R_E$  auch die Spannungsverstärkung der Schaltung.

## 2.5 Aussteuerungsbereich

Der Aussteuerungsbereich ist die maximale Signalamplitude am Eingang, die von einer Verstärkerschaltung noch linear verstärkt wird. Linear bedeutet, dass die Form des Signals erhalten bleibt und nicht verzerrt am Ausgang erscheint. Dies ist für den Praktikumsaufbau ein sehr wichtiger Punkt, da das Signal des Mikrofons lediglich verstärkt und nicht verzerrt werden soll.

In Abbildung 2.3 ist die Ausgangskennlinie  $I_C(U_{BE})$  eines Transistors dargestellt. Die eingezeichneten Sinuskurven  $\underline{U}_{in1}$  und  $\underline{U}_{in2}$  zeigen die Schwankung von  $U_{BE}$  an, die durch das Eingangssignal verursacht wird. Wird diese Schwankung auf die Ausgangskennlinie übertragen, so lässt sich feststellen, dass der Kollektorstrom  $\underline{I}_{out1}$  auch in Form einer Sinuswelle steigt und fällt. Wird jedoch die Amplitude des Eingangs zu groß ( $\underline{U}_{in2}$ ), so erreicht der Strom seinen Maximalwert. Infolgedessen wird die Sinuswelle ( $\underline{I}_{out2}$ ) „abgeschnitten“.

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 Abbildung 2.4. Dabei wird der obere Teil der Kollektorstromamplitude  $\underline{I}_{out}$  fast vollständig „abgeschnitten“.

Bei der Wahl des Arbeitspunktes muss somit beachtet werden, dass dieser weit genug im linearen Bereich liegt, um eine lineare Übertragung zu ermöglichen. Im Versuch Netzteil wird dieser, hier nachteilige Effekt, genutzt, um eine rechteckförmige Spannung aus einem Sinussignal zu erzeugen.

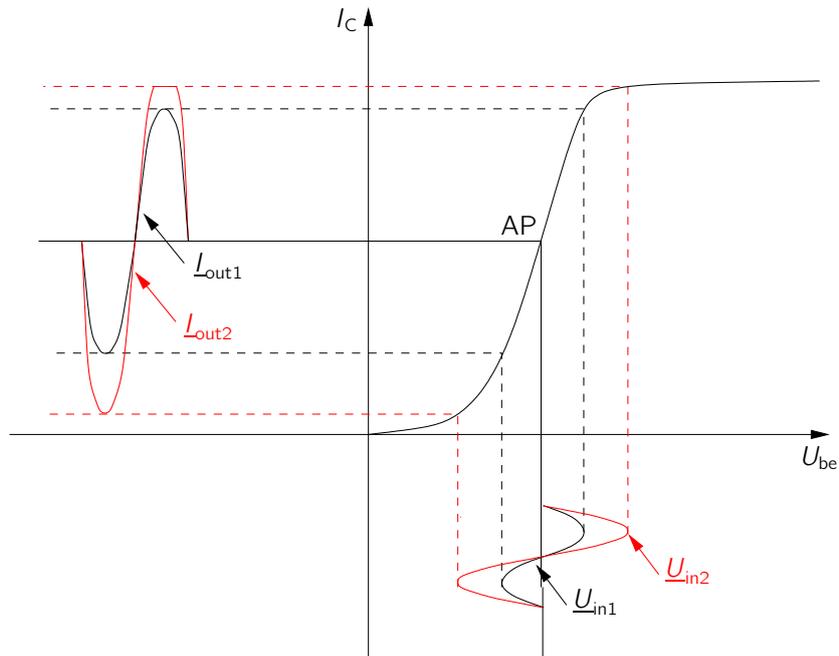


Abbildung 2.3: Korrekte Aussteuerung  $U_{in1}$  um den Arbeitspunkt,  $U_{in2}$  mit zu großer Amplitude.

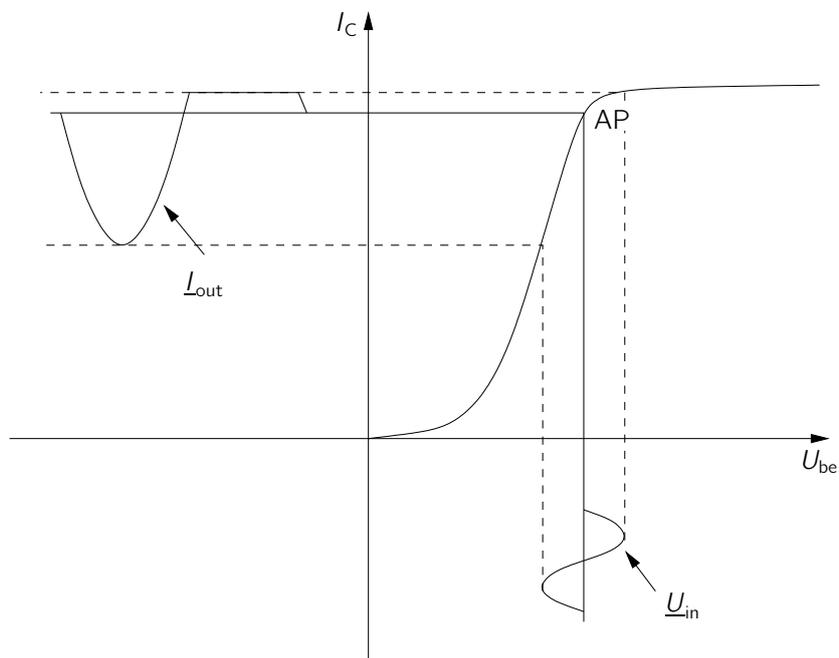


Abbildung 2.4: Arbeitspunkt in der Nähe des Sättigungsbereichs.

## 3 Transistorgrundschaltungen

Alle komplexen Transistorschaltungen lassen sich aus drei Schaltungstypen aufbauen. Diese werden als Grundschaltungen bezeichnet.

Die Grundschaltungen unterscheiden sich in ihren Eigenschaften (z.B. Spannungs- und Stromverstärkung, Ein- und Ausgangsimpedanz). Zur Analyse einer Schaltung wird daher untersucht, in welcher Grundschaltung die Transistoren der Schaltung betrieben werden. Dazu betrachtet wird die Transistorschaltung als Vierpol betrachtet und Ein- und Ausgangstor definiert, so dass sich die drei Anschlüsse des Transistors mit diesen Toren in drei sinnvollen Konfigurationen verbinden lassen:

- Emittergrundschaltung (vgl. Abbildung 3.1)
- Kollektorgrundschaltung (vgl. Abbildung 3.2)
- Basisgrundschaltung (vgl. Abbildung 3.3)

Ein Anschluss des Transistors muss zwangsläufig sowohl zum Eingangs- als auch zum Ausgangstor des Vierpols gehören. Dieser gemeinsame Anschluss zeigt an, welche Grundschaltung vorliegt und ist außerdem der Bezugspunkt, d. h. die Signalmasse (engl. „ground“) für Ein- und Ausgangssignal.

### 3.1 Emittergrundschaltung

Die Emittergrundschaltung besitzt eine relativ große Spannungs- und Stromverstärkung und ist daher universell als Spannungs- und Stromverstärker einsetzbar. Da die Spannungsverstärkung ein negatives Vorzeichen besitzt, kann sie zudem als Inverter betrieben werden.

Im vorliegenden 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.

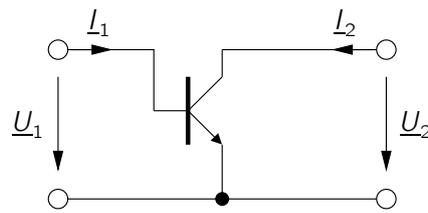


Abbildung 3.1: Emittergrundschaltung.

### 3.2 Kollektorgrundschaltung

Die Kollektorgrundschaltung besitzt eine Spannungsverstärkung von näherungsweise Eins. Kollektorgrundschaltungen eignen sich folglich nicht für Spannungsverstärkungen. Für die betrachtete Gesamtschaltung ist vor allem ihr hoher Eingangs- und ihr niedriger Ausgangswiderstand wichtig. Dadurch kann sie als Impedanzwandler eingesetzt werden, um einen niederohmigen Abschluss zum Eingang der Endstufe herzustellen.

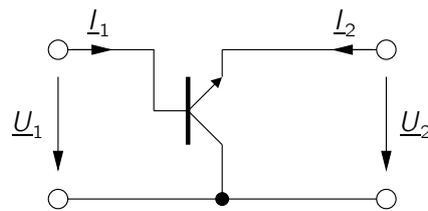


Abbildung 3.2: Kollektorgrundschaltung.

### 3.3 Basisgrundschaltung

Die Basisgrundschaltung wird eher selten verwendet. Sie kann jedoch von Nutzen sein, wenn eine Stufe mit hohem Ausgangswiderstand und niedrigem Eingangswiderstand benötigt wird, zum Beispiel zum Entkoppeln einer Last von der treibenden vorherigen Transistorstufe.

### 3.4 Eigenschaften der Grundschaltungen

Jede Grundschaltung weist für sie typische Eigenschaften auf. Soll eine neue Schaltung entworfen oder analysiert werden, wie ein vorliegender Aufbau funktioniert,

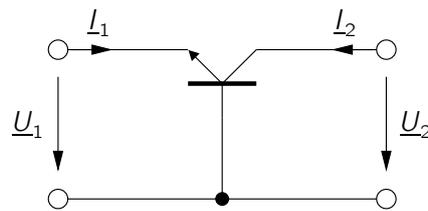


Abbildung 3.3: Basisgrundschaltung.

ist es hilfreich, die Grundschaltungen und ihre Eigenschaften zu kennen. Hierbei ist zu beachten, dass die folgenden Verhältnisse nur gegeben sind, wenn der Strom  $I_C$  konstant ist. Bei der konkreten Berechnung wird sich zeigen, dass die Eigenschaften der Grundschaltung ebenso immer vom Arbeitspunkt des Transistors abhängen. Folgende Tabelle gibt eine grobe Übersicht über die Eigenschaften der drei Grundschaltungen.

Eigenschaft	Grundschaltung		
	Emitter	Basis	Kollektor
<b>Eingangswiderstand</b>	mittel	niedrig	hoch
<b>Ausgangswiderstand</b>	mittel	hoch	klein
<b>Spannungsverstärkung</b>	hoch	hoch	klein
<b>Stromverstärkung</b>	hoch	klein	hoch

Tabelle 3.1: Eigenschaften der Grundschaltungen.

### 3.5 Kleinsignalersatzschaltbild (KS-ESB)

Das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistors kann angewendet werden, wenn die Änderungen, die durch die Signale verursacht werden, den aktuellen Arbeitspunkt des Transistors nur leicht verändern. Das bedeutet, dass nur ein kleiner Abschnitt des linearen Bereiches der Kennlinie des verwendeten aktiven Bauelements angesteuert wird. Anstelle des Transistorsymbols wird das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistors für den gewünschten Frequenzbereich eingesetzt. Die restlichen Elemente der Schaltung bleiben somit unverändert. Da das Verhalten des Transistors nicht nur durch eine Gleichung, sondern durch einen Satz von Gleichungen

beschrieben werden kann, enthält das Kleinsignalersatzschaltbild 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.

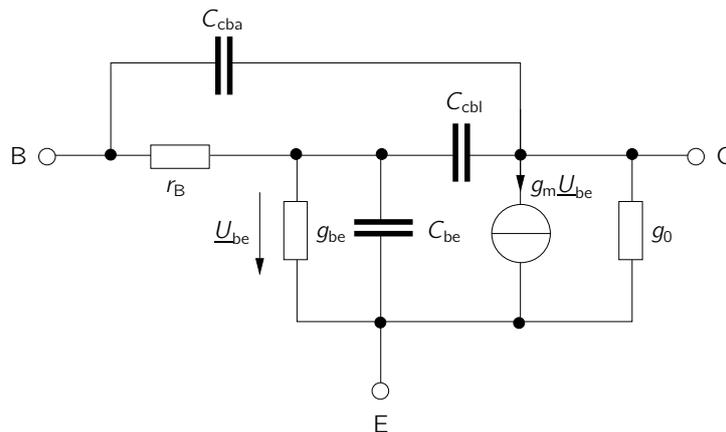


Abbildung 3.4: Breitbandiges Kleinsignalmodell des Bipolar-Transistors für hohe Frequenzen.

Die Kapazitäten  $C_{cba}$ ,  $C_{cbl}$  und  $C_{be}$  sind keine extern beschalteten Kapazitäten, sondern durch den physikalischen Aufbau 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).

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  $\underline{U}_{be}$  und dem Transferstrom  $\underline{I}_T$  auf vereinfachte Weise als

$$\underline{I}_T = g_m \underline{U}_{be} \quad (3.1)$$

(Gleichung 3.4 beschreibt den nicht vereinfachten Zusammenhang),

$$g_m = \frac{\partial I_T}{\partial U_{be}} \quad (3.2)$$

bezeichnet die Steilheit des Transistors (auch Transkonduktanz genannt).

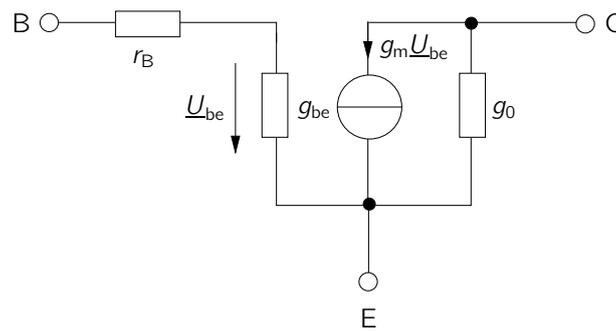


Abbildung 3.5: Kleinsignalersatzschaltbild für niedrige Frequenzen.

Eine Vereinfachung für den Gebrauch bei niedrigen Frequenzen wird in Abbildung 3.5 gemacht. Hier gilt insbesondere für vernachlässigbar kleines  $g_o$

$$I_C \approx I_T. \quad (3.3)$$

Mit dem Kollektorstrom

$$I_C = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{be}}{U_T}\right) \quad (3.4)$$

folgt

$$g_m = I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{be}}{U_T}\right) \cdot \frac{1}{U_T} = \frac{I_C}{U_T} =: \frac{1}{r_e}. \quad (3.5)$$

Der Gleichstromverstärkungsfaktor  $B$  ergibt sich bei einer bestimmten Kollektor-Emitter-Spannung direkt aus dem Basis- und dem Kollektorstrom.

Die Kleinsignal-Stromverstärkung  $\beta$  ist häufig genauso groß wie  $B$  und bezeichnet den Zusammenhang zwischen Kollektor- und Basisstrom im Kleinsignalfall,

$$\beta = \left. \frac{\delta I_C}{\delta I_B} \right|_{AP}. \quad (3.6)$$

### 3.6 Für Fortgeschrittene: T-Operator-Ersatzschaltbild (TOP-ESB)

Dieses Wirkungersatzschaltbild (stellt die Wirkung des Transistors bei Betrachtung der jeweiligen Kenngröße dar) des Bipolartransistors beschreibt Näherungen

für Spannungs- und Stromverstärkung sowie Ein- und Ausgangswiderstand aller drei Grundschaltungen.

Hier wird der Transistor als Vierpol mit folgenden Eigenschaften betrachtet:

1. Die Spannung an der Basisseite ist gleich der Spannung an der Emitterseite. ( $\underline{U}_1 = \underline{U}_2$ ,  $\underline{V}_U = 1$ ).
2. Zwischen dem Strom  $\underline{I}_1$  und dem Strom  $\underline{I}_2$  besteht der Zusammenhang

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 \cdot \underline{T}. \quad (3.7)$$

3. Impedanzen auf der Ausgangsseite erscheinen auf der Eingangsseite um den Faktor  $\underline{T}$  vergrößert.
4. Impedanzen auf der Eingangsseite erscheinen auf der Ausgangsseite um den Faktor  $\frac{1}{\underline{T}}$  verkleinert.

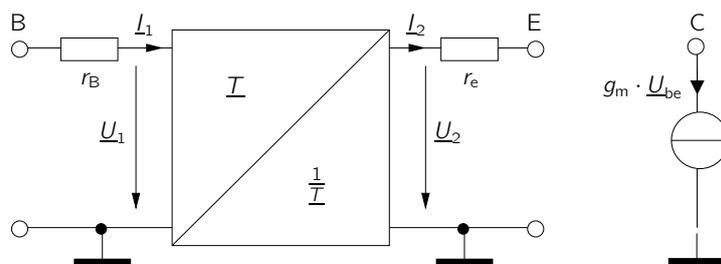


Abbildung 3.6: T-Operator-Ersatzschaltbild.

Dieser Vierpol stellt eine vereinfachte Form des Transistors dar. Weil der Eingangswiderstand des Kollektors so hochohmig ist (Es wird  $g_0 = 0$  angenommen), wird die Rückwirkung der Spannungen und Ströme vom Kollektor zur Basis/zum Emitter vernachlässigt. Deswegen kann er hier als gesonderte Stromquelle betrachtet werden. Analog zur Verwendung des Kleinsignalersatzschaltbildes wird das T-Operator-Ersatzschaltbild für den Transistor in die zu betrachtende Schaltung eingesetzt. Dabei werden die die Eigenschaften der Punkte 1 ... 4 berücksichtigt.

Der Wert des Faktors  $\underline{T}$  hängt von der Betriebsfrequenz des Transistors ab. Für den Niederfrequenzbetrieb  $f \ll f_T/\beta$  gilt  $\underline{T} = \beta$ . Die Frequenzen im Praktikum (kHz-Bereich) erfüllen diese Bedingung für die verwendeten Transistoren. Zu den Eigenschaften des T-Operators in höheren Frequenzbereichen sei auf die Master-Vorlesung „High Speed Electronics“ verwiesen.

Die Anwendung des T-Operators wird in Kapitel 3.8 und Anhang C vorgeführt.

### 3.7 Berechnung der NF-Eigenschaften

Zur Berechnung der Spannungs- und Stromverstärkung benutzt man das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistors. Da man sich im Wechselspannungsfall befindet, ist ein Wechselstromersatzschaltbild erforderlich.

Die Berechnung wird im Folgenden am Beispiel einer einfachen Kollektorgrundschaltung gemäß Abbildung 3.7 vorgeführt.

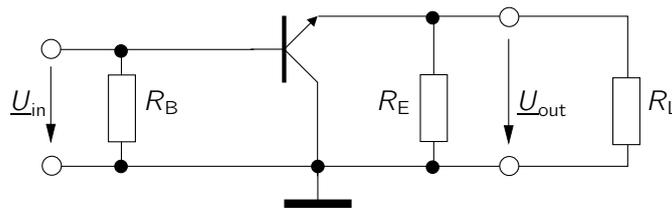


Abbildung 3.7: Einfache Kollektorgrundschaltung

Setzt man das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild ein, so ergibt sich das in Abbildung 3.8 dargestellte Ersatzschaltbild. Im Folgenden soll damit die Spannungsverstärkung  $\underline{V}_U = \frac{\underline{U}_{out}}{\underline{U}_{in}}$  berechnet werden.

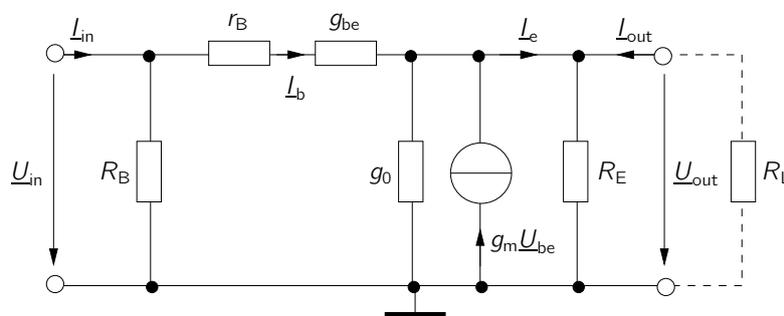


Abbildung 3.8: Kleinsignalersatzschaltbild der Kollektorgrundschaltung.

Allgemein gilt für einen Transistor:

$$\underline{I}_e = \underline{I}_b + \underline{I}_c \approx \beta \cdot \underline{I}_b \quad (3.8)$$

Für die Ausgangsspannung  $\underline{U}_{out}$  ergibt sich:

$$\underline{U}_{out} = \underline{I}_e \cdot \frac{1}{G_L + G_E} \quad (3.9)$$

mit den Leitwerten

$$G_L = \frac{1}{R_L} \quad \text{und} \quad G_E = \frac{1}{R_E}. \quad (3.10)$$

Ersetzen des Emitterstroms  $\underline{I}_e$  durch Gleichung 3.8 führt auf:

$$\underline{U}_{\text{out}} = \underline{I}_b \frac{\beta}{G_L + G_E} \quad \Leftrightarrow \quad \underline{I}_b = \underline{U}_{\text{out}} \frac{G_L + G_E}{\beta}. \quad (3.11)$$

Für die Eingangsspannung  $\underline{U}_{\text{in}}$  lässt sich mithilfe eines Maschenumlaufes folgende Gleichung ermitteln:

$$\underline{U}_{\text{in}} = \underline{I}_b \left( r_b + \frac{1}{g_{be}} \right) + \underline{U}_{\text{out}} \quad (3.12)$$

Setzt man Gleichung 3.11 in Gleichung 3.12 ein, so folgt:

$$\underline{U}_{\text{in}} = \underline{U}_{\text{out}} \left( \frac{G_L + G_E}{\beta} \left( r_b + \frac{1}{g_{be}} \right) + 1 \right). \quad (3.13)$$

Nun kann dieser Ausdruck noch vereinfacht werden, wenn man die in der Praxis oft erfüllten Näherungen  $r_b \ll \frac{1}{g_{be}}$  und  $(G_L + G_E) \ll g_{be}$  verwendet. Es folgt damit:

$$\underline{V}_U \approx 1 \quad (3.14)$$

Eine Tabelle, die die NF-Eigenschaften der Grundschaltungen enthält, ist im Skript zur Vorlesung „Elektronische Schaltungen“ und in vielen Büchern zur Schaltungstechnik zu finden<sup>1</sup>.

---

<sup>1</sup>Beispiel: Ulrich Tietze, Christoph Schenk und Eberhard Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 16. Aufl., Springer, Berlin, Heidelberg, 2019. Beachten Sie beim Vergleichen der Werte, von welchem Aufbau der Grundschaltungen ausgegangen wird.

### 3.8 Ein- und Ausgangswiderstand

Für die Berechnung der Ein- und Ausgangswiderstände eignen sich das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild und das T-Operator-Ersatzschaltbild. Da die Berechnung mittels Kleinsignalersatzschaltbild deutlich aufwendiger ist, wird die Berechnung am Beispiel der einfachen Kollektorgrundschaltung in Abbildung 3.7 mittels T-Operator Ersatzschaltbild vorgeführt. Nach dem Einsetzen des T-Operator-Ersatzschaltbilds ergibt sich Abbildung 3.9.

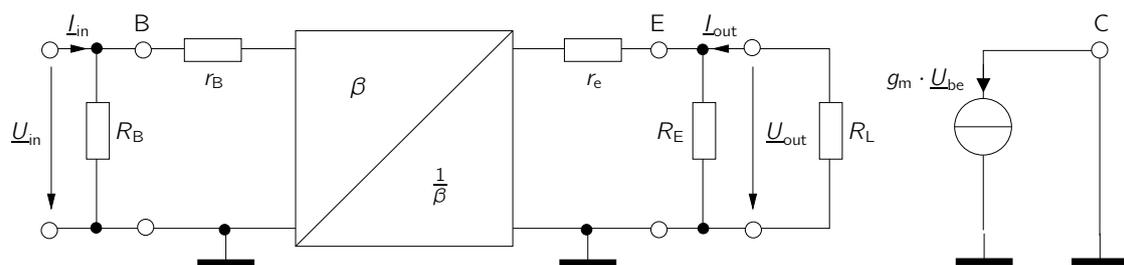


Abbildung 3.9: T-Operator-Ersatzschaltbild der Kollektorgrundschaltung.

Transformiert man die Schaltung gemäß der Regeln für den T-Operator (Kapitel 3.6), so kommt Abbildung 3.10 zustande.

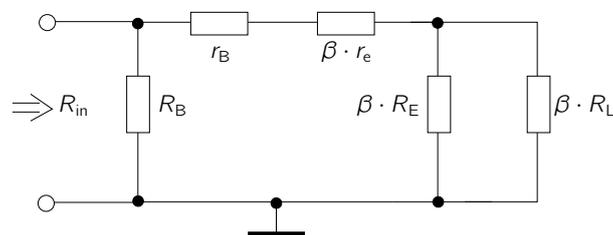


Abbildung 3.10: Eingangswiderstand nach Anwendung des T-Operators.

Aus dem Ersatzschaltbild ergibt sich der Eingangswiderstand

$$R_{\text{in}} = R_B \parallel (r_B + \beta (r_e + R_E \parallel R_L)). \quad (3.15)$$

Ein analoges Vorgehen liefert das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.11 und infolgedessen den Ausgangswiderstand

$$R_{\text{out}} = R_E \parallel \left( r_e + \frac{1}{\beta} (r_B + R_B) \right). \quad (3.16)$$

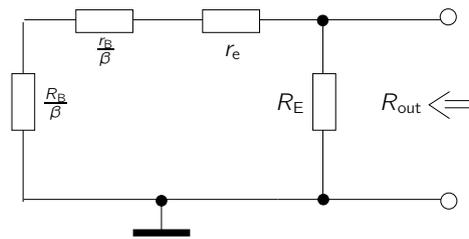


Abbildung 3.11: Ausgangswiderstand nach Anwendung des T-Operators.

Zum Vergleich können Sie versuchen, einen dieser Werte mit Hilfe des Kleinsignalersatzschaltbildes herzuleiten. Beachten Sie dabei, dass Sie die Vereinfachungen

$$R_L \ll \frac{1}{g_0}, \quad r_e \ll R_L, \quad 1 \ll \beta \quad \text{und} \quad g_0 \ll 1 + \frac{\beta}{R_g + r_B + r_{be}}$$

verwenden müssen, um dieselben Werte zu erlangen. Diese Näherungen sind im T-Operator-Ersatzschaltbild bereits enthalten. Es darf deshalb nur angewendet werden, falls diese Näherungen erfüllt sind.

## 4 Übertragungsfunktion

Da Vorverstärker im Praktikumsversuch Signale übertragen soll, muss das Frequenzverhalten der Schaltung näher betrachtet werden. Die im Praktikum verwendeten Signale liegen im Bereich mehrerer Hz bis kHz und sind somit klein gegenüber der Transitfrequenz  $f_T$  des verwendeten Transistors. Es gelten deshalb das Wechselstromersatzschaltbild und das Kleinsignalersatzschaltbild des Transistors im NF-Bereich. Im Allgemeinen stellt eine Übertragungsfunktion eine Verbindung von einer Eingangsgröße zu einer Ausgangsgröße her.

### 4.1 Hochpass

Ein Hochpass ist im Allgemeinen ein Zweitor, dessen Übertragungsfunktion

$$H(f) = \frac{U_2}{U_1} \quad (4.1)$$

für hohe Frequenzen gegen Eins geht und für niedrige Frequenzen gegen Null. Abbildung 4.1 zeigt einen einfachen Hochpass.

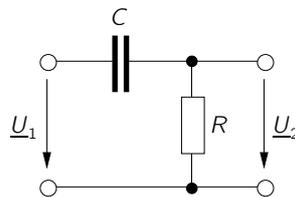


Abbildung 4.1: Hochpass.

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

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C} \quad (4.2)$$

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

Das Spannungsverhältnis  $H(f)$  kann mit Hilfe eines Spannungsteilers berechnet werden:

$$H(f) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}. \quad (4.3)$$

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 vor allem hohe Frequenzen ungehindert passieren.

## 4.2 Phasendrehung

Es gibt einen weiteren Unterschied zwischen den Größen am Eingang eines Wechselstromzweitors und 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 dann 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

$$\varphi = \arctan\left(\frac{1}{\omega RC}\right). \quad (4.4)$$

Der Punkt, an dem  $\varphi$  den Wert  $45^\circ$  erreicht, entspricht der Grenzfrequenz des Hochpasses. Hier gilt die wichtige Beziehung:

$$|H(f)| = \left|\frac{U_1}{U_2}\right| = \sqrt{2}. \quad (4.5)$$

In dB entspricht dies einem Abfall von 3 dB gegenüber dem Durchlassbereich bei hohen Frequenzen. Für den Hochpass aus Abbildung 4.1 ergibt sich

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.6)$$

als Grenzfrequenz.

### 4.3 Bandbreite

Übertragen wir die Eigenschaften eines Hochpasses auf einen mehrstufigen Verstärker, wie der aus der Gesamtschaltung dieses Versuchs in Abbildung B.1, 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.

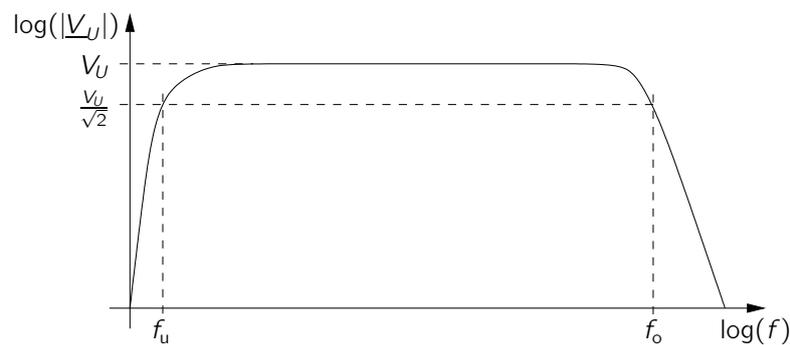


Abbildung 4.2: Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz.  $V_U$  ist das Maximum des Betrages der Spannungsverstärkung  $\underline{V}_U$ .

Abbildung 4.2 zeigt den Verlauf der Übertragungsfunktion der Verstärker-Gesamtschaltung über der Frequenz. Die markierten Frequenzen geben die untere ( $f_u$ ) und die obere ( $f_o$ ) 3 dB-Grenzfrequenz an.

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

$$b = f_o - f_u \quad (4.7)$$

## 5 Mikrofon

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.

### 5.1 Kondensatormikrofon

Dieser Mikrofontyp funktioniert nach dem Prinzip eines Plattenkondensators. Eintreffender Schall verändert den Abstand einer leitfähigen Membran zu einer ruhenden Gegenelektrode. Die dadurch entstehende Kapazitätsänderung bewirkt einen Stromfluss.

Vorteilhaft hierbei ist, dass der Betrag des Ausgangsstroms nur von der Auslenkung der Platten, nicht aber von deren Beschleunigung oder Geschwindigkeit abhängt. 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. Zudem muss eine konstante Spannung (in der Tontechnik auch Phantomspannung genannt) von 48 V extern bereitgestellt werden.

### 5.2 Elektretmikrofon

Das Elektretmikrofon besitzt einen ähnlichen Aufbau wie das Kondensatormikrofon und wird deswegen auch als Elektret-Kondensatormikrofon bezeichnet.

Bei einem Elektretmikrofon ist die ruhende Platte (Gegenelektrode) 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 erzeugt auf der Membran eine Influenzladung entgegengesetzter Größe und bleibt auch nach Anlegen eines externen elektrischen Feldes erhalten. Es liegt eine konstante Spannung an, die nur durch die Bauform und die Materialeigenschaften des Elektrets bestimmt ist.

Durch die Verwendung des Elektrets ergibt sich der Vorteil, dass das Elektretmikrofon gegenüber dem Kondensatormikrofon keine Phantomspannung von 48 V benötigt. Als Kondensatorvorspannung wird der Effekt einer dauerhaft elektrostatischen Polarisierung durch die Elektretfolie genutzt.

Dennoch wird eine externe Stromversorgung benötigt, um das Ausgangssignal des Elektretmikrofons weiter zuverstärken. Dies wird mit einer integrierten Verstärkerschaltung realisiert, die mit wenigen mA Stromversorgung auskommt.

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 weitesten verbreitete 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.).

## 6 Vorbereitende Aufgaben

### 6.1 Grundsaltungen

In Abbildung B.1 ist der Gesamtaufbau des Mikrofonvorverstärkers dargestellt.

- Die Abbildungen 6.1 und 6.2 zeigen die einzelnen Transistorstufen in diesem Teil des Praktikums. Geben Sie an, in welcher Grundsaltung die zwei Transistoren betrieben werden. Begründen Sie Ihre Antwort.

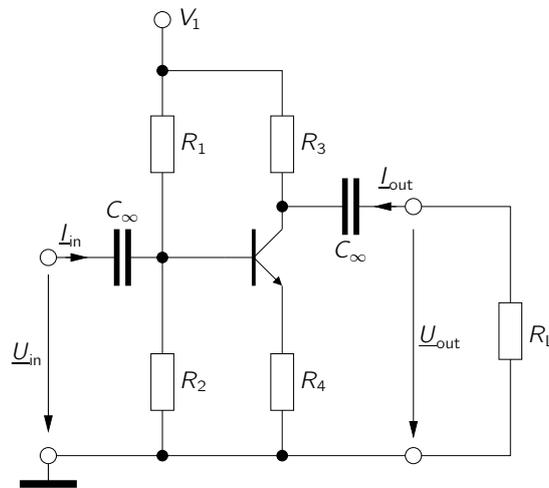


Abbildung 6.1: Teilschaltung 1. Nehmen Sie für den Arbeitspunkt  $U_{BE} = 650 \text{ mV}$ ,  $I_C = 2,1 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 2,3 \text{ V}$ ,  $U_3 = 2,5 \text{ V}$  und  $\beta = 280$  an.

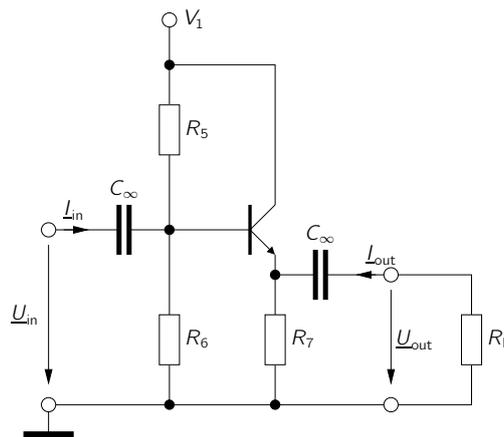


Abbildung 6.2: Teilschaltung 2. Nehmen Sie für den Arbeitspunkt  $U_{BE} = 650 \text{ mV}$ ,  $I_C = 2 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 3 \text{ V}$  und  $\beta = 280$  an.

Im Folgenden gilt für die Versorgungsspannung:

$$V_1 = 6 \text{ V}$$

2. Betrachten Sie jede Stufe des Verstärkers separat. Zeichnen Sie sowohl ein Gleich-, als auch ein Wechselstromersatzschaltbild für beide Stufen in den Abbildungen 6.1 und 6.2.
3. Besorgen Sie sich Datenblätter (bzw. deren Simulationsmodelle) für die Transistoren BC 109B und BC 108B oder vergleichbare Typen. Bestimmen Sie die Werte der Widerstände  $R_1 \dots R_7$  für die in den Bildunterschriften angegebenen Arbeitspunkte durch Berechnung oder Simulation. Da zur Einstellung des Basispotenzials in den Abbildungen 6.1 und 6.2 ein Spannungsteiler verwendet wird, kann angenommen werden, dass  $I_q$  (der Querstrom durch den Spannungsteiler) groß im Vergleich zum Basisstrom ist (Näherung:  $I_q \approx 9 I_B$ ).
4. Ermitteln Sie die Spannungsverstärkung  $\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}}$ , sowie Eingangs- und Ausgangswiderstände der einzelnen Stufen durch Berechnung oder Simulation. Setzen sie zur Berechnung das Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines Transistors in die von Ihnen gezeichneten Wechselstrom-Ersatzschaltbilder ein. Nehmen sie näherungsweise an, dass  $g_0 = 0 \text{ S}$  und  $r_b \ll \frac{1}{g_{be}}$  gilt. Zum Ermitteln des Eingangswiderstandes einer Schaltung wird am Eingang eine Spannungsquelle angelegt und der Ausgang wird kurzgeschlossen ( $R_L = 0 \Omega$ ). Zum Ermitteln des Ausgangswiderstandes einer Schaltung wird am Ausgang ein Strom  $I_{\text{out}}$  eingepreßt und der Eingang der Schaltung wird kurzgeschlossen (Generatorwiderstand gleich  $0 \Omega$ ).

*Fortgeschrittenen-Tipp für die Berechnung:* Es genügen die genäherten Ergebnisse, die mittels Schaltungslesen oder T-Operator gewonnen werden können. Alle Kondensatoren werden als unendlich groß angenommen.

## 6.2 Elektretmikrofon

Besorgen Sie sich das Datenblatt für das Mikrofon MCE-101 oder arbeiten Sie mit einem geeigneten Simulationsmodell. Dimensionieren Sie den Vorwiderstand  $R_M$  in Abbildung 6.3 so, dass am Mikrofon eine Spannung von 2,3 V abfällt und ein Strom von 0,2 mA fließt. Die Betriebsspannung  $V_1$  der Schaltung beträgt 6 V.

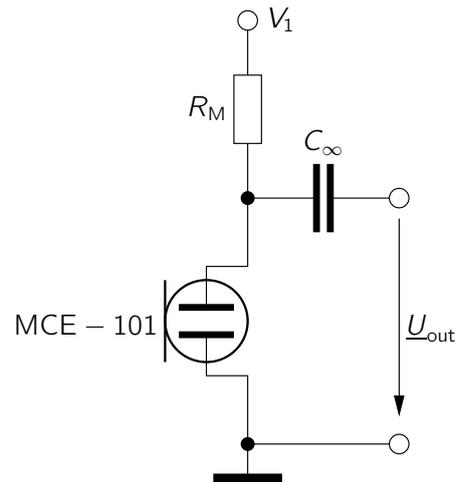


Abbildung 6.3: Beschaltung des Mikrofans.

## 7 Messaufgaben

*Am Versuchstag durchzuführen.*

*Die praktischen Messaufgaben werden am Versuchstag bearbeitet und sollten vorher schon durchgelesen und nachvollzogen werden. Zur erfolgreichen Bearbeitung ist es zwingend notwendig, den Versuchsverlauf mitzuprotokollieren (s. Anhang A) und ggf. zur Dokumentation durch Messdaten und/oder Screenshots am Oszilloskop **einen USB-Speicherstick mitzubringen!***

1. Messen Sie die Stromverstärkung der Transistoren mit dem Multimeter nach. Vergleichen Sie die Werte mit den im Datenblatt angegebenen Werten. Sollten die Werte von den zu Ihrer Berechnung benutzten abweichen, begründen Sie, ob es erforderlich ist, die Widerstände in der Schaltung anders zu dimensionieren.
2. Bauen Sie die Schaltung gemäß Abbildung B.2 auf.
3. Schließen Sie eine Spannungsversorgung an und prüfen Sie, ob die Arbeitspunkte richtig eingestellt sind. Vergleichen Sie, ob die gemessenen Werte von den zur Berechnung angenommenen abweichen.
4. Überprüfen Sie die Funktion des Mikrofons.
5. Messen Sie den Frequenzgang der Spannungsverstärkung der 1. Stufe mit einem Leerlauf als Last (Was bedeutet das für  $R_L$ ?). Öffnen Sie dazu die Jumper. Hinweis: Die Spannungsverstärkung ist definiert als

$$|\underline{V}_U(f)| = \left| \frac{\underline{U}_2(f)}{\underline{U}_1(f)} \right|, \quad (7.1)$$

vgl. dazu auch Kapitel 4.

6. Schließen Sie nun die Jumper (JP1, JP2) und bestimmen Sie für die Gesamtschaltung
  - a) den Frequenzgang,
  - b) den Ausgangswiderstand. Überlegen Sie sich hierfür eine Messanordnung. Warum lässt sich der Ausgangswiderstand nicht einfach mit dem Multimeter messen?

## A Ausarbeitung

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

- Die Lösungen zu den Messaufgaben, d. h. Ergebnisse zu allen Aufgaben, alle gemessenen Werte, sowie eine kurze Beschreibung, wie diese Werte aufgenommen wurden (mit welchem Messgerät, Vorgehensweise mit Begründung etc.),
- einen Vergleich der gemessenen und berechneten Werte aus den vorbereiteten 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 darf nicht nur aus Stichpunkten bestehen, sondern muss als Fließtext ausformuliert werden.

Die Messaufgaben sind in einer maschinengeschriebenen Form als PDF-Datei zu dokumentieren. Die Ausarbeitung ist bis spätestens 2 Wochen nach dem Praktikumstermin abzugeben. Beispiel: Das Praktikum findet an einem Dienstag statt, dann muss die Ausarbeitung bis zum übernächsten Dienstag, 23:59 Uhr abgegeben werden.

Die Abgabe erfolgt ausschließlich per Mail an [robert.florange@eus.uni-saarland.de](mailto:robert.florange@eus.uni-saarland.de).

## B Schaltplan, Layout, Datenblätter

In Abbildung B.2 ist das Platinenlayout zum in Abbildung B.1 abgebildeten Schaltplan dargestellt, danach die Datenblätter von BC108/109 und MCE-101.

Quellen der Datenblätter: [https://cdn-reichelt.de/documents/datenblatt/A100/BC107\\_8\\_9\\_A\\_B\\_C-CDIL.PDF](https://cdn-reichelt.de/documents/datenblatt/A100/BC107_8_9_A_B_C-CDIL.PDF) bzw. <https://cdn-reichelt.de/documents/datenblatt/E600/MCE101%23IMP.PDF>

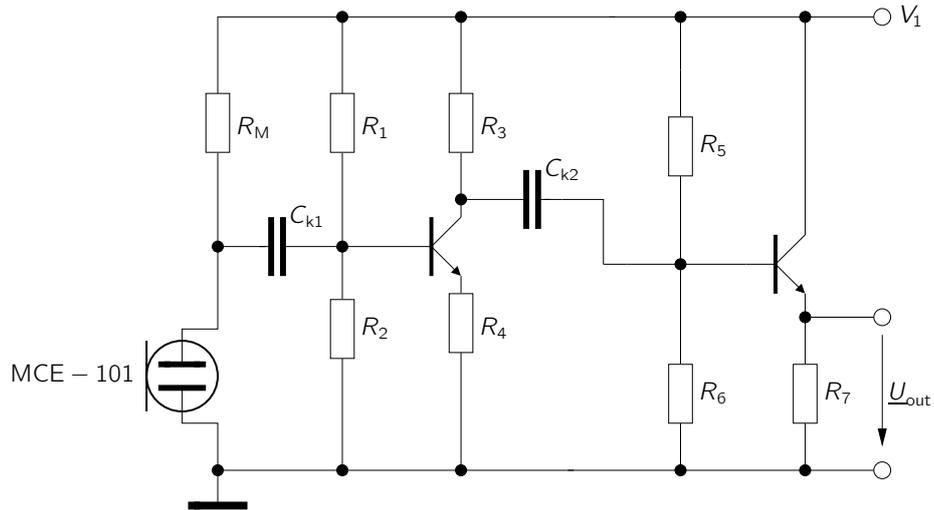


Abbildung B.1: Gesamtaufbau des Mikrofonvorverstärkers.

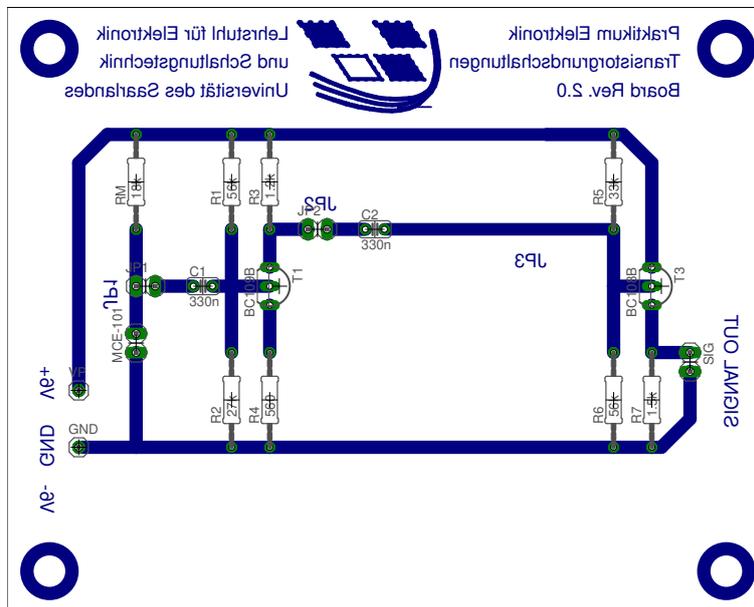
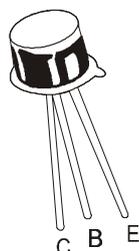


Abbildung B.2: Angepasstes Platinenlayout



Continental Device India Limited

An ISO/TS16949 and ISO 9001 Certified Company

**NPN SILICON PLANAR TRANSISTORS**
**BC107/A/B/C**  
**BC108/A/B/C**  
**BC109/A/B/C**

**TO-18**  
**Metal Can Package**
**Low Noise General Purpose Audio Amplifiers****ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

DESCRIPTION	SYMBOL	BC107	BC108	BC109	UNIT
Collector Emitter Voltage	$V_{CEO}$	45	25	25	V
Collector Base Voltage	$V_{CBO}$	50	30	30	V
Emitter Base Voltage	$V_{EBO}$	6.0	5.0	5.0	V
Collector Current Continuous	$I_C$	200			mA
Power Dissipation @ $T_a=25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	300			mW
		1.72			mW/°C
Power Dissipation @ $T_c=25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	750			mW
		4.29			mW/°C
Operating And Storage Junction Temperature Range	$T_j, T_{stg}$	- 65 to +200			°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

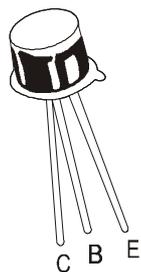
Junction to Ambient in free air	$R_{th(j-a)}$	583	°C/W
Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	233	°C/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a=25^\circ\text{C}$  unless specified otherwise )**

DESCRIPTION	SYMBOL	TEST CONDITION	BC107	BC108	BC109	UNIT
Collector Emitter Voltage	$V_{CEO}$	$I_C=2\text{mA}, I_B=0$	>45	>25	>25	V
Emitter Base Voltage	$V_{EBO}$	$I_E=10\mu\text{A}, I_C=0$	>6	>5	>5	V
Collector Cut Off Current	$I_{CBO}$	$V_{CB}=45\text{V}, I_E=0$	<15			nA
		$V_{CB}=25\text{V}, I_E=0$		<15	<15	nA
		$V_{CB}=45\text{V}, I_E=0, T_a=125^\circ\text{C}$ $V_{CB}=25\text{V}, I_E=0, T_a=125^\circ\text{C}$	<4		<4	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
DC Current Gain	$h_{FE}$	$I_C=10\mu\text{A}, V_{CE}=5\text{V}$ <b>B Group</b> <b>C Group</b>	>40 >100			
		$I_C=2\text{mA}, V_{CE}=5\text{V}$ <b>BC107</b> <b>BC108</b> <b>BC109</b> <b>A Group</b> <b>B Group</b> <b>C Group</b>	110-450 110-800 200-800 110-220 200-450 420-800			

BC107\_109Rev\_3 231202E

## NPN SILICON PLANAR TRANSISTORS



**BC107/A/B/C**  
**BC108/A/B/C**  
**BC109/A/B/C**

**TO-18**  
**Metal Can Package**

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a=25^\circ\text{C}$  unless specified otherwise)

DESCRIPTION	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
Collector Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=10\text{mA}$ , $I_B=0.5\text{mA}$			0.25	V
		$I_C=100\text{mA}$ , $I_B=5\text{mA}$			0.60	V
Base Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C=10\text{mA}$ , $I_B=0.5\text{mA}$			0.83	V
		$I_C=100\text{mA}$ , $I_B=5\text{mA}$			1.05	V
Base Emitter On Voltage	$V_{BE(on)}$	$I_C=2\text{mA}$ , $V_{CE}=5\text{V}$	0.55		0.70	V
		$I_C=10\text{mA}$ , $V_{CE}=5\text{V}$			0.77	V
Collector Knee Voltage	$V_{CE(K)}$	$I_C=10\text{mA}$ , $I_B$ =the value for which $I_C=11\text{mA}$ @ $V_{CE}=1\text{V}$			0.60	V
Transition frequency	$f_T$	$I_C=10\text{mA}$ , $V_{CE}=5\text{V}$ , $f=100\text{MHz}$	150			MHz
Output Capacitance	$C_{obo}$	$V_{CB}=10\text{V}$ , $I_E=0$ , $f=1\text{MHz}$			4.5	pF
Noise Figure	NF	$I_C=0.2\text{mA}$ , $V_{CE}=5\text{V}$ , $R_g=2\text{K}\Omega$ , $f=30\text{Hz}$ to $15\text{KHz}$ <b>BC109</b> $f=1\text{KHz}$ , $\Delta F=200\text{Hz}$ , <b>BC109</b> <b>BC107/108</b>			4.0	dB
					4.0	dB
					10	dB

## SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

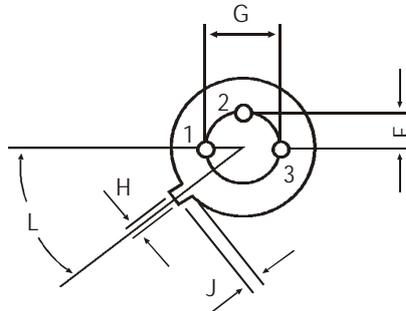
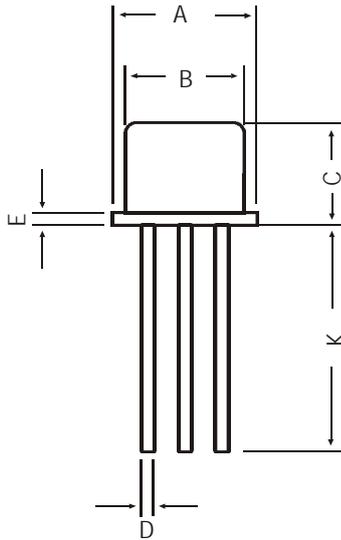
DESCRIPTION	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT	
Small Signal Current Gain	$h_{fe}$	$I_C=2\text{mA}$ , $V_{CE}=5\text{V}$ , $f=1\text{KHz}$					
			<b>BC107</b>	125		500	
			<b>BC108</b>	125		900	
			<b>BC109</b>	240		900	
			<b>A Group</b>	125		260	
			<b>B Group</b>	240		500	
<b>C Group</b>	450		900				
Input Impedance	$h_{ie}$	$I_C=2\text{mA}$ , $V_{CE}=5\text{V}$ , $f=1\text{KHz}$					
			<b>A Group</b>	1.6		4.5	$\text{K}\Omega$
			<b>B Group</b>	3.2		8.5	$\text{K}\Omega$
			<b>C Group</b>	6.0		15	$\text{K}\Omega$
Output Admittance	$h_{oe}$	$I_C=2\text{mA}$ , $V_{CE}=5\text{V}$ , $f=1\text{KHz}$					
			<b>A Group</b>			30	$\mu\text{hos}$
			<b>B Group</b>			60	$\mu\text{hos}$
			<b>C Group</b>			110	$\mu\text{hos}$

BC107\_109Rev\_3 231202E

**BC107/A/B/C**  
**BC108/A/B/C**  
**BC109/A/B/C**

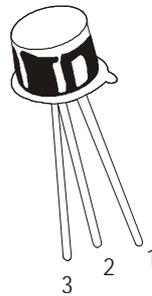
**TO-18**  
**Metal Can Package**

**TO-18 Metal Can Package**



All dimensions in mm.

DIM	MIN	MAX
A	5.24	5.84
B	4.52	4.97
C	4.31	5.33
D	0.40	0.53
E	—	0.76
F	—	1.27
G	—	2.97
H	0.91	1.17
J	0.71	1.21
K	12.70	—
L	45 DEG	



**PIN CONFIGURATION**

1. EMITTER
2. BASE
3. COLLECTOR

**Packing Detail**

PACKAGE	STANDARD PACK		INNER CARTON BOX		OUTER CARTON BOX		
	Details	Net Weight/Qty	Size	Qty	Size	Qty	Gr Wt
TO-18	1K/polybag	350 gm/1K pcs	3" x 7.5" x 7.5"	5K	17" x 15" x 13.5"	80K	34 kgs

**Notes****BC107/A/B/C**  
**BC108/A/B/C**  
**BC109/A/B/C****TO-18**  
**Metal Can Package****Disclaimer**

The product information and the selection guides facilitate selection of the CDIL's Discrete Semiconductor Device(s) best suited for application in your product(s) as per your requirement. It is recommended that you completely review our Data Sheet(s) so as to confirm that the Device(s) meet functionality parameters for your application. The information furnished in the Data Sheet and on the CDIL Web Site/CD are believed to be accurate and reliable. CDIL however, does not assume responsibility for inaccuracies or incomplete information. Furthermore, CDIL does not assume liability whatsoever, arising out of the application or use of any CDIL product; neither does it convey any license under its patent rights nor rights of others. These products are not designed for use in life saving/support appliances or systems. CDIL customers selling these products (either as individual Discrete Semiconductor Devices or incorporated in their end products), in any life saving/support appliances or systems or applications do so at their own risk and CDIL will not be responsible for any damages resulting from such sale(s).

CDIL strives for continuous improvement and reserves the right to change the specifications of its products without prior notice.

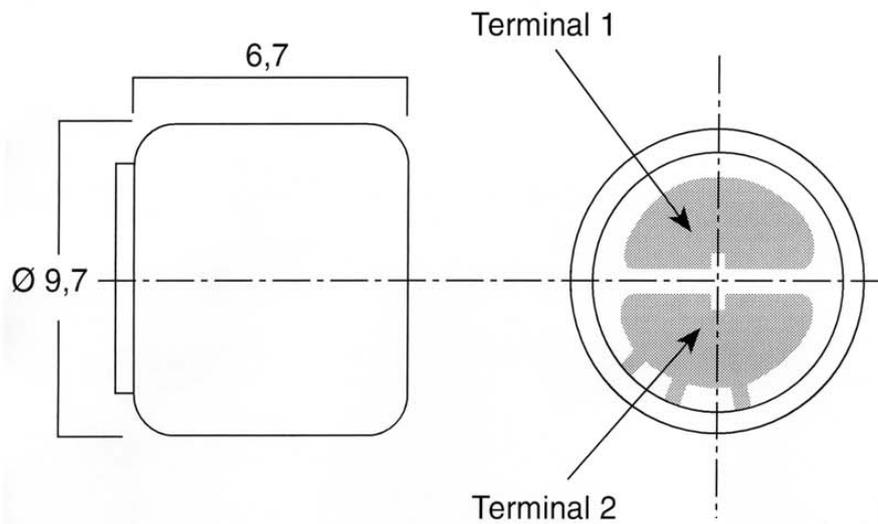
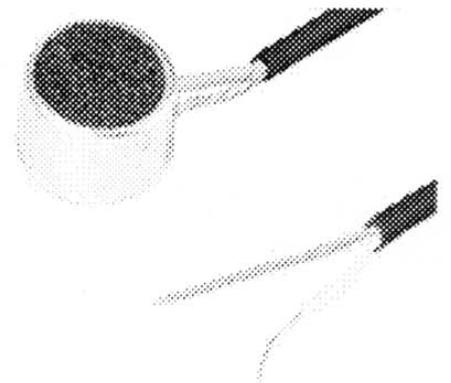


CDIL is a registered Trademark of  
Continental Device India Limited

C-120 Naraina Industrial Area, New Delhi 110 028, India.  
Telephone + 91-11-2579 6150, 5141 1112 Fax + 91-11-2579 5290, 5141 1119  
email@cdil.com www.cdilsemi.com

**MCE-101**

<b>Elektret-Kondensator-Mikrofonkapsel,</b>	
<b>Subminiatur-Ausführung, integrierter FET, Kugelcharakteristik, 150-mm-Anschlusskabel</b>	
Technische Daten	
Frequenzbereich	50–10000Hz
Empfindlichkeit	5,6mV/Pa/1kHz
Ausgangsimpedanz	2k Ohm
Signal/Rauschabstand	> 34dB
Koppelkondensator	0,1–4,7 $\mu$ F
Zul. Einsatztemperatur	0–40 °C
Stromversorgung	1,5–10V---/0,5mA



## C Beispielrechnung

### Berechnung einer Grundschaltung

$$U_{BE} = 0,7 \text{ V} \quad U_{CE} = 2 \text{ V} \quad I_c = 10 \text{ mA} \quad \beta = 200 \quad U_0 = 6 \text{ V} \quad R_C = 300 \Omega$$

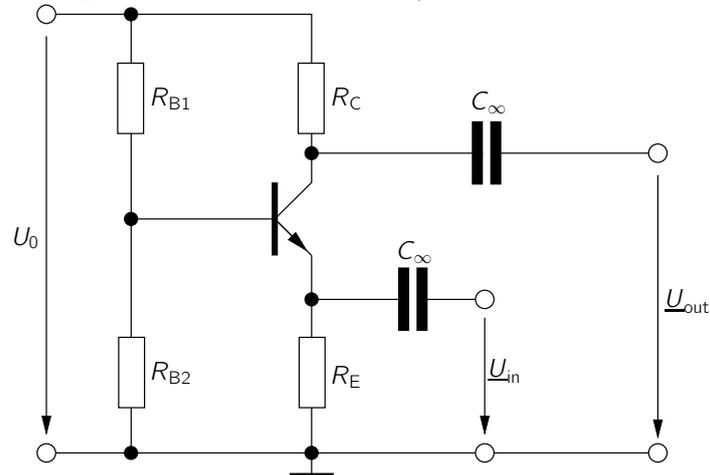


Abbildung C.1: Beispielschaltung

Die Widerstände  $R_C$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  und  $R_E$  dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes (AP) des Transistors. Um diese Widerstände zu dimensionieren, muss das Gleichstromersatzschaltbild (GS-ESB) verwendet werden. Wie in Kapitel 2.2 angesprochen gilt für den Querstrom im GS-ESB  $I_q = 10 \cdot I_b$ .

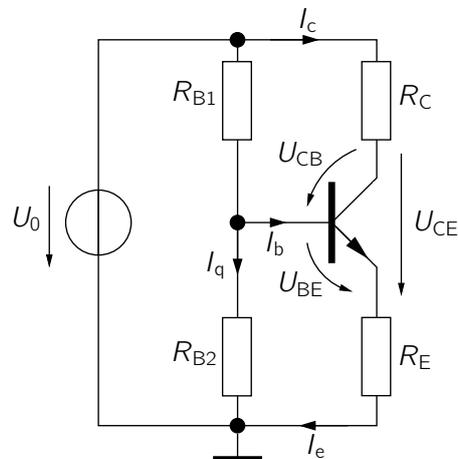
GS-ESB

Abbildung C.2: GS-ESB

$$U_E = U_0 - R_C \cdot I_c - U_{CE} = 6 \text{ V} - 300 \Omega \cdot 10 \text{ mA} - 2 \text{ V} = 1 \text{ V}$$

$$\Leftrightarrow R_E = \frac{U_E}{I_e} = \frac{U_E}{I_c} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} \approx \frac{U_E}{I_c} = \frac{1 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

$$U_{B2} = U_{BE} + U_E = 0,7 \text{ V} + 1 \text{ V} = 1,7 \text{ V}$$

$$\Leftrightarrow R_{B2} = \frac{U_{B2}}{I_q} = \frac{U_{B2}}{10 \cdot I_b} = \frac{U_{B2} \cdot \beta}{10 \cdot I_c} = \frac{1,7 \text{ V} \cdot 200}{10 \cdot 10 \text{ mA}} = 3,4 \text{ k}\Omega$$

$$U_{B1} = U_0 - U_{B2} = 6 \text{ V} - 1,7 \text{ V} = 4,3 \text{ V}$$

$$\Leftrightarrow R_{B1} = \frac{U_{B1}}{I_q + I_b} = \frac{U_{B1}}{10 \cdot I_b + I_b} = \frac{U_{B1}}{11 \cdot I_b} = \frac{U_{B1} \cdot \beta}{11 \cdot I_c} = \frac{4,3 \text{ V} \cdot 200}{11 \cdot 10 \text{ mA}} \approx 7,8 \text{ k}\Omega$$

Berechnung mit KS-ESB

Zur Berechnung der Verstärkungseigenschaften und Bestimmung der Grundschaltungsart muss das Wechselstromersatzschaltbild (WS-ESB) verwendet werden. Zur Vereinfachung werden die Widerstände  $R_{B1}$  und  $R_{B2}$  zu  $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$  zusammengefasst.

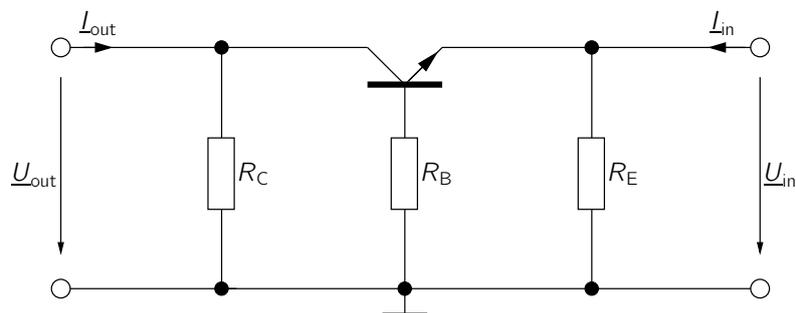
WS-ESB

Abbildung C.3: WS-ESB  
 $\Rightarrow$  Basisgrundschaltung

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

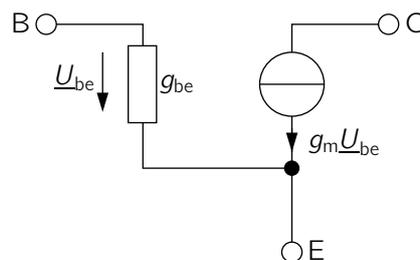
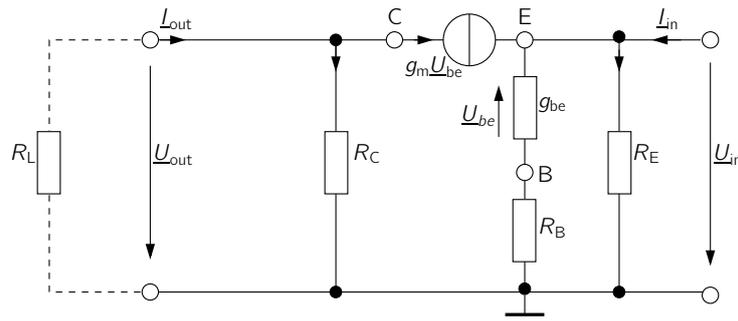


Abbildung C.4: KS-ESB des Transistors

Abbildung C.5: KS-ESB (mit Lastwiderstand  $R_L$  am Ausgang)

Spannungsteiler:

$$-\frac{\underline{U}_{be}}{\underline{U}_{in}} = \frac{\frac{1}{g_{be}}}{\frac{1}{g_{be}} + R_B}$$

$$\Leftrightarrow \underline{U}_{in} = -\underline{U}_{be} \cdot (1 + R_B \cdot g_{be}) \quad (1)$$

$$\underline{U}_{out} = -R_L \cdot \underline{I}_{out} \quad (2)$$

Knotengleichung am Kollektor:

$$\underline{I}_{out} - \frac{\underline{U}_{out}}{R_C} - g_m \cdot \underline{U}_{be} = 0$$

$$\Leftrightarrow \underline{I}_{out} + \frac{R_L}{R_C} \cdot \underline{I}_{out} - g_m \cdot \underline{U}_{be} = 0$$

$$\Leftrightarrow \underline{U}_{be} = \underline{I}_{out} \cdot \frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{R_L}{R_C}\right) \quad (3)$$

Knotengleichung am Emitter:

$$g_m \cdot \underline{U}_{be} + g_{be} \cdot \underline{U}_{be} + \underline{I}_{in} - \frac{\underline{U}_{in}}{R_E} = 0$$

$$\underline{U}_{be} \cdot (g_m + g_{be}) + \underline{I}_{in} + \underline{U}_{be} \cdot \frac{1}{R_E} \cdot (1 + R_B \cdot g_{be}) = 0$$

$$\Leftrightarrow \underline{U}_{be} = \frac{\underline{I}_{in}}{(g_m + g_{be}) + \frac{1}{R_E} \cdot (1 + R_B \cdot g_{be})} \quad (4)$$

(3) = (4):

$$\begin{aligned}
\underline{I}_{\text{out}} \cdot \frac{1}{g_m} \cdot \left(1 + \frac{R_L}{R_C}\right) &= -\underline{I}_{\text{in}} \cdot \frac{1}{(g_m + g_{\text{be}}) + \frac{1}{R_E} \cdot (1 + R_B \cdot g_{\text{be}})} \\
\Rightarrow \underline{V}_I = \frac{\underline{I}_{\text{out}}}{\underline{I}_{\text{in}}} &= -\frac{g_m}{\left(1 + \frac{R_L}{R_C}\right) \cdot (g_m + g_{\text{be}} + \frac{1}{R_E} \cdot (1 + R_B \cdot g_{\text{be}}))} && \left| \begin{array}{l} g_m = \beta \cdot g_{\text{be}} \\ r_e = \frac{1}{\beta \cdot g_{\text{be}}} \\ \frac{1}{\beta} \ll 1 \end{array} \right. \\
&= -\frac{g_m}{\left(1 + \frac{R_L}{R_C}\right) \cdot g_m \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{R_E} \cdot \left(\frac{1}{\beta \cdot g_{\text{be}}} + \frac{1}{\beta} \cdot R_B\right)\right)} \\
&= \frac{-1}{\left(1 + \frac{R_L}{R_C}\right) \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{R_E} \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B)\right)} \\
&= \frac{-1}{\left(1 + \frac{R_L}{R_C}\right) \cdot \left(1 + \frac{1}{R_E} \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B)\right)}
\end{aligned}$$

(1):

$$\Leftrightarrow \underline{U}_{\text{be}} = -\frac{\underline{U}_{\text{in}}}{1 + R_B \cdot g_{\text{be}}} \quad (5)$$

Knotengleichung am Kollektor:

$$\begin{aligned}
\underline{I}_{\text{out}} - \frac{\underline{U}_{\text{out}}}{R_C} - g_m \cdot \underline{U}_{\text{be}} &= 0 && \left| \begin{array}{l} (2) \text{ einsetzen} \\ (5) \text{ einsetzen} \end{array} \right. \\
\Leftrightarrow -\frac{\underline{U}_{\text{out}}}{R_L} - \frac{\underline{U}_{\text{out}}}{R_C} - g_m \cdot \underline{U}_{\text{be}} &= 0 \\
\Leftrightarrow -\underline{U}_{\text{out}} \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}\right) &= -\underline{U}_{\text{in}} \cdot \frac{g_m}{1 + R_B \cdot g_{\text{be}}} \\
\Leftrightarrow \underline{V}_U = \frac{\underline{U}_{\text{out}}}{\underline{U}_{\text{in}}} &= \frac{g_m}{1 + R_B \cdot g_{\text{be}}} \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}\right)^{-1} && \left| \begin{array}{l} r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\beta \cdot g_{\text{be}}} \end{array} \right. \\
&= \frac{\frac{1}{r_e}}{1 + R_B \cdot \frac{1}{\beta \cdot r_e}} \cdot \frac{R_L \cdot R_C}{R_L + R_C} \\
&= \frac{1}{r_e + \frac{R_B}{\beta}} \cdot \frac{R_L \cdot R_C}{R_L + R_C} \\
\Rightarrow \underline{V}_U &= \frac{\beta \cdot R_L \cdot R_C}{(\beta \cdot r_e + R_B) \cdot (R_L + R_C)}
\end{aligned}$$

Knotengleichung am Emitter:

$$\begin{aligned}
 g_m \cdot \underline{U}_{be} + g_{be} \cdot \underline{U}_{be} + \underline{I}_{in} - \frac{\underline{U}_{in}}{R_E} &= 0 && \left| \text{(5) einsetzen} \right. \\
 \Leftrightarrow (g_m + g_{be}) \cdot \left( -\frac{\underline{U}_{in}}{1 + R_B \cdot g_{be}} \right) + \underline{I}_{in} - \frac{\underline{U}_{in}}{R_E} &= 0 \\
 \Leftrightarrow \underline{I}_{in} &= \underline{U}_{in} \cdot \left( (g_m + g_{be}) \cdot \frac{1}{1 + R_B \cdot g_{be}} + \frac{1}{R_E} \right) \\
 \Leftrightarrow \underline{Z}_{in} = \frac{\underline{U}_{in}}{\underline{I}_{in}} &= \frac{1}{(g_m + g_{be}) \cdot \left( \frac{1}{1 + R_B \cdot g_{be}} + \frac{1}{R_E} \right)} && \left| r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\beta \cdot g_{be}} \right. \\
 &= \frac{1}{\left( \frac{1}{r_e} + \frac{1}{\beta \cdot r_e} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + R_B \cdot \frac{1}{\beta \cdot r_e}} + \frac{1}{R_E} \right)} && \left| \frac{1}{\beta} \ll 1 \right. \\
 &\approx \frac{r_e}{\frac{1}{1 + R_B \cdot \frac{1}{\beta \cdot r_e}} + \frac{r_e}{R_E}} \\
 &= \frac{r_e}{\frac{r_e}{r_e + R_B \cdot \frac{1}{\beta}} + \frac{r_e}{R_E}} \\
 \underline{Z}_{in} &= \frac{1}{\frac{1}{r_e + R_B \cdot \frac{1}{\beta}} + \frac{1}{R_E}}
 \end{aligned}$$

Der Ausgangswiderstand der Schaltung wird wie folgt berechnet:

$$\underline{Z}_{out} = \frac{\underline{U}_{out}}{\underline{I}_{out}} \Bigg|_{\underline{U}_{in}=0}$$

Der Eingang der Schaltung wird als Kurzschluss betrachtet. Damit fällt an  $\underline{U}_{in}$  keine Spannung ab. Da in Abbildung C.5  $\underline{U}_{in} = 0$  ist, fällt somit am Leitwert  $g_{be}$  auch keine Spannung  $\underline{U}_{be}$  ab. Dadurch fließt zwischen Kollektor und Basis des Transistors auch kein Strom  $g_m \cdot \underline{U}_{be}$ . Daraus folgt unmittelbar, dass der komplette Strom  $\underline{I}_{out}$  über den Widerstand  $R_C$  fließt und dort einen Spannungsabfall von gerade  $\underline{U}_{out}$  verursacht. Damit gilt:

$$\underline{Z}_{out} = R_C$$

### Berechnung mit TOP-ESB

Berechnung von Eingangsimpedanz  $\underline{Z}_{in}$ , Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_{out}$ , Spannungsverstärkung  $\underline{V}_U$  und Stromverstärkung  $\underline{V}_I$  mit T-Operatorersatzschaltbild (TOP-ESB) des Transistors.

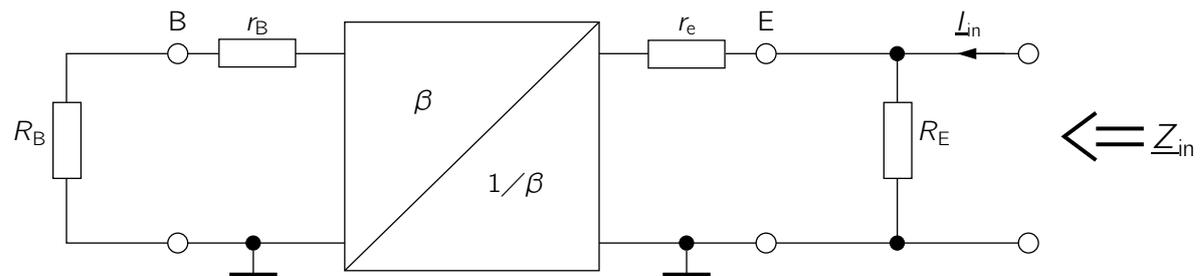


Abbildung C.6: TOP-ESB

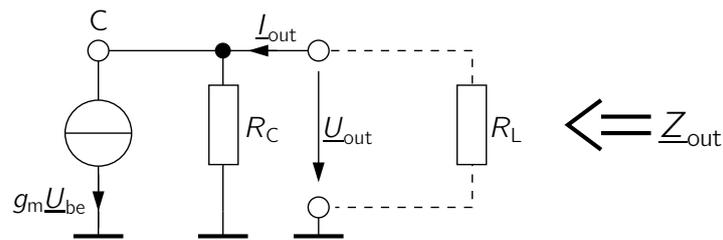


Abbildung C.7: TOP-ESB Kollektoranschluss

$R_L$  wird nur für die Berechnung von  $\underline{V}_U$  und  $\underline{V}_I$  benötigt

$$\begin{aligned}
\underline{Z}_{\text{in}} &= R_E \parallel \left( r_e + \frac{1}{\beta} \cdot (r_b + R_B) \right) \\
&= \left( \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot (r_b + R_B)} \right)^{-1} \quad \left| r_b = 0 \right. \\
&= \left( \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B} \right)^{-1} \\
\Rightarrow \underline{Z}_{\text{in}} &= \frac{R_E \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B)}{R_E + r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B}
\end{aligned}$$

$$\underline{Z}_{\text{out}} = R_C \parallel R_\infty \approx R_C$$

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{\text{in}} &= -\underline{I}_e \cdot \left( r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B \right) \\
&\approx -\underline{I}_c \cdot \left( r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B \right) \quad (6)
\end{aligned}$$

Knotengleichung am Kollektor:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_{\text{out}} &= R_C \cdot (\underline{I}_{\text{out}} - g_m \cdot \underline{U}_{\text{be}}) \quad \left| g_m \cdot \underline{U}_{\text{be}} = \underline{I}_c \right. \quad \left| \underline{I}_{\text{out}} = -\frac{\underline{U}_{\text{out}}}{R_L} \right. \\
\Leftrightarrow \underline{U}_{\text{out}} &= -\underline{U}_{\text{out}} \cdot \frac{R_C}{R_L} - R_C \cdot \underline{I}_c \\
\Leftrightarrow \underline{U}_{\text{out}} \cdot \left( 1 + \frac{R_C}{R_L} \right) &= -R_C \cdot \underline{I}_c \\
\Rightarrow \underline{U}_{\text{out}} &= -\frac{R_C \cdot \underline{I}_c}{1 + \frac{R_C}{R_L}} \quad (7)
\end{aligned}$$

(7)/(6):

$$\begin{aligned}
V_U = \frac{\underline{U}_{\text{out}}}{\underline{U}_{\text{in}}} &= \frac{-\frac{R_C \cdot \underline{I}_c}{1 + \frac{R_C}{R_L}}}{-\underline{I}_c \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B)} \\
&= \frac{R_C \cdot R_L}{(R_L + R_C) \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B)} \\
&= \frac{\beta \cdot R_C \cdot R_L}{(R_L + R_C) \cdot (\beta \cdot r_e + R_B)}
\end{aligned}$$

(7):

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{\text{out}} &= -\frac{R_C \cdot \underline{I}_c}{1 + \frac{R_C}{R_L}} && \left| \underline{U}_{\text{out}} = -R_L \cdot \underline{I}_{\text{out}} \right. \\
 \Leftrightarrow -R_L \cdot \underline{I}_{\text{out}} &= -\frac{R_C \cdot \underline{I}_c}{1 + \frac{R_C}{R_L}} \\
 \Rightarrow \underline{I}_{\text{out}} &= \frac{R_C \cdot \underline{I}_c}{R_C + R_L}
 \end{aligned}$$

Knotengleichung am Emitter:

$$\begin{aligned}
 \underline{I}_e + \underline{I}_{\text{in}} - \frac{\underline{U}_{\text{in}}}{R_E} &= 0 && \left| \underline{I}_e \approx \underline{I}_c \right. \\
 \Leftrightarrow \underline{I}_{\text{in}} &= \frac{\underline{U}_{\text{in}}}{R_E} - \underline{I}_c && \left| (6) \text{ einsetzen} \right. \\
 \Rightarrow \underline{I}_{\text{in}} &= -\underline{I}_c \cdot \left( \frac{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B}{R_E} + 1 \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{V}_I &= \frac{\underline{I}_{\text{out}}}{\underline{I}_{\text{in}}} \\
 &= \frac{\frac{R_C}{R_L + R_C}}{-\left( \frac{r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B}{R_E} + 1 \right)} \\
 &= \frac{-1}{\left( 1 + \frac{R_L}{R_C} \right) \cdot \left( 1 + \frac{1}{R_E} \cdot (r_e + \frac{1}{\beta} \cdot R_B) \right)}
 \end{aligned}$$