

Der Bipolar-Transistor und die Emitterschaltung (TRA)

Themengebiet: Elektrodynamik und Magnetismus

1 Literatur

- Ulrich Tietze, Christoph Schenk, *Halbleiterschaltungstechnik*, Springer, 1991

2 Grundlagen

In diesem Versuch geht es um die Anwendung des Bipolartransistors in einer Verstärkerschaltung und allgemeiner um die Berechnung elektrischer Schaltungen in der Anwendung. Die Grundlagen der Halbleiterphysik spielen dabei nur eine untergeordnete Rolle.

2.1 Dotiertes Silizium

Silizium eignet sich hervorragend für die Produktion von Transistoren. Dank seiner 4 Valenzelektronen binden sich die Atome in Gitterform. Reines Silizium ist beim absoluten Temperaturnullpunkt ein idealer Isolator. Durch den Vorgang des Dotierens können die elektrischen Eigenschaften des Silizium verändert werden.

Tauscht man nun ein Siliziumatom mit einem *Donator* so erhält man eine *n-Dotierung*. Ein Donator besitzt ein zusätzliches Außenelektron. Solange das Elektron an das Atom gebunden ist, ist es neutral geladen. Wird das Elektron aber durch eine äußere elektrische Kraft entfernt, so entsteht eine positive Ladung. Beispiele für Donatoren sind Arsen (As), Phosphor (P) und Antimon (Sb).

Analog dazu gibt es *Akzeptoren*. Akzeptoren besitzen ein Außenelektron weniger und erzeugen ein *p-dotiertes* Material. Beispiele für Akzeptoren sind Bor (B) und Gallium (Ga).

Grenzen ein p-dotiertes Gebiet und ein n-dotiertes Gebiet aneinander, so entsteht ein pn-Übergang. An diesen Übergang tauschen sich freie Elektronen aus, bis ein Gleichgewicht herrscht. Legt man nun Spannung an einen pn-Übergang an, so wird dieser leitfähig: Eine *Diode*.

2.2 Bipolar-Transistor

Ein Bipolar-Transistor besteht aus 2 pn-Übergängen, mit einer gemeinsamen mittleren Zone. Je nach Anordnung entsteht ein npn-Transistor (Abbildung 1) oder ein pnp-Transistor (Abbildung 2). Die dünne, mittlere Zone heißt *Basis* (B). Die beiden anderen Anschlüsse sind der *Emitter* (E) und der *Kollektor* (C). Am Emitter herrscht eine stärkere Dotierung als am Kollektor (n^+ bzw. p^+).

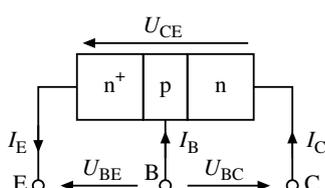


Abbildung 1: Schemazeichnung und Schaltsymbol für einen npn-Transistor.

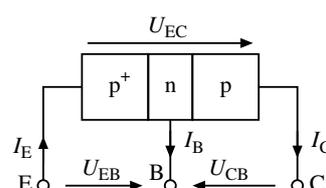
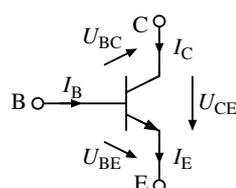


Abbildung 2: Schemazeichnung und Schaltsymbol für einen pnp-Transistor

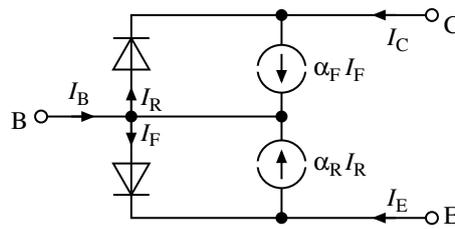


Abbildung 3: Ersatzschaltung nach Ebers und Moll. Index F: Forward. Index R: Reverse

Fließt ein kleiner Mindeststrom über die Basis, so ändert sich das Verhalten der dotierten Bereiche und der Transistor wird durchlässig¹. Je stärker der Strom über die Basis ist, desto stärker ist auch der Strom von Emitter zu Kollektor. Der Transistor funktioniert als Verstärker, bis der Sättigungsbereich erreicht ist. Bei Sättigung hat der Transistor den geringsten Innenwiderstand.

Zur mathematischen Beschreibung eines npn-Transistors (beim pnp-Transistor werden einfach die Vorzeichen umgedreht) kann man auf das Ebers-Moll-Modell zurückgreifen. Hier wird der Transistor als zwei antiserielle pn-Übergänge (Dioden) beschrieben (Abbildung 3).

Ein Großteil des Stroms fließt durch die Basis über den Emitter ab (Normalbetrieb). Dies wird im Ebers-Moll-Modell (siehe Abbildung 3) durch die beiden zusätzlichen Stromquellen berücksichtigt, die den Stromfluss durch die Basis beschreiben. Daraus ergeben sich die Ebers-Moll-Gleichungen:

$$I_E = \alpha_R I_R - I_F \quad (1)$$

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R \quad (2)$$

$$I_B = I_F(1 - \alpha_F) + I_R(1 - \alpha_R) \quad (3)$$

Die Ebers-Moll-Gleichungen lassen sich qualitativ als Überlagerung des aktiven Normalbetriebes (Rückwärtsstrom $I_R \simeq 0$) und des Inversbetriebes (Vorwärtsstrom $I_F \simeq 0$) interpretieren. α_F ist die Vorwärtsstromverstärkung, α_R die Rückwärtsstromverstärkung in Basisschaltung. Der Kollektorstrom I_C ist im Normalbetrieb der über die Basis transportierte Strom der Emitter-Basis-Diode $\alpha_F I_F$ abzüglich des Stroms durch die Kollektor-Basis-Diode I_R , im aktiven Normalbetrieb ein Sperrstrom.

Für den npn-Transistor gilt mit den Sättigungsströmen I_{ES} und I_{CS} und der Elementarladung q :

$$I_F = I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (4)$$

$$I_R = I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right). \quad (5)$$

2.3 Zweitor

Das elektrische Verhalten von linearen Netzwerken mit mehreren Klemmen kann mit Transferfunktionen beschrieben werden. Zwei Klemmen können zu einem Tor zusammengefasst werden, wenn der in die eine Klemme des Tors hineinfließende Strom gleich demjenigen ist, der aus der anderen Klemme des Tors herausfließt. Für *Zweitore* (Abbildung 4) lassen sich die Ströme i_1 und i_2 mit den y-Parametern als Funktionen der Spannungen u_1 und u_2 darstellen.

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

¹Eine anschauliche Erklärung liefern die Abbildungen auf Seite 13

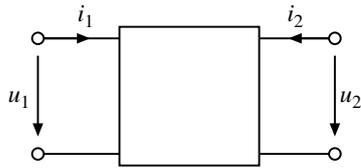


Abbildung 4: Allgemeines Zweitor

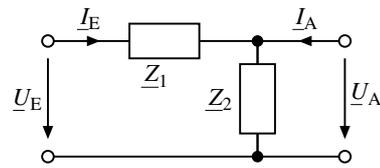


Abbildung 5: Einfaches Zweitor

Abbildung 5 zeigt ein einfaches Beispiel mit den komplexen Eingangs- bzw. Ausgangsspannungen \underline{U}_e bzw. \underline{U}_a , dem komplexen Eingangs- und Ausgangsstrom \underline{I}_e und \underline{I}_a , und zwei Impedanzen \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 . Die Beziehung zwischen Spannungen und Strömen mit y-Parametern ist dann

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_e \\ \underline{I}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\underline{Z}_1} & -\frac{1}{\underline{Z}_1} \\ -\frac{1}{\underline{Z}_1} & \frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{U}_e \\ \underline{U}_a \end{pmatrix} \quad (7)$$

Eine andere, gleichberechtigte Darstellung ist die mit Hybrid-Parametern (h-Parameter)

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (8)$$

Hierbei werden die Spannung u_1 und der Strom i_2 als Funktionen des Stromes i_1 und der Spannung u_2 dargestellt. Für das Beispiel in Abbildung 5 erhält man dann

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_e \\ \underline{I}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{Z}_1 & 1 \\ -1 & \frac{1}{\underline{Z}_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_e \\ \underline{U}_a \end{pmatrix} \quad (9)$$

Welche Darstellung gewählt wird, ob y-Parameter, h-Parameter oder andere äquivalente Darstellungen, hängt von der jeweiligen Problemstellung ab.

Transistorverstärker sind Zweitore, bei denen eine der drei Transistorklemmen beiden Toren gemeinsam ist. Die Transistorgrundverstärker werden entsprechend dem gemeinsamen Schaltungspunkt der beiden Tore bezeichnet. Emitterschaltung bedeutet, dass der Emitter dem Eingangs- und dem Ausgangstor gemeinsam ist. Entsprechend gibt es Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung.

2.4 Kleinsignalmodell

Im Kleinsignalmodell betrachtet man die Auswirkungen einer *kleinen Störung* um den Arbeitspunkt (siehe Abschnitt 2.6) in linearer Näherung.

Basierend auf dem Superpositionsprinzip und einer Taylorentwicklung der Ebers-Moll-Gleichungen, werden Kollektor und Emitter *mathematisch kurzgeschlossen*. Die konstante, nullte Ordnung wird vernachlässigt.

Aus dem Ebers-Moll-Modell ergibt die y-Parameter Darstellung (Gleichung (6)) der differentiellen Größen für eine Emitterschaltung

$$\begin{pmatrix} dI_B \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}} & \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}}|_{U_{BE}} \\ \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}} & \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}|_{U_{BE}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dU_{CE} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Mit dem differentiellen Eingangswiderstand r_{BE} und $\frac{1}{r_{BE}} = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}}$, dem differentiellen Ausgangswiderstand r_{CE} und $\frac{1}{r_{CE}} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}|_{U_{BE}}$, der Steilheit $S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}}$ und der Rückwärtsteilheit $S_r = \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}}|_{U_{BE}}$ folgt

$$\begin{pmatrix} dI_B \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{r_{BE}} & S_r \\ S & \frac{1}{r_{CE}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dU_{CE} \end{pmatrix} \quad (11)$$

Die differentiellen Größen (dI, dU) sind gerade die *Kleinsignalgrößen*, also kleine Änderungen der Spannungen und Ströme am eingestellten Arbeitspunkt. Diese beschreibt man mit Kleinbuchstaben (i, u).

Vernachlässigt man noch die Rückwärtssteilheit ($S_r \approx 0$), da der Leckstrom über den Kollektor klein ist, so erhält man

$$\begin{pmatrix} i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{r_{BE}} & 0 \\ S & \frac{1}{r_{CE}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{BE} \\ u_{CE} \end{pmatrix} \quad (12)$$

Mit dem Kollektorstrom

$$I_C = I_S \cdot \exp\left(\frac{qU_{BE}}{k_B T}\right) \quad (13)$$

erhält man für die Steilheit S die Beziehung

$$S = \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE}} = \frac{qI_C}{k_B T} \quad (14)$$

Hierbei ist I_S in Gleichung (13) der theoretische Sperrstrom.

Für den Basisstrom gilt eine ähnliche exponentielle Abhängigkeit wie für den Kollektorstrom in Gleichung (13)

$$I_B \propto \exp\left(\frac{qU_{BE}}{k_B T}\right) \quad (15)$$

2.5 Emitterschaltung

Abbildung 6 zeigt eine Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung und mit angedeutetem Lastwiderstand R_L . Die Basis-Emitter-Spannung ist gleich der Eingangsspannung $U_{BE} = U_e$ und die Kollektor-Emitter-Spannung gleich der Ausgangsspannung

$$U_{CE} = U_a = U_{CC} - I_C R_C \quad (16)$$

Nach dem Kleinsignalmodell verursacht eine Störung der Eingangsspannung U_e eine Änderung an der Ausgangsspannung U_a . Die Änderung der Ausgangsspannung ist gleich der negativen Änderung der Spannung, die durch i_c an R_C hervorgerufen wird $dU_a = -dI_C \cdot R_C$. Zusammen mit Gleichung (12) folgt

$$-\frac{dU_a}{R_C} = S \cdot dU_e + \frac{dU_a}{r_{CE}} \quad (17)$$

Für die Spannungsverstärkung A erhält man dann

$$A = \frac{dU_a}{dU_e} = -S \cdot (R_C \parallel r_{CE}) \quad (18)$$

Ist $r_{CE} \gg R_C$, dann vereinfacht sich die Verstärkung zu $A = -S \cdot R_C$. Umgekehrt ergibt sich die maximale Verstärkung μ zu

$$\mu = \lim_{R_C \rightarrow \infty} |A| = \lim_{R_C \rightarrow \infty} -S \cdot (R_C \parallel r_{CE}) = -S \cdot r_{CE} \quad (19)$$

Wird ein Lastwiderstand R_L in den Ausgangskreis eingebaut, so liegt er im Kleinsignalmodell parallel zu r_{CE} und R_C und verringert die Spannungsverstärkung. Diese ist dann

$$A = \frac{dU_a}{dU_e} = -S \cdot (R_C \parallel r_{CE} \parallel R_L) \quad (20)$$

2.6 Arbeitspunkt

Bei linearen Verstärkern arbeiten Transistoren im aktiven Bereich, es muss ein entsprechender Ein Arbeitspunkt eingestellt werden. Man nimmt an, dass Spannungen und Ströme des Arbeitspunktes unabhängig vom Kleinsignal eingestellt werden können. Das Kleinsignal wird nachträglich überlagert, es wird kapazitiv eingekoppelt.

Der Arbeitspunkt wird mit Hilfe eines Spannungsteilers (Abbildung 7a)) eingestellt. Die Spannung U_B kann mit Hilfe des Überlagerungssatzes berechnet werden. Dazu werde der Basisstrom I_B als eingepägt betrachtet, er wird mit einer Stromquelle modelliert. Wird die Stromquelle zu Null gesetzt (Abbildung 7b)), berechnet sich U_B aus der Betriebsspannung U_{CC} und dem Teilverhältnis der Widerstände R_1 und R_2 :

$$U_B = U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (21)$$

Um die Belastung durch den Basisstrom I_B zu bestimmen, wird die Betriebsspannung fiktiv kurzgeschlossen (Abbildung 7c)) und nur die Basisspannung U_B betrachtet

$$U_B = -I_B \cdot (R_1 \parallel R_2) \quad (22)$$

Durch Superposition der beiden Gleichung erhalten wir für die Eingangsspannung

$$U_B = U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B \cdot (R_1 \parallel R_2) \quad (23)$$

2.7 Stromgegenkopplung

Zur Stabilisierung des Arbeitspunktes wird an der Emitterklemme ein Widerstand R_E in die Schaltung eingebaut (siehe Abbildung 8). Der Arbeitspunkt U_B lässt sich jetzt auch als Summe aus dem Spannungsabfall am

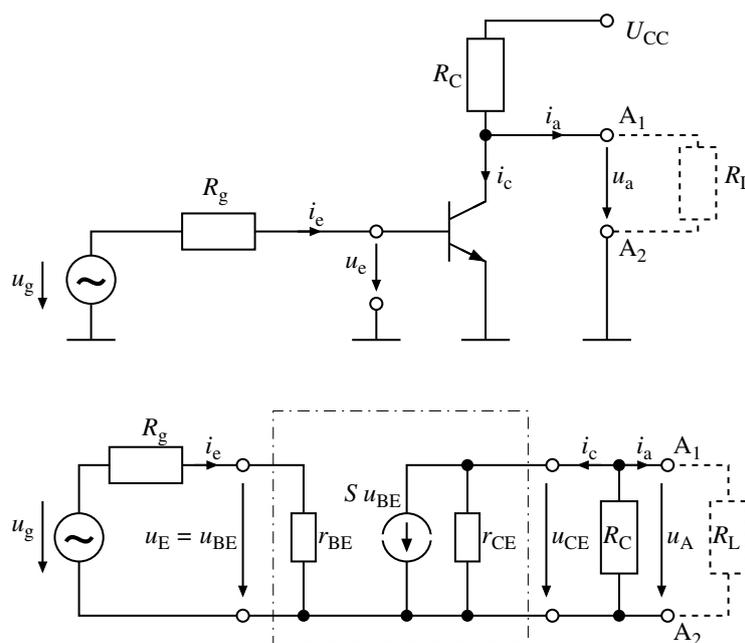


Abbildung 6: Schaltbild einer Emitterschaltung (oben), mit Kleinsignal-Ersatzschaltbild (unten)

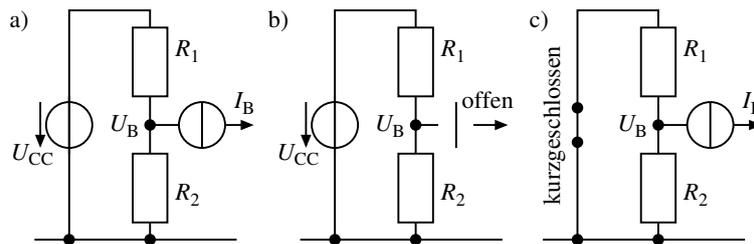


Abbildung 7: Superposition des Spannungsteilers

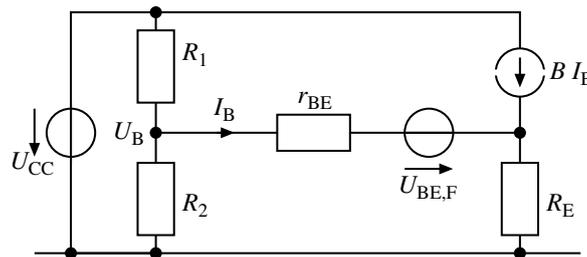


Abbildung 8: Stromgegenkopplung

Widerstand R_E , der Basis-Emitter-Spannung im Vorwärtsbetrieb des Transistors und dem Spannungsabfall am differentiellen Basis-Emitter-Widerstand darstellen.

$$U_B = I_B \cdot r_{BE} + U_{BE,F} + (1 + B)I_B \cdot R_E \quad (24)$$

Gleichsetzen der Gleichungen (23) und (24) und Auflösen nach I_B liefert

$$I_B = \frac{U_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BE,F}}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + (1 + B)R_E} \quad (25)$$

Multipliziert man Gleichung (25) mit der Vorwärtsstromverstärkung B , erhält man Kollektorstrom I_C

$$I_C = h_0 \frac{B}{1 + a_1 B} \quad (26)$$

mit

$$h_0 = \frac{U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BE,F}}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + R_E} \quad \text{und} \quad a_1 = \frac{R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{BE} + R_E}$$

Veränderungen von B wirken nicht mehr direkt auf den Kollektorstrom, sondern werden durch den Beitrag im Nenner von Gleichung (26) zum Teil kompensiert.

Abbildung 9 zeigt eine Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung. Zur Untersuchung des Kleinsignalverhaltens können Kapazitäten durch Kurzschlüsse ersetzt werden. Es gilt

$$S(u_e - u_{re}) = \beta i_b \quad (27)$$

wobei β die Kleinsignalverstärkung ist. Die Eingangsspannung u_e summiert sich zu

$$u_e = i_b r_{BE} + (1 + \beta) i_b R_E \quad (28)$$

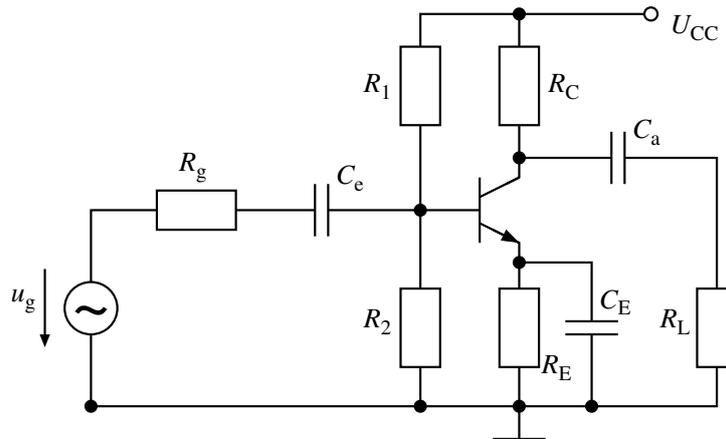


Abbildung 9: Emitterschaltung mit Lastwiderstand, Stromgegenkopplung und optionalen Kondensator C_E

Die Ausgangsspannung ist gegenphasig zur Eingangsspannung

$$u_a = -\beta i_b (R_C \parallel R_L) \quad (29)$$

Die Spannungsverstärkung $A = \frac{u_a}{u_e}$ der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung beträgt

$$A = -\frac{\beta (R_C \parallel R_L)}{r_{BE} + (1 + \beta) R_E} \quad (30)$$

und für große β

$$A \approx -\frac{R_C \parallel R_L}{R_E} \quad (31)$$

Um für Kleinsignale eine höhere Spannungsverstärkung zu erhalten, obwohl für tiefe Frequenzen eine Stromgegenkopplung vorliegt, kann der Widerstand R_E für höhere Frequenzen mit einem Kondensator kurzgeschlossen werden. Die Kleinsignalverstärkung berechnet sich nach Gleichung (20). Die Basis-Emitter-Spannungsdrift wird aber nur nach Gleichung (31) verstärkt.

2.8 Lissajous-Figuren zur Bestimmung der Phasenwinkelmessung

Mit Hilfe von Lissajous-Figuren lassen sich Phasenverschiebungen darstellen. Um sie sichtbar zu machen, legt man am Oszilloskop auf die x- bzw. y-Achse die beiden Signale mit der Form

$$u_x(t) = \hat{u}_x \sin(\omega t) \quad \text{bzw.} \quad u_y(t) = \hat{u}_y \sin(\omega t + \varphi) \quad (32)$$

Im Beispiel verschwindet zu den Zeiten $\omega t = n \cdot \pi$ ($n \in \mathbb{Z}$) die horizontale Ablenkung und die vertikale Achse wird an der Stelle $x = 0$ bei den Werten $\pm y_1 = \pm \hat{u}_y \sin(\varphi)$ geschnitten (siehe Abbildung 10). Die maximale y-Ablenkung hat die Werte $\pm y_2 = \pm \hat{u}_y$. Zwischen y_1 und y_2 gilt dann die Beziehung

$$\frac{y_1}{y_2} = \frac{u_y \sin(\varphi)}{u_y} \quad \text{bzw.} \quad \frac{y_1}{y_2} = \sin(\varphi) \quad (33)$$

Wird $y_1 = 0$, so entartet die Ellipse zu einer Geraden, es verschwindet die Phasenverschiebung und damit $\sin(\varphi)$. Es ist dann $\varphi = n \cdot 180^\circ$. Tritt die maximale y-Ablenkung an der Stelle $x = 0$ auf, so fällt die maximale y-Ablenkung y_2 mit der y-Ablenkung y_1 zusammen. Aus der Ellipse wird ein Kreis und es gilt $\sin(\varphi) = 1$. Es ist dann $\varphi = (2n + 1) \cdot 90^\circ$.

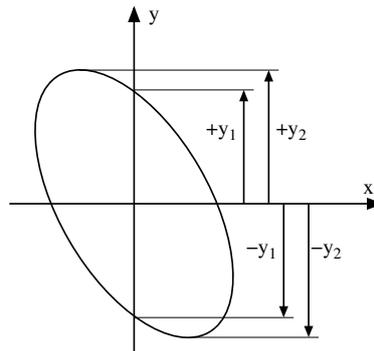


Abbildung 10: Lissajous-Figur als Ellipse zur Bestimmung der Phasenverschiebung

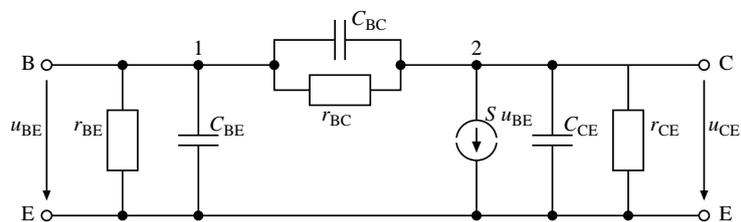


Abbildung 11: Bipolar-Transistors mit parasitärem Element

2.9 Frequenzgang

Zum genaueren Verständnis des Transistors sind noch mehr Parameter erforderlich, als bisher angesprochen wurden. Das Berücksichtigen sogenannter parasitärer Elemente (z.B. Bahnwiderstände und Kapazitäten, siehe Abbildung 11) führt zu einer erheblichen Verbesserung des Transistormodells. und den Sperrschichten. Jedem Anschlusspunkt C, E und B wird ein spannungsabhängiger Bahnwiderstand r_B , r_C und r_E zugeordnet. Für das dynamische Verhalten spielen die spannungsabhängige Sperrschichtkapazität, die stromabhängige Diffusionskapazität und Kapazitäten zum Substrat eine Rolle.

Dies führt dazu, dass die Verstärkung nur in einem gewissen Frequenzbereich annähernd konstant ist. In den Randbereichen fällt sie stark ab und es kommt zu einer Phasenverschiebung.

Will man den Frequenzgang eines realen Verstärkers berechnen, müssen noch weitere Effekte berücksichtigt werden. Die mathematische Behandlung wird dann sehr aufwendig und geht über den Umfang eines Anfängerpraktikums hinaus. Daher wird im Versuch wird der Frequenzgang nur experimentell untersucht.

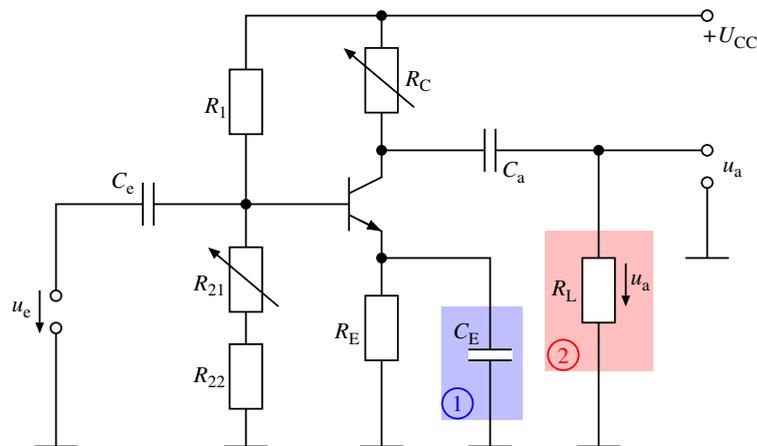


Abbildung 12: Messaufbau:

$R_1 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_{22} = 100 \text{ }\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $C_e = 47 \text{ }\mu\text{F}$, $C_a = 100 \text{ }\mu\text{F}$, $C_E = 470 \text{ }\mu\text{F}$, $U_{CC} = 9 \text{ V}$

R_{21} : Potentiometer zur Arbeitspunkteinstellung. R_C : Variabel von $0 - 10 \text{ k}\Omega$.

u_e : Eingangsspannung, Kleinsignal. u_a : Ausgangsspannung, Kleinsignal

3 Versuchsdurchführung

Aufgabe 1: Einstellen des Arbeitspunktes

Bauen Sie die Emitterschaltung nach Abbildung 12 auf, jedoch ohne R_L , und stellen Sie den Arbeitspunkt ein.

Zum Einstellen des Arbeitspunktes wird der Widerstand R_C auf $10 \text{ k}\Omega$ eingestellt. Als Eingangssignal \hat{u}_e wird ein Sinussignal mit einer Frequenz von etwa $5,5 \text{ kHz}$ und einer Amplitude von etwa 10 mV gewählt. Das Potentiometer R_{21} wird nun so eingestellt, das die Amplitude des Ausgangssignals u_a maximal wird, das Ausgangssignal aber noch nicht verzerrt ist.

Wichtig:

Der so eingestellte und definierte Arbeitspunkt wird für die folgenden Aufgaben nicht mehr verändert!

Wie groß ist der Widerstand R_{21} im Arbeitspunkt? Messen Sie R_{21} , während er noch in der Emitterschaltung eingebaut ist *und* außerhalb der Schaltung. Welcher der beiden Werte ist sinnvoller (warum?)

Messen Sie U_{BE} , U_{CE} und I_C für $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $5 \text{ k}\Omega$ und $10 \text{ k}\Omega$. Die U_{BE} sollten sich kaum voneinander unterscheiden. Berechnen Sie gegebenenfalls ein mittleres U_{BE} . Fassen Sie die Ergebnisse in einer Tabelle zusammen!

Aufgabe 2: Verstärkung der Emitterschaltung

Bestimmen Sie die Verstärkung der Emitterschaltung unter verschiedenen Bedingungen.

Stellen Sie am Frequenzgenerator eine Frequenz von etwa $5,5 \text{ kHz}$ ein. Messen Sie mit dem Oszilloskop die Amplituden des Eingangssignals \hat{u}_e und des Ausgangssignals \hat{u}_a . Variieren Sie R_C von $1 \text{ k}\Omega$ bis zu $10 \text{ k}\Omega$. Messen Sie dies für den Aufbau nach Abbildung 12 die folgenden Konfigurationen:

1. mit Kondensator C_E aber ohne Lastwiderstand R_L
2. ohne Kondensator C_E und ohne Lastwiderstand R_L
3. mit Kondensator C_E und mit einem Lastwiderstand $R_L = 10 \text{ k}\Omega$.

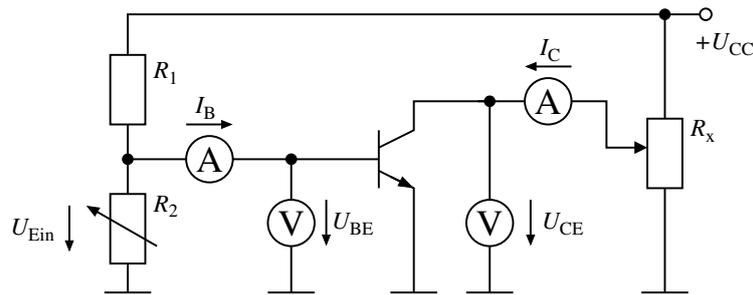


Abbildung 13: Messaufbau zur Aufnahme der Kennlinien. Für die Eingangskennlinie wird I_B gemessen, für die Ausgangskennlinie I_C , es werden also jeweils nur drei Messgeräte benötigt.

Aufgabe 3: Frequenzgang

Die Frequenz der Eingangsspannung wird zur Ermittlung von Amplituden und Phasengang der Emitterschaltung variiert. Nehmen Sie dazu die Schaltung nach Abbildung 12 mit $R_C = 10 \text{ k}\Omega$. Stellen Sie als Frequenzen Werte zwischen 6 Hz und 250 kHz ein.

Messen Sie mit dem Oszilloskop die Amplituden des Eingangssignals \hat{u}_e und des Ausgangssignals \hat{u}_a .

Bestimmen Sie den Phasenwinkel zwischen Eingangs- und Ausgangssignal im Zeitbereich und für einige Frequenzen auch anhand einer Lissajous-Figur.

Aufgabe 4: Kennlinien des Transistors

1. Nehmen Sie für den Transistor eine Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})|_{U_{CE}}$ auf. Benutzen Sie dazu die Schaltung nach Abbildung 13, wobei Sie drei Multimeter für I_B , U_{BE} und U_{CE} verwenden. Benutzen Sie für $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, für R_2 das Potentiometer mit 220Ω und für R_x das Potentiometer mit $1 \text{ k}\Omega$

Stellen Sie für U_{CE} den Wert ein, den Sie in Aufgabe 1 für $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ bestimmt haben. Messen Sie für Werte von U_{BE} von 0 bis $\leq 670 \text{ mV}$.

Wählen Sie Werte in der Nähe des Arbeitspunktes von U_{BE} so, dass Sie eine Tangente einzeichnen können.

2. Nehmen Sie für den Transistor eine Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})|_{U_{BE}}$ auf. Benutzen Sie dazu die Schaltung nach Abbildung 13, wobei Sie drei Multimeter für I_C , U_{BE} und U_{CE} verwenden. Stellen Sie für U_{BE} den (mittleren) Wert aus Aufgabe 1 ein, und halten Sie ihn konstant. Wählen Sie Werte von U_{CE} von 0 bis 10 V. Messen Sie die Kennlinie sowohl aufwärts (von kleinen zu großen Spannungen U_{CE}) als auch abwärts (von großen zu kleinen Spannungen U_{CE}).

Messen Sie auch mehrere Werte im Bereich sehr kleiner Spannungen U_{CE} , in dem sich der Kollektorstrom I_C stark ändert.

4 Auswertung

Aufgabe 5: Vorüberlegung 1

Um die Größen r_{BE} und C_{BE} , r_{CE} und C_{CE} und r_{BC} und C_{BC} aus dem Kleinsignal-Ersatzschaltbild mit parasitären Elementen nach Abbildung 11 zu bestimmen, wird ein Multimeter nacheinander zwischen den Klemmen BE , BC und CE angeschlossen und der gemessene Widerstand und die gemessene Kapazität aufgenommen. Beurteilen Sie das Vorgehen!

Aufgabe 6: Vorüberlegung 2

y-Parameter können in h-Parameter und h-Parameter können in y-Parameter umgerechnet werden. Es gilt

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{1}{y_{11}} & h_{12} &= -\frac{y_{12}}{y_{11}} & h_{21} &= \frac{y_{21}}{y_{11}} & h_{22} &= \frac{y_{11}y_{22} - y_{21}y_{12}}{y_{11}} \\ y_{11} &= \frac{1}{h_{11}} & y_{12} &= -\frac{h_{12}}{h_{11}} & y_{21} &= \frac{h_{21}}{h_{11}} & y_{22} &= \frac{h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12}}{h_{11}} \end{aligned}$$

Überführen Sie Gleichung (12) in eine h-Parameter Darstellung.

Welche Beziehung besteht zwischen der Steilheit S und der differentiellen Stromverstärkung β ?

Aufgabe 7: Bestimmung der Kleinsignalgrößen des Transistors

1. Tragen Sie die beiden Kennlinien graphisch auf. Tragen Sie zur weiteren Auswertung in der Nähe der Arbeitspunkte Tangenten an die Kennlinien an.
2. Bestimmen Sie aus der Eingangskennlinie den differentiellen Widerstand r_{BE} und die Arbeitstemperatur T des Transistors.
3. Bestimmen Sie nach Gleichung (14) die Steilheit S für die drei Widerstände $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ und $R_C = 10 \text{ k}\Omega$.
4. Bestimmen Sie aus der Ausgangskennlinie den differentiellen Widerstand r_{CE} .

Aufgabe 8: Verstärkung

1. Tragen Sie für die drei gemessenen Konfigurationen das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsamplitude \hat{u}_a/\hat{u}_e als Funktion von R_C graphisch auf.
2. Berechnen Sie die Verstärkung der drei verwendeten Schaltungen im mittleren Frequenzbereich ($f = 5,5 \text{ kHz}$) mit *sinvollen*, kurz begründeten Näherungen, und tragen Sie die berechneten Werte der Verstärkung in die Diagramme mit den Messdaten ein.
Hinweis: Überlegen Sie sich, welche der Gleichungen (20) oder (31) für welchen Fall gilt.
3. Diskutieren Sie das Ergebnis.

Aufgabe 9: Frequenzgang

1. Stellen Sie den Amplitudengang $A(f)$ und den Phasengang $\varphi(f)$ in Diagrammen dar. Vergleichen Sie die beiden Kurven miteinander.
2. In welchem Frequenzbereich verhält sich die Schaltung aus der Abbildung 12 als Tiefpass, in welchem als Hochpass?
3. Zwischen welchen Frequenzen findet man eine Verstärkung $|A| \geq \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot |A_{\max}|$ vor?

Aufgabe 10:

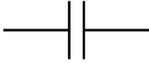
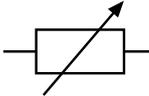
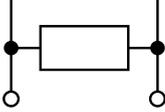
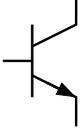
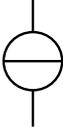
Stellen Sie für das Netzwerk aus Abbildung 5 die Übertragungsfunktion $H(\underline{Z}_1, \underline{Z}_2) = \frac{U_a}{U_e}$ auf. Es sei $I_a = 0$.

Eine der Impedanzen des Netzwerks sei ein Widerstand R , eine ein Kondensator C . Je nachdem, welche Impedanz welche Rolle einnimmt, verwandelt sich das Netzwerk in einen Hoch- oder in einen Tiefpass.

1. Geben Sie die Impedanzen \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 für den Fall an, dass aus dem Netzwerk ein Hochpass wird.
2. Geben Sie die Impedanzen \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 für den Fall an, dass aus dem Netzwerk ein Tiefpass wird.

Wie lautet jeweils die Übertragungsfunktion $H(j\omega)$?

5 Anhang

Symbol	Beschreibung	Symbol	Beschreibung
$(R_1 \parallel R_2)$	Parallelschaltung		Kondensator
	Leiteranschluss		Widerstand, allgemein
	Leiterabzweigung		regelbarer Widerstand
	Strommesser, allgemein		Widerstand ist zwecklos
	Spannungsmesser, allgemein		gesteuerte Quelle
	ideale Stromquelle		npn-Transistor
	ideale Spannungsquelle		

Analogiemodell eines Bipolartransistors zur Veranschaulichung der Stromverstärkung durch eine Wasserströmung

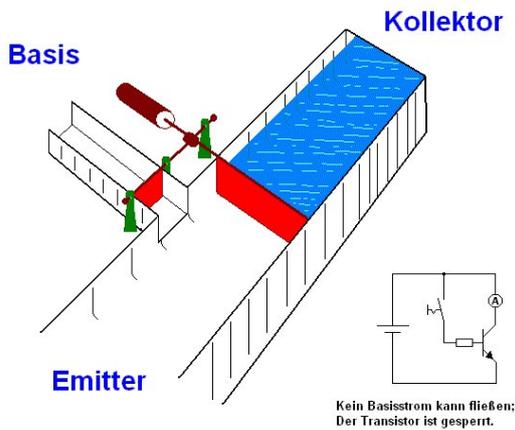


Abbildung 14: gesperrter Transistor

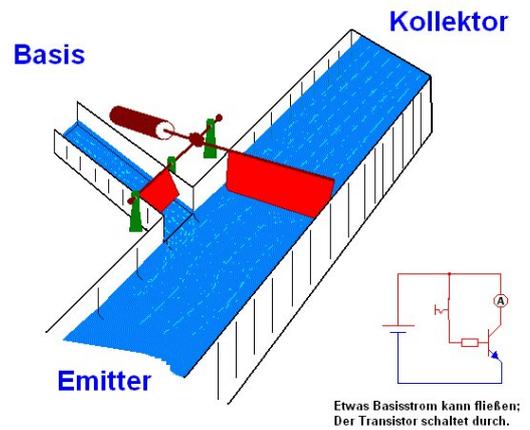


Abbildung 15: offener Transistor

Bildquelle: Wikipedia: Bipolartransistor (<http://de.wikipedia.org/wiki/Bipolartransistor>)
Beschreibung: Deutsch: Animation eines alternativen Transistormodells, nachempfunden einer Illustration aus dem *Elektronik-Baukasten KOSMOS Radiomann*, um 1963
Datum: 2.12.2007 (2. Dezember 2007 (first version); 8. Januar 2008 (last version))
Quelle: Transferred from de.wikipedia; transferred to Commons by Wdwd using CommonsHelper. (Original text : selbst erstellt)
Urheber: Stefan Riepl (Quark48 21:02, 2. Dez. 2007 (CET)). Original uploader was Quark48 at de.wikipedia
Genehmigung: CC-BY-SA-2.0-DE.