

Transistorkennlinien und -schaltungen

1 Vorbereitung

1.1 Grundlagen der Halbleiterphysik

Lit.: Anhang zu Versuch 27

1.2 p-n-Gleichrichter

Lit.: KITTEL (14. Auflage), Einführung in die Festkörperphysik S. 548 – 552 (bis Heterostrukturen)

1.3 Prinzip des Flächentransistors

Lit.: J. PÜTZ, Einführung in die Elektronik, Kapitel 5

1.4 Transistor-Kennlinien

Lit.: WALCHER 5.5.0.3, 5.5.5.1, VOGELSANG 3.3, S. 36 – 39

1.5 Transistor-Schaltungen

Lit.: Siehe Anleitung zu den Aufgaben 2.2.1, 2.3.1

Weiterführende Lit.: TIETZE-SCHENK, Halbleiterschaltungstechnik (9. Auflage) § 4



Abbildung 1: Aufbau zu Versuch 44

2 Aufgaben

2.1 Kennlinien eines pnp-Flächentransistors in Emitterschaltung

Die Aufgaben unter 2.1 dienen dazu, die grundlegenden Eigenschaften eines Transistors kennen zu lernen: Steuerkennlinie $-I_C(-I_B)$, Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$ und Ausgangskennlinie $-I_C(-U_{CE})$. Zusätzlich werden Widerstände z.B. der Eingangswiderstand und charakteristische Größen wie die Stromverstärkung gemessen.

Durchführung nach WALCHER 5.5.5.1. Als Spannungsquelle dient ein stabilisiertes Doppelnetzgerät. Wenn an einer Transistorelektrode gleichzeitig Spannung und Strom zu messen sind, wird für die Strommessung ein elektronisches Messgerät benutzt (in den folgenden Schaltskizzen mit \textcircled{A} bezeichnet). Der Spannungsabfall an diesem Instrument ($\leq 10 \text{ mV}$) darf vernachlässigt werden. Der höchstzulässige Kollektorstrom beträgt 600 mA , die maximale Verlustleistung 3 W . Jede Transistor-Kennlinie (z.B. $I_B(U_{BE})$) gibt die Abhängigkeit einer Größe (I_B) von einer anderen (U_{BE}) in einem weiten Bereich wieder. Der Zusammenhang ist i.a. nichtlinear. In der Anwendung (z.B. in einer Verstärkerschaltung) wird der Transistor meist nur über einen kleinen Bereich *ausgesteuert*. Die Basis-Emitter Spannung U_{BE} z.B. wird nur in der engeren Umgebung eines Arbeitspunktes U_{BE}^* variiert. Dann genügt es zu wissen, mit welcher Basisstromänderung ΔI_B eine Spannungsänderung ΔU_{BE} dort verbunden ist: man muss nur den differentiellen Basis-Emitter-Widerstand $r_{BE} = \Delta U_{BE}/\Delta I_B$ am Arbeitspunkt U_{BE}^* kennen. Die differentiellen Größen werden üblicherweise mit Kleinbuchstaben bezeichnet.

2.1.1 Steuerkennlinie $-I_C(-I_B)$, Parameter U_{CE}

Man wähle eine feste Kollektorspannung U_{CE}^* (Arbeitsspannung) zwischen -5 V und -10 V und messe den Kollektorstrom I_C für etwa 10 Basisströme von 0 bis $-300 \mu\text{A}$ (Netzgerät 44-12 verwenden). Aus der graphischen Darstellung $-I_C(-I_B)$ entnehme man den Stromverstärkungsfaktor

$$\beta = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right)_{U_{CE}=\text{const}}$$

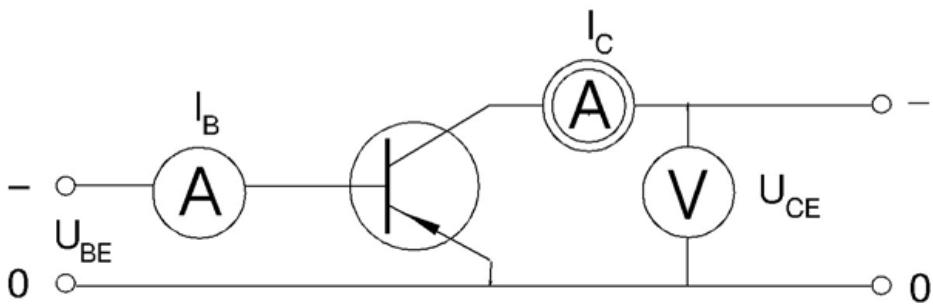


Abbildung 2:

des Transistors für einen mittleren Basisstrom I_B^* (etwa $200 \mu\text{A}$). β gibt an, um wieviel der gesteuerte Strom größer ist als der steuernde Strom.

2.1.2 Eingangskennlinie $-I_B(-U_{BE})$, Parameter U_{CE}

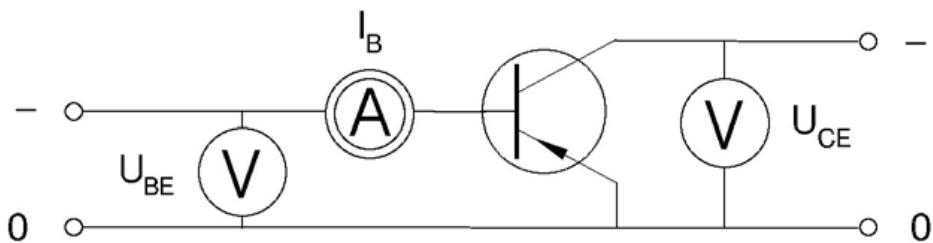


Abbildung 3:

Bei der Arbeitsspannung U_{CE}^* messe man für Basisströme von 0 bis $-300 \mu\text{A}$ die Abhängigkeit des Basisstroms von der Basis-Emitter-Spannung. Man trage $-I_B$ gegen $-U_{BE}$ auf und entnehme bei dem in 2.1.3 gewählten Basisstrom I_B^* den Basis-Emitter-Widerstand

$$r_{BE} = \left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right)_{U_{CE}=\text{const}} .$$

r_{BE} ist der Eingangswiderstand des Transistors in Emitterschaltung.

2.1.3 Ausgangskennlinien $-I_C(-U_{CE})$, Parameter I_B

Schaltung wie in Abb. 2. Man messe I_C für Kollektorspannungen U_{CE} von 0 bis -10 V bei dem in gewählten Basisstrom I_B^* und zeichne die Kennlinie. Man beachte, dass der Kollektorstrom oberhalb der Kniespannung ($\approx 0,7 \text{ V}$) nur wenig von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} abhängt. Die Kennlinie $I_C(U_{CE})$ verläuft nahezu parallel zur U_{CE} -Achse.

2.2 Emitterschaltung

2.2.1 Grundlagen

Die Emitterschaltung ist eine typische Transistororschaltung und wird überall dort eingesetzt wo eine Signalquelle mit hohem Innenwiderstand (z.B. ein Photomultiplier) stark belastet werden soll, ohne dass die Signalspannung zusammenbricht. Diese Eigenschaft wird mit den folgenden Aufgaben demonstriert. Im Punkt 2.2.2 wird die Spannungsverstärkung experimentell bestimmt. Im Folgenden wird die Emitterschaltung theoretisch erläutert.

In der Schaltung nach Abb. 4 folgt die Emitterspannung U_a der Basisspannung U_e im Abstand U_{BE} : Zu einer bestimmten Eingangsspannung U_e gehört ein Eingangsstrom I_e . Wenn β der Stromverstärkungsfaktor des Transistors ist, fließt durch den Emitterwiderstand R_E der Strom $\beta \cdot I_e$, der an R_E eine Spannung $U_a = \beta \cdot I_e \cdot R_E$ verursacht. Der Eingangsstrom I_e selbst ruft am Basis-Emitter-Widerstand R_{BE} des Transistors den Spannungsabfall $U_{BE} = I_e \cdot R_{BE}$ hervor. I_e stellt sich so ein, dass $U_a + U_{BE} = U_e$ wird. Eine Eingangsspannungsänderung ΔU_e hat eine Eingangsstromänderung ΔI_e und damit Spannungsänderungen $\Delta U_a = \beta \cdot \Delta I_e \cdot R_E$ und $\Delta U_{BE} = \Delta I_e \cdot R_{BE}$ zur Folge, wobei gelten muss

$$\Delta U_a + \Delta U_{BE} = \Delta I_e \beta R_E + \Delta I_e R_{BE} = \Delta U_e. \quad (1)$$

Daraus ergibt sich der Eingangswiderstand r_e :

$$r_e = \frac{\Delta U_e}{\Delta I_e} = R_{BE} + \beta R_E$$

Da im vorliegenden Fall $R_E = 330 \Omega$, $R_{BE} \approx 100 \Omega$ und $\beta \approx 100$, ist R_{BE} gegen $\beta \cdot R_E$ zu vernachlässigen, und man darf schreiben

$$r_e \approx \beta R_E. \quad (2)$$

Bringt man Gl. 1 auf die Form

$$\Delta U_a + \Delta I_e R_{BE} = \Delta U_e,$$

so kann man daraus die Spannungsverstärkung ν der Emitterschaltung ablesen:

$$\nu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} = 1 - \frac{\Delta I_e R_{BE}}{\Delta U_e}$$

Für $\Delta I_e / \Delta U_e$ setzt man $1/r_e \approx 1/(\beta R_E)$ ein. Der Quotient $R_{BE}/(\beta R_E)$ ist wegen $R_{BE} \ll \beta R_E$ sehr klein gegen 1, daher gilt

$$\nu \approx 1. \quad (3)$$

Man kann dies auch unmittelbar aus der $I_B(U_{BE})$ -Kennlinie des Transistors schließen: Da U_{BE} oberhalb der Kniespannung von $\approx 0,7$ V nahezu konstant ist, muss sich eine Basisspannungsänderung voll auf die Emitterspannung U_a übertragen. Wird parallel zum Emitterwiderstand ein Lastwiderstand angeschlossen, so fließt durch den Transistor zusätzlich ein Laststrom (= Ausgangsstrom) I_a . Eine Ausgangsstromänderung I_a erfordert eine Eingangsstromänderung $\Delta I_e = \Delta I_a / \beta$. Diese bewirkt ein $\Delta U_{BE} = \Delta I_e R_{BE} = \Delta I_a R_{BE} / \beta$. Bei fester Eingangsspannung ($\Delta U_e = 0$) folgt aus Gl. 1 die Beziehung $\Delta U_{BE} = -\Delta U_a$, also

$$-\Delta U_a = \frac{\Delta I_a R_{BE}}{\beta}.$$

Damit erhält man als Ausgangswiderstand r_a

$$r_a = \frac{|\Delta U_a|}{\Delta I_a} = \frac{R_{BE}}{\beta}.$$

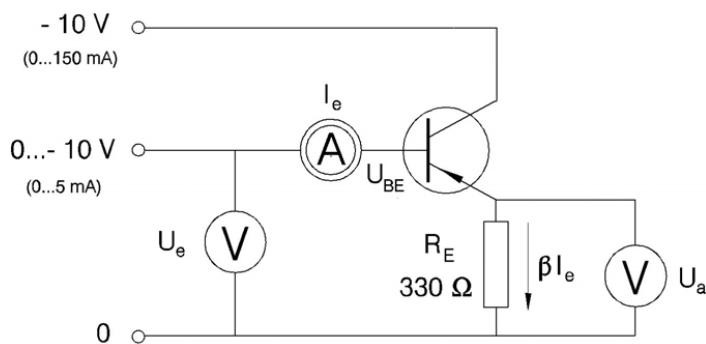


Abbildung 4: Schaltbild zur Emitterschaltung

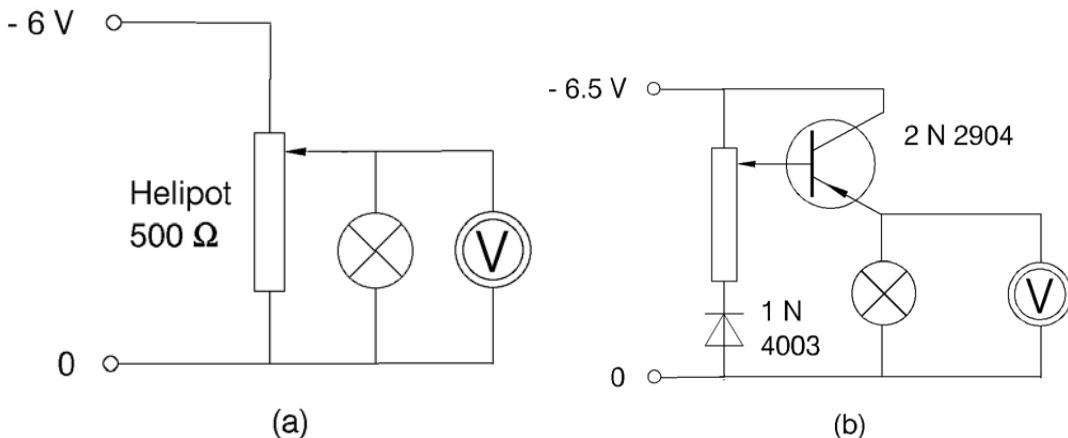


Abbildung 5:

Bei den obigen Ableitungen durfte man vernachlässigen, dass sich mit U_a auch die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ändert, weil die Rückwirkung dieser Spannungsänderung auf die Basis-Emitter-Spannung sehr gering ist.

2.2.2 Messung des Verstärkungsfaktors

In der Schaltung Abb. 4 (ohne Strommessgerät) messe man bei etwa 10 Eingangsspannungen U_e die Größe U_a . Man zeichne die Kennlinie $U_a(U_e)$, entnehme daraus die Spannungsverstärkung ν und vergleiche mit Gl. (3).

2.2.3 Anwendung: Niederohmiger Spannungsteiler

Als Beispiel für die Anwendung der Emitterschaltung soll gezeigt werden, wie man einen linearen Spannungsteiler für große Belastungen bauen kann, ohne einen großen *Querstrom* (= Verluststrom im Spannungsteiler) fließen zu lassen. Zunächst wird zur Spannungsteilung eine hochohmige Spannungsquelle (Potentiometer, Schaltung 5 (a)) verwendet. Anschließend zeigt der Vergleich mit den an Schaltung 5 (b) erzielten Resultaten, dass die Emitterschaltung als Spannungsquelle mit extrem niedrigen Innenwiderstand betrachtet werden kann.

Man bau die Schaltung 5 (a) auf und lege eine Betriebsspannung von -6 V an. \textcircled{V} ist das elektronische Voltmeter. Für die Potentiometer-Einstellungen $x = 0.00, 1.00, 2.00, \dots, 10.00$ lese man die Spannung $U(x)$ am Verbraucher (Glühbirne) ab. Man stelle $U(x)$ graphisch dar.

In Schaltung 5 (b) wiederhole man bei einer Betriebsspannung von $-6,5$ V die Messung. Die Diode am Potentiometer kompensiert die Basis-Emitter-Spannung des Transistors. Man trage $U(x)$ zusätzlich in das für Schaltung 5 (a) gezeichnete Diagramm ein und erkläre, weshalb der Zusammenhang zwischen U und x jetzt annähernd linear ist.

2.3 Emitterschaltung mit Gegenkopplung

2.3.1 Grundlagen

In den folgenden Messungen wird der Emitterschaltung zu einer Emitterschaltung mit Gegenkopplung erweitert. Die Gegenkopplung reduziert zwar die Spannungsverstärkung reduziert aber unkontrollierbare äußere Einflüsse (Temperatur etc.).

Die Schaltung geht aus der Emitterschaltung durch das Einfügen eines Kollektorwiderstandes R_C hervor, an dem die Ausgangsspannung U_a abgegriffen wird. R_C wird praktisch vom gleichen Strom $\beta \cdot I_e$ durchflossen wie R_E : Eine positive Eingangsspannungsänderung ΔU_e , die nach 2.2.1 eine Emitterstromänderung ΔI_e auslöst, verursacht eine Spannungsänderung $\Delta U_C = -\beta \cdot \Delta U_e$ am Widerstand R_C .

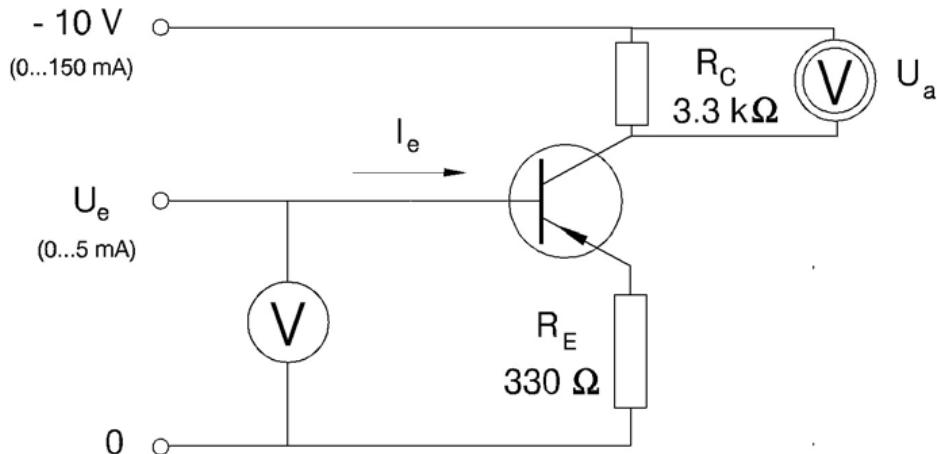


Abbildung 6:

terspannungsänderung $\beta \cdot \Delta I_e \cdot R_E \approx \Delta U_e$ bewirkt, vergrößert den Spannungsabfall an R_C um

$$|U_a| = \beta \Delta I_e R_C \approx \Delta U_e \frac{R_C}{R_E},$$

d.h. die Ausgangsspannung U_a erfährt eine Änderung $\Delta U_a \approx -\Delta U_e \cdot R_C / R_E$. Für die Spannungsverstärkung gilt daher

$$\nu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \approx -\frac{R_C}{R_E}. \quad (4)$$

Wenn man R_E überbrückte, würde sich eine Eingangsspannungsänderung ΔU_e voll auf U_{BE} auswirken. Der Verstärkungsfaktor wäre dann sehr viel größer, aber von den individuellen (und mit der Temperatur veränderlichen) Transistordaten β und R_{BE} abhängig. Außerdem würde der Eingangswiderstand sehr viel kleiner. Das Herabsetzen der Verstärkung durch Einfügen von R_E bezeichnet man als *Gegenkopplung*.

2.3.2 Verstärkungsfaktor

In der in Abb. 6 angegebenen Schaltung messe man die Ausgangsspannung U_a für Eingangsspannungen U_e von $0 \dots -2$ V. Da der Ausgangswiderstand der Schaltung groß ist, wird am Ausgang als Voltmeter das elektronische Messinstrument \textcircled{V} benutzt, dessen Innenwiderstand $1 \text{ M}\Omega/\text{V}$ beträgt. Man trage die Kennlinie $U_a(U_e)$ graphisch auf, entnehme daraus ν und vergleiche mit Gl. (4).

2.3.3 Anwendung: Verstärkung von Wechselspannungen

Dieser Versuchsteil stellt große Anforderung an die Durchführenden. Versuchen Sie zunächst die Aufgaben alleine zu lösen – wenden Sie sich aber bei Schwierigkeiten sofort an den Betreuer. Zunächst soll eine Schaltung aufgebaut werden, die die konfliktfreie Messung des Eingangs- und Ausgangssignals ermöglicht. Wichtige Einzelergebnisse sind: Die Einstellung des Arbeitspunkts eines Transistors, die Grenzen der Verstärkung von Wechselspannungssignalen durch Transistoren, die durch die Größe von U_{BE} , U_{CE} oder durch die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung gegeben sind.

Beachten Sie die Gerätebeschreibungen für den Zweistrahloszilloskop HM 203 und den Funktionsgenerator Agilent 33220 A. Oszillographieren Sie übungshalber das Ausgangssignal des Funktionsgenerators.

In der Schaltung Abb. 6 lege man anstelle der Spannung U_e vom Netzgerät das Funktionsgenerator-Signal an die Basis und entferne beide Voltmeter. Gleichzeitig gebe man die Spannung U_e auf den Oszilloskop-Eingang Y_A . Die Spannung am Kollektorwiderstand U_a gebe man auf den Eingang Y_B . Um nur **einen** Erdungspunkt in der Schaltung zu verwenden, ist es sinnvoll, nicht U_a direkt, sondern

$U_C - U_a$ an den Eingang Y_B zu geben. Da U_C eine Gleichspannung ist, ist $U_C - U_a$ um 180° gegenüber U_a phasenverschoben, was bei der weiteren Diskussion zu beachten ist. Man stelle den Funktionsgenerator auf Gleichspannung um und wähle U_e nun so, dass am Kollektorwiderstand R_C etwa die halbe Betriebsspannung abfällt (Oszilloskop-Eingang Y_B auf DC!). Man erreicht dies mit einem relativ hohen negativen Offset. Man schalte nun auf Sinusschwingung um, wähle eine Frequenz von 1 kHz und stelle eine solche Wechselspannung ein, dass der Verstärker gerade noch nicht übersteuert wird (d.h. der Sinus darf nicht verzerrt werden). Aus den an Y_A und Y_B gemessenen Scheitelspannungen berechne man die Spannungsverstärkung und vergleiche sie mit 2.3.2. Wie groß ist die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung? Sind Verstärkung und Phasenverschiebung frequenzabhängig? Man beobachte die Verstärkung von Dreiecksignalen unterschiedlicher Frequenz und die möglichen Gleichrichtereffekte bei verschobenem Arbeitspunkt (Offset verstetzen!) und bei Übersteuerung.