

# 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  $600 \text{ mA}$ , die maximale Verlustleistung  $3 \text{ W}$ . 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  $\Delta I_B$  eine Spannungsänderung  $\Delta U_{BE}$  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  $-5 \text{ V}$  und  $-10 \text{ V}$  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

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

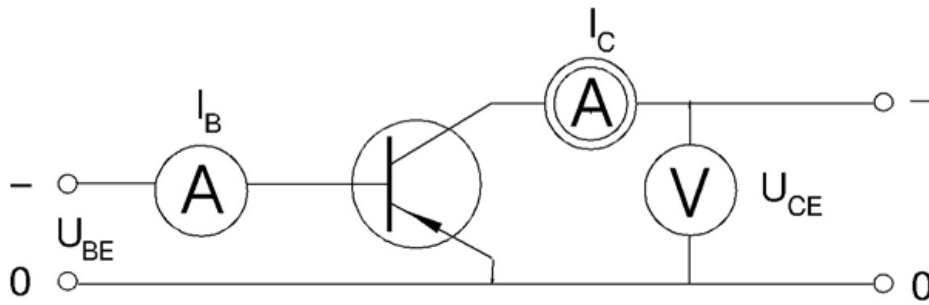


Abbildung 2:

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

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

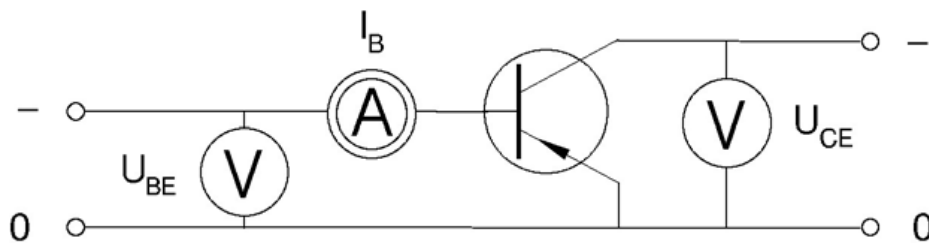


Abbildung 3:

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  $-10 \text{ V}$  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 Transistorschaltung 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  $\beta$  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  $\Delta U_e$  hat eine Eingangsstromänderung  $\Delta I_e$  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

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

Bring man Gl. 1 auf die Form

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

so kann man daraus die Spannungsverstärkung  $\nu$  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  $\approx 0,7 \text{ V}$  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  $r_a$

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

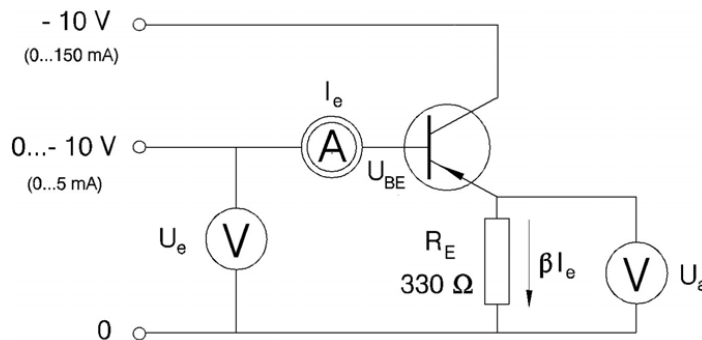


Abbildung 4: Schaltbild zur Emitterschaltung



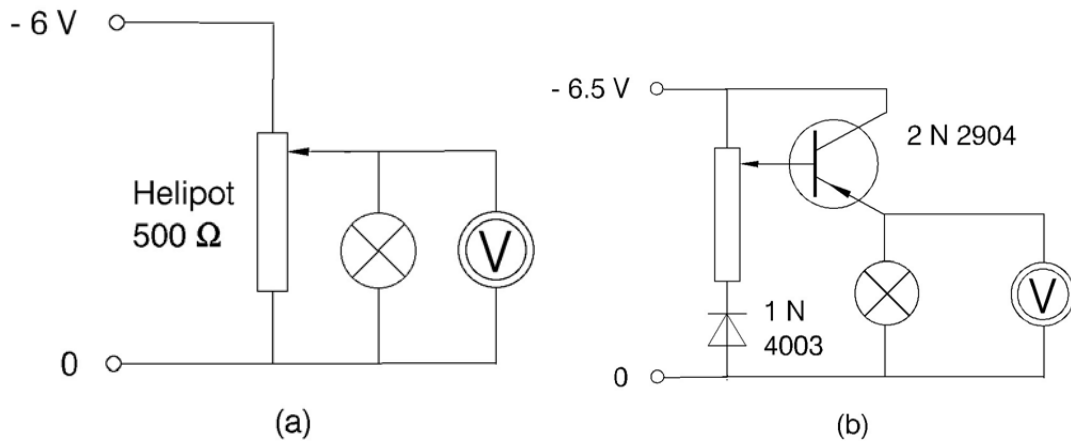


Abbildung 5:

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  $\nu$  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 baue die Schaltung 5 (a) auf und lege eine Betriebsspannung von  $-6\text{ V}$  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 (Glühlampe) ab. Man stelle  $U(x)$  graphisch dar.

In Schaltung 5 (b) wiederhole man bei einer Betriebsspannung von  $-6.5\text{ V}$  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  $\Delta U_e$ , die nach 2.2.1 eine Emit-

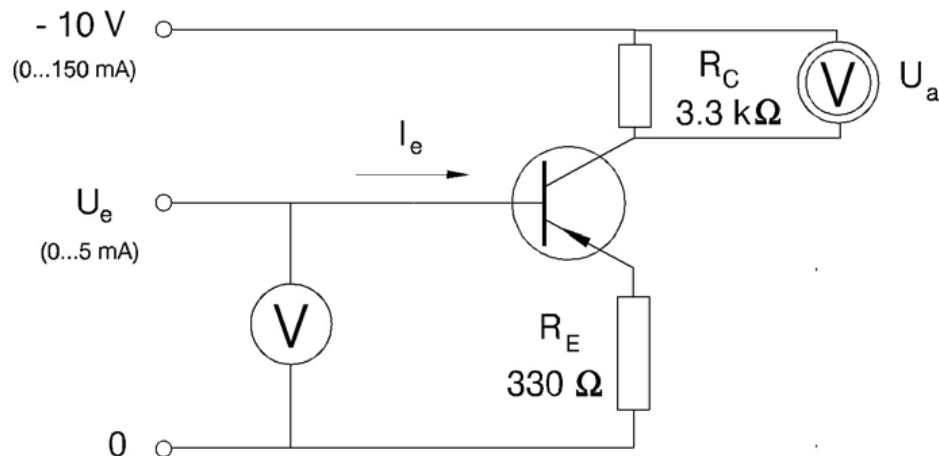


Abbildung 6:

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  $\Delta U_e$  voll auf  $U_{BE}$  auswirken. Der Verstärkungsfaktor wäre dann sehr viel größer, aber von den individuellen (und mit der Temperatur veränderlichen) Transistordaten  $\beta$  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  $\nu$  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 Zweistrahloszillographen 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 Oszillographen-Eingang  $Y_A$ . Die Spannung am Kollektorstrom  $U_a$  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  $180^\circ$  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 (Oszillograph-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 verstellen!) und bei Übersteuerung.