



Physikalisches Grundpraktikum für Physiker/innen

Teil III

Transistor

WWW-Adresse Grundpraktikum Physik: <http://grundpraktikum.physik.uni-saarland.de/>

Kontaktadressen der Praktikumsleiter:

Dr. Manfred Deicher
Zimmer: 1.11, Gebäude E 2.6
e-mail: manfred.deicher@tech-phys.uni-sb.de
Telefon: 0681/302-58198

Dr. Patrick Huber
Zimmer: 3.23, Gebäude E2.6
e-mail: p.huber@physik.uni-saarland.de
Telefon: 0681/302-3944

1. Literatur

/1/ U.Tietze, Ch. Schenk, Halbleiterschaltungstechnik, Springer-Verlag

/2/ Klaus Byston, Technische Elektronik, Band 1, Hanser-Verlag

/3/ Jean Pütz, Einführung in die Elektronik, Fischer-Taschenbuch

2. Stoffgebiet

Siehe Versuch Elektronik (Grundpraktikum Teil 2)

Wirkungsweise von Transistoren

Verstärker-Schaltungen

Leistungsverstärker

Spannungsstabilisierungen

3. Grundlagen

3.1. Transistorkennlinien

Der Transistor besteht aus drei sich abwechselnden p- und n-leitenden Halbleiterschichten. Je nach Art der Abfolge der drei Schichten unterscheidet man npn- und pnp-Transistoren. Wir betrachten im folgenden den meist gebräuchlichen npn-Transistor. Fügt man die drei Schichten aneinander, so erhält man folgendes Bild (Abb. 1):

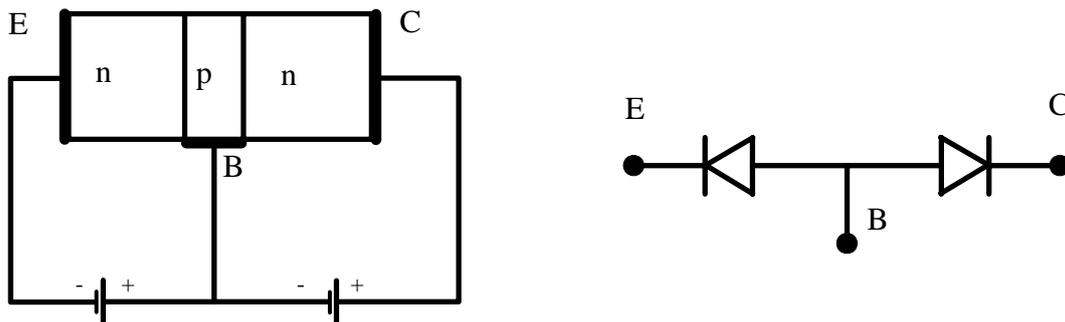


Abb. 1: npn-Transistor (E:Emitter, C:Kollektor, B:Basis)

Ersatzweise kann man sich den Transistor aus zwei gegeneinander geschalteten Dioden zusammengesetzt denken, wobei der p-Bereich sehr klein ist. Man überlege sich warum zwei gegeneinander geschaltete Dioden nicht als Transistor funktionieren!

Für den Potentialverlauf im npn Transistor ergibt sich folgendes Bild (Abb. 2):

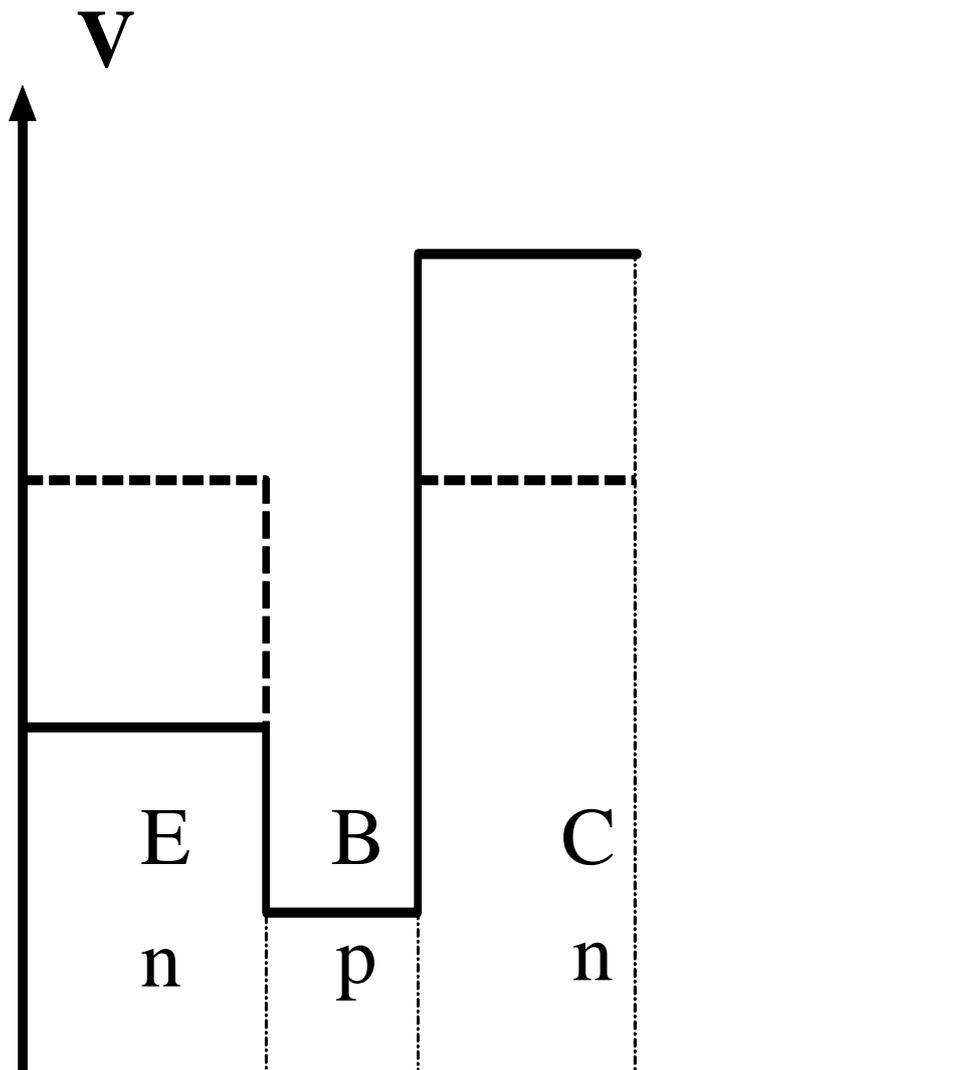


Abb. 2: Potentialverlauf (gestrichelt: stromloser Zustand, durchgezogen: Betriebszustand - Spannungen gemäß Abb. 1)

Durch Anlegen einer positiven Spannung zwischen Kollektor und Emitter werden die Elektronen im n-Gebiet zum Kollektor hingezogen, zurück bleiben positive Atomrümpfe. Das Potential wird im Kollektorgebiet stark angehoben. Die Basis-Kollektordiode ist gesperrt, es fließt kein Basis-Kollektorstrom.

Legt man eine positive Spannung zwischen Basis und Emitter, so wird die Basis-Emitterdiode leitend und es fließt ein Basis-Emitterstrom. Die positiven Atomrümpfe der Emitter-Schicht werden teilweise neutralisiert und das Potential sinkt wieder ab.

Durch die niedrigere Potentialbarriere beginnt ein Strom zu fließen. Ein Teil der Elektronen rekombinieren mit den in der Basis vorhandenen Löchern. Da jedoch die Dotierung der Basis geringer ist als die des Emitters, können nicht alle Elektronen mit Löchern rekombinieren und diffundieren weiter in Richtung Kollektor. Ist nun die Basis-Schicht dünner als die Diffusionslänge der Elektronen, so diffundieren die meisten

Elektronen in die Kollektorschicht hinein, wo sie in den Sog des großen Basis-Kollektor-Potentialgefälles geraten und zum Kollektor wandern. Zur Basis fließen dann nur wenige (ca. 1%) der Elektronen.

Wie man sieht, fließt ein Strom von der Basis zum Emitter (Basisstrom I_B) und vom Kollektor zum Emitter, der Kollektorstrom I_C , dessen Stärke wiederum vom Basisstrom abhängt, denn die Elektronenkonzentration im Transistor steigt mit dem Basis-Emitter-Strom. Der Kollektorstrom kann also vom Basisstrom gesteuert werden (siehe auch Versuch Elektronik). Der Kollektorstrom beträgt ein Vielfaches des Basisstromes, das Verhältnis der beiden Ströme $B=I_C / I_B$ nennt man Stromverstärkung. Diesen Zusammenhang kann man graphisch auftragen und erhält die in Abb. 3 gezeigte Kurve.

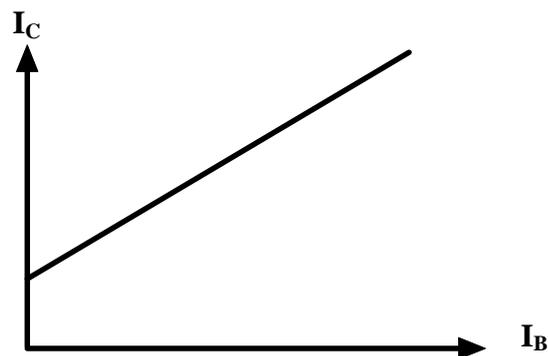


Abb. 3: Stromverstärkung B

Im Experiment variiert man dazu die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} bei fester Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} und mißt I_B und I_C gemäß der in Abb. 4 gezeigten Schaltung.

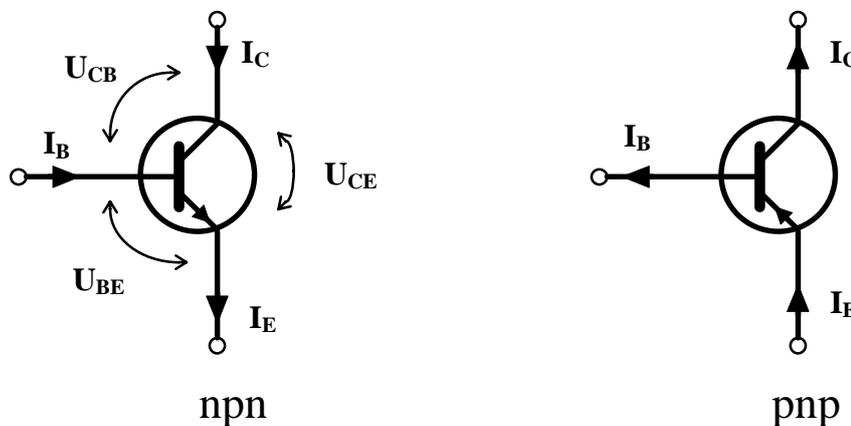


Abb. 4: Strom- und Spannungsrichtungen beim Transistor

Das Verhältnis beider Werte ist die statische Stromverstärkung $B=I_C / I_B$, die Steigung der Kurve die differentielle Stromverstärkung

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

Allgemein weichen β und B nur geringfügig voneinander ab, da I_C recht gut proportional zu I_B ist.

Trägt man den Basisstrom als Funktion der angelegten Basis-Emitter-Spannung U_{BE} auf, so erhält man praktisch die Kennlinie der Basis-Emitterdiode (Abb. 5). Diese Kennlinie

nennt man die Eingangskennlinie des Transistors, da dabei die Eingangsgrößen U_{BE} und I_B miteinander verknüpft sind.

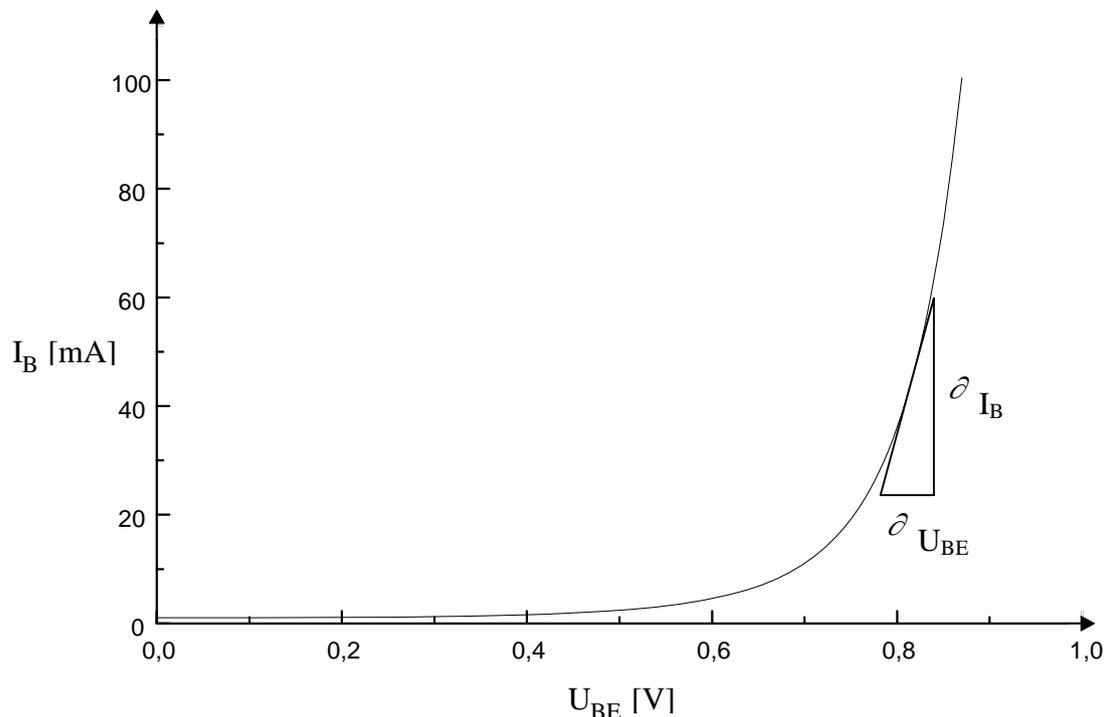


Abb. 5: Eingangskennlinie des Transistors

Die Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ist sehr gering. Die Steigung der Eingangskennlinie in einem Arbeitspunkt A ist der *differentielle Eingangswiderstand*

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

Bei Kleinsignaltransistoren arbeitet man mit Basisströmen im Bereich von $100 \mu\text{A}$ bis 100nA und die Basis-Emitter-Widerstände r_{BE} sind typisch etwa 400Ω bis $400\text{k}\Omega$. Der differentielle Eingangswiderstand ist umgekehrt proportional zum Basisstrom.

In der Abb. 5 erkennt man, daß die Basis-Emitterdiode erst bei einer für das Halbleitermaterial typischen Knickspannung U_K zu leiten beginnt (Für Silizium ist $U_K \approx 0.7 \text{ V}$). Diese Tatsache ist später wichtig, wenn praktisch verwertbare Transistorschaltungen beschrieben werden. Unterhalb von U_K ist der Transistor gesperrt. Bis auf einen kleinen Kollektor-Emitter-Reststrom, der von der Eigenleitung des Halbleiters herrührt und temperaturunabhängig ist, fließt dann kein Strom.

Betrachtet man nun die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der angelegten Kollektorspannung bei konstantem Basisstrom, so erhält man ein Ausgangskennlinienfeld wie in Abb. 6 beschrieben.

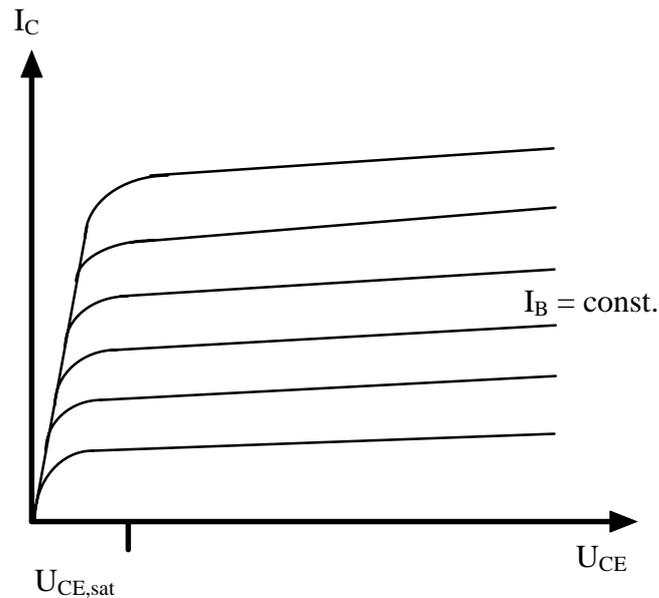


Abb. 6: Ausgangskennlinienfeld

Die I_C - U_{BE} -Kurven hängen vom Basisstrom ab, der als Parameter für die jeweiligen Zweige angegeben ist. Oberhalb der Sättigungsspannung $U_{CE\ sat}$ ist der Kollektorstrom I_C nahezu unabhängig von der Kollektorspannung. Das ist später sehr wichtig für den Verstärkerbetrieb. Bei $U_{CE} > U_{CE\ sat}$ sind die Verstärkereigenschaften fast unabhängig von der Betriebsspannung (wichtig für den Batteriebetrieb von Verstärkern !). Der verstärkte Kollektorstrom ist praktisch nur noch eine Funktion des steuernden Basisstromes und von der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} unabhängig.

Der Kennlinienverlauf läßt sich wie folgt erklären: Wir legen an die Basis eine positive Spannung derart an, daß ein Basisstrom fließen kann. Es häufen sich, wie anfangs beschrieben, Elektronen in der Basis an. Liegt nun keine Kollektor-Emitter-Spannung an ($U_{CE}=0$), so können diese Elektronen nicht vom Kollektor abgesaugt werden, da das Basispotential höher als das Kollektorpotential liegt und die durch die Basis hindurchdiffundierenden Elektronen noch gegen das elektrische Feld zwischen Kollektor und Basis anlaufen müssen. Erhöhen wir U_{CE} , so bauen wir dieses Gegenfeld langsam ab und einige Elektronen können in den Kollektor diffundieren und werden von U_{CE} beschleunigt. I_C ist dann proportional zu U_{CE} . Erhöht man U_{CE} weiter und kommt in den Bereich, wo U_{CE} ungefähr gleich $U_{CE,sat}$ ist, können noch alle vorhandenen Elektronen abgesaugt werden. Durch Steigerung von U_{CE} über $U_{CE\ sat}$ hinaus können keine weiteren Elektronen mehr zum Kollektor gelangen. Denn fast alle Elektronen, die zur Rekombination mit den Löchern des Basisgebietes benötigt werden, diffundieren durch die Basis hindurch. Der Kollektorstrom I_C bleibt konstant.

Der Ausgangswiderstand ist die Steigung der $U_{CE} - I_C$ Kennlinien:

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

Im linearen Teil nimmt r_{CE} Werte der Größenordnung $10\text{k}\Omega$ bis $1\text{M}\Omega$ an. Bei Kleinsignaltransistoren beträgt $U_{CE,\text{sat}}$ etwa 2V und bei Leistungstransistoren etwa 1V .

Aus dem Ausgangskennlinienfeld kann man ebenfalls die Stromverstärkung β bestimmen. Man wählt sich im linearen Bereich einen konstanten Wert U_{CE} , sucht sich dazu zwei Basisstromwerte auf der Kurvenschar und liest den zugehörigen Kollektorstrom I_C ab.

Bei kleinen Strömen steigt I_C etwas stärker, bei großen Strömen etwas langsamer als I_B an. für Kleinsignaltransistoren ergibt sich ein typischer Verlauf von β wie in Abb. 7.

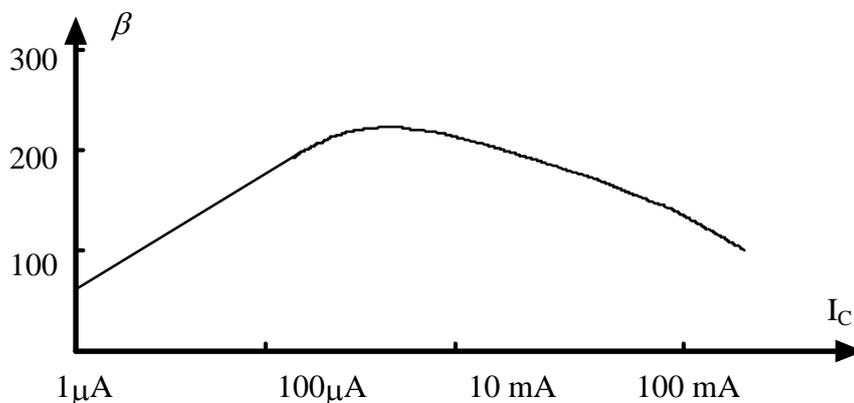


Abb. 7: Typischer Verlauf der Stromverstärkung bei Kleinsignaltransistoren

Nun fehlt noch die Abhängigkeit der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} von der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} , die sogenannte Spannungsrückwirkung, die jedoch äußerst gering ist.

Fassen wir alle Abhängigkeiten zusammen, erhalten wir das in Abb. 8 gezeigte Vier-Quadranten-Mehrfachkennlinienfeld. Mit diesem Kennlinienfeld können wir später alle Eigenschaften von Transistorschaltungen erklären.

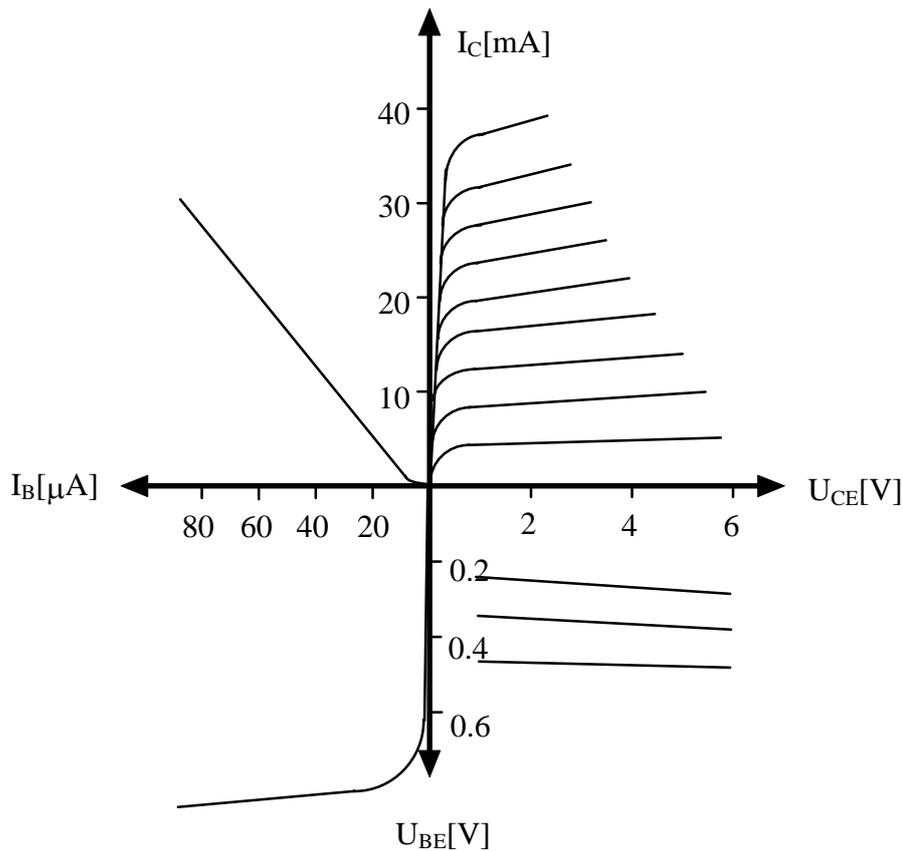


Abb. 8.: Das Vier-Quadranten-Mehrfachkennlinienfeld eines Transistors

Zum Schluß der allgemeinen Erörterungen sind die Betriebsbereiche des Transistors noch einmal in Tabellenform und in einer Graphik (Abb. 9) zusammengefaßt.

Betriebsbereiche	Emitterübergang	Kollektorübergang
Sperrbereich I	Sperrzustand $U_{BE} < U_K$	Sperrzustand $U_{CE} > U_{BE}$, $I_{BC} \approx 0$
normaler aktiver Bereich II	Durchlaßzustand $U_{BE} > U_K$	Sperrzustand $U_{CE} > U_{BE}$, $I_{BC} \approx 0$
Übersteuerungsbereich III	Durchlaßzustand $U_{BE} > U_K$	Durchlaßzustand $U_{CE} < U_{BE}$, $I_{BC} \neq 0$

Tab. 1: Betriebsbereiche des Transistors

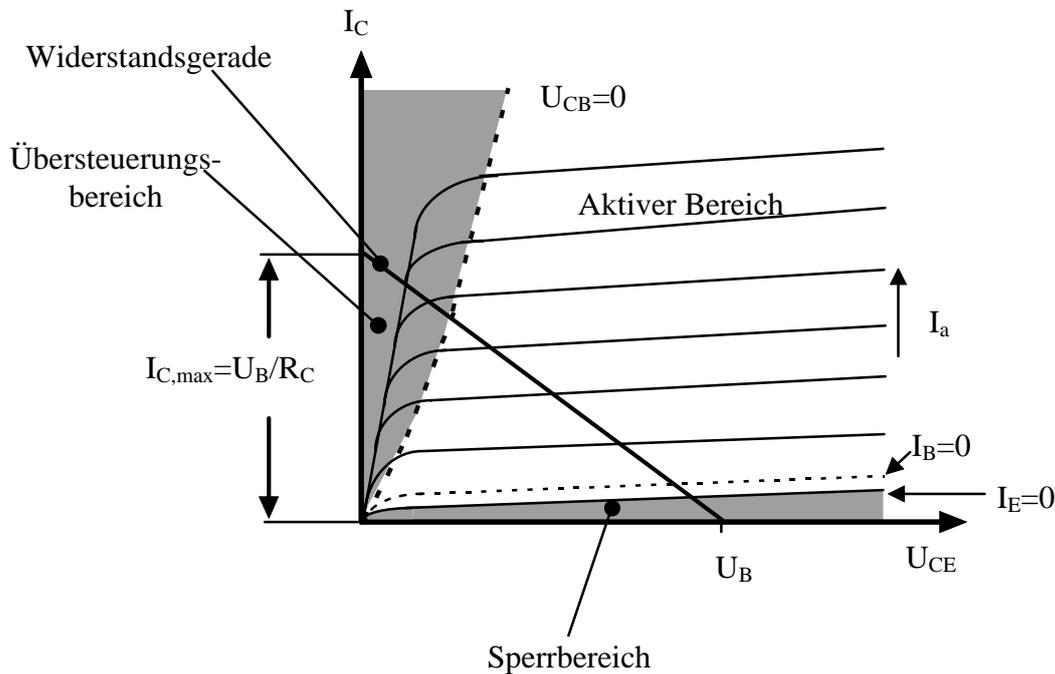


Abb. 9: Betriebsbereiche des Transistors

3.2. Schaltungsmöglichkeiten für den Transistor

Der Transistor ist also ein stromgesteuertes Verstärkungselement. Durch den Basisstrom kann der Kollektorstrom des Transistors gesteuert werden. Um eine verstärkte Spannung zu erhalten, muß man den Strom durch einen äußeren Widerstand fließen lassen und erhält so nach dem Ohmschen Gesetz $U = R_L \cdot I_C$. Dies kann man auf dreierlei Art und Weise realisieren:

1) Basisschaltung:

Die Basis ist der gemeinsame Bezugspunkt der Ein- und Ausgangsspannung, wenn wir die Schaltung als Vierpol betrachten (Abb. 10).

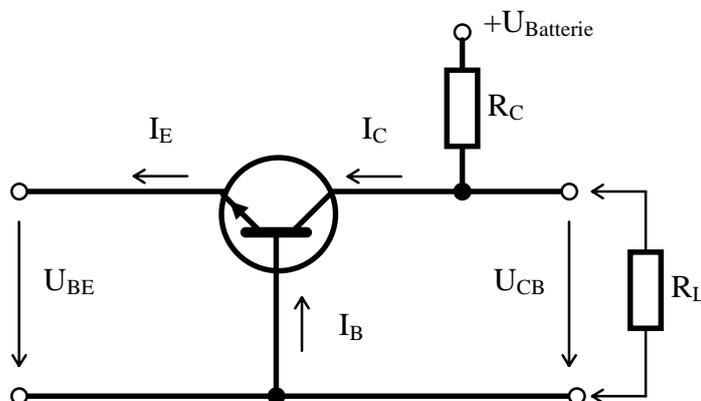


Abb. 10: Basisschaltung

Diese Schaltung wird selten benötigt und soll auch nicht weiter diskutiert werden.

2) Emitterschaltung:

Legt man den Widerstand R in den Kollektorkreis, so erhält man die Emitterschaltung. Der Emittor ist dann der gemeinsame Bezugspunkt für Ein- und Ausgangsspannung (Abb. 11).

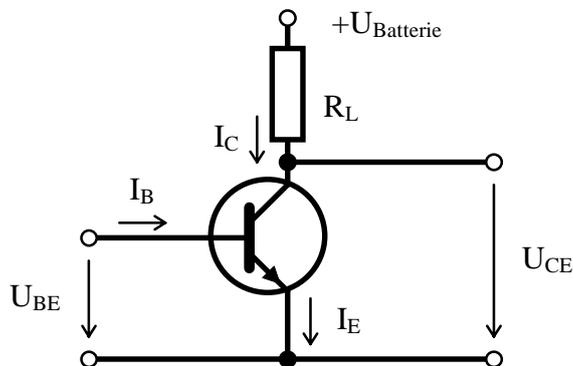


Abb. 11: Emitterschaltung

3) Kollektorschaltung:

Legt man den Widerstand in den Emittorkreis, so erhält man die Kollektorschaltung (Abb. 12). Wie später noch näher erläutert, ist der Kollektor der gemeinsame Bezugspunkt für Ein- und Ausgangsspannung, wenn man diese Schaltung als Vierpol behandelt.

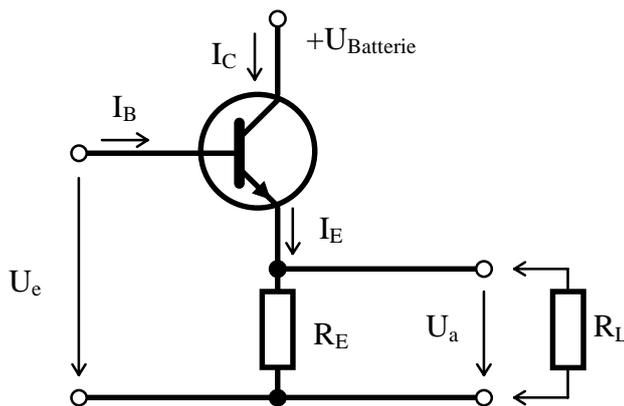


Abb. 12: Kollektorschaltung

Diese beiden letzten wichtigen Grundschaltungen werden im folgenden näher diskutiert. Experimente zur Emitterschaltung wurden im Versuch Elektronik bereits durchgeführt, die Grundlagen dieser Schaltung sollen hier aber noch einmal besprochen werden, da viele Eigenschaften aus der Emitterschaltung bei anderen Schaltungen benutzt werden. Weiterhin soll die Kollektorschaltung diskutiert werden und einige Experimente hierzu sind Gegenstand dieses Versuchs.

3.3. Emitterschaltung (Verstärkerschaltung)

Die Emitterschaltung ist gemäß Abb. 13 aufgebaut.

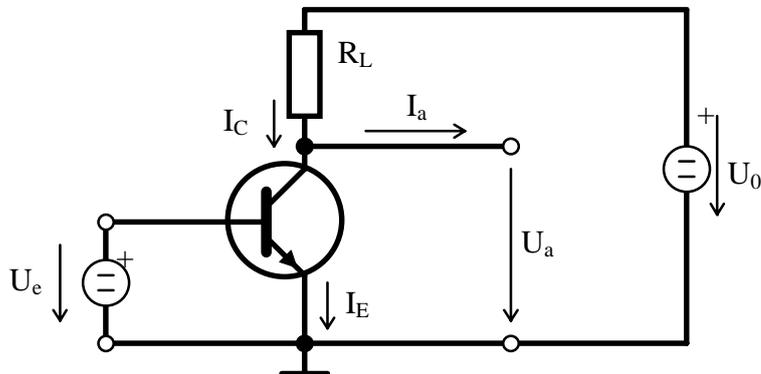


Abb. 13:

Für den Ausgangskreis gilt nach der Maschenregel:

$$U_a = U_0 - R_L \cdot I_C.$$

Die Spannungsverstärkung ist:

$$v_E = \frac{\partial U_a}{\partial U_e}.$$

Ersetzt man U_a durch obigen Ausdruck, und ∂U_e durch $r_{BE} \partial I_B$, so erhält man:

$$v_E = \frac{1}{r_{BE}} \cdot (-R_L \cdot \frac{\partial I_C}{\partial I_B}) = -\frac{\beta \cdot R_L}{r_{BE}}.$$

Wir erhalten somit aus der positiven Eingangsspannung U_e die verstärkte Gleichspannung U_a .

Diesen Sachverhalt können wir uns im Ausgangskennlinienfeld veranschaulichen (Abb. 14).

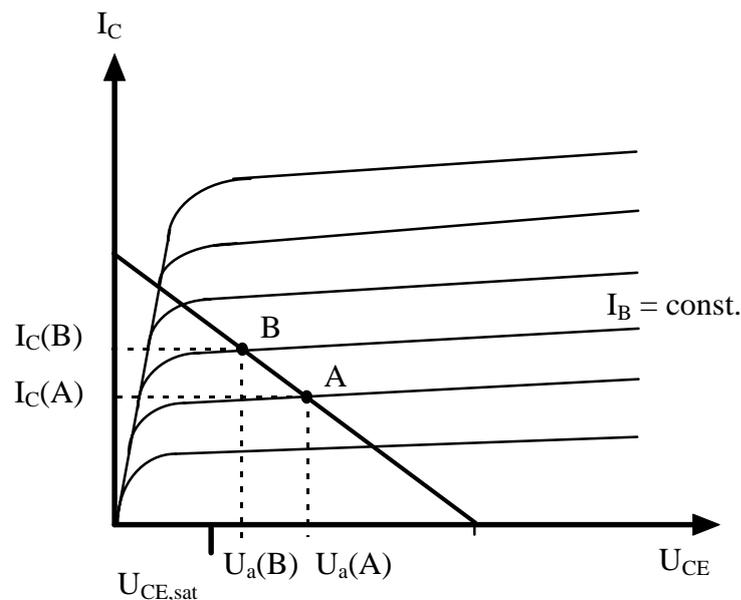


Abb. 14: Ausgangskennlinienfeld

In das Ausgangskennlinienfeld wurde die Widerstandsgerade

$$I_C = \frac{U_0}{R_L} - \frac{1}{R_L} \cdot U_{CE}$$

eingetragen. Der Transistor wird im Arbeitspunkt betrieben. Vergrößern wir U_e , so ändert sich der Basisstrom, der Arbeitspunkt wandert auf der Geraden nach oben und kommt auf eine neue Kurve der Kurvenschar in Abb. 14 zu liegen. Die Ausgangsspannung sinkt. Negative Gleichspannungen können wir nicht verstärken, da dann der Transistor sperrt.

Nun wollen wir sehen, wie man mit dem Transistor Wechselspannungen verstärken kann. Legt man an die Basis eine sinusförmige Wechselspannung wie in Abb. 15 gezeigt,

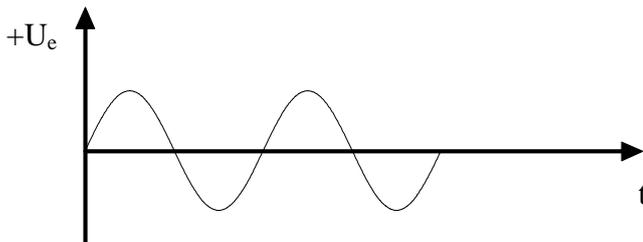


Abb. 15:

so erhalten wir gemäß der Eingangskennlinie (Abb. 15) für den Kollektorstrom folgendes Bild (Abb. 16):

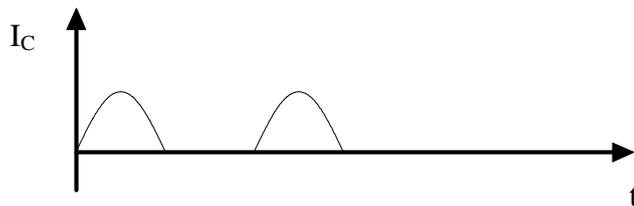


Abb. 16

Es fließt ein Kollektorstrom, wenn die Eingangsspannung 0.7 V übersteigt. Um nun die Wechselspannung unverzerrt zu übertragen, müssen wir dafür Sorge tragen, daß der Transistor nicht in den Sperrzustand übergeht und sich in einem Kennlinienbereich befindet, der einigermaßen linear ist. Dies erreichen wir, indem wir am Eingang zu der Wechselspannung eine genügend große Gleichspannung hinzuaddieren. Das Eingangssignal sieht dann wie in Abb. 17 gezeigt aus.

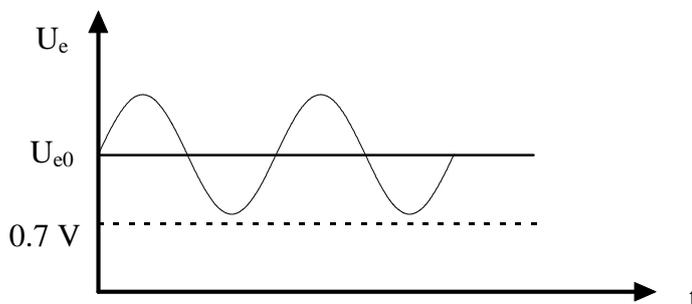


Abb. 17

Ohne Wechselspannungssignal leitet nun der Transistor auf Grund der Vorspannung schon. Es fließt ein Kollektorstrom I_{C0} und man kann die Ausgangsspannung $U_{a0}=U_0-R_L I_{C0}$ abgreifen. Diese Einstellung entspricht einem Arbeitspunkt wie in Abb. 14.

Überlagert man diesem Gleichstrom einen Wechselstrom, so ergeben sich folgende Bilder für den Kollektorstrom (Abb. 18) und die Kollektor-Emitter-Spannung (Abb. 19).

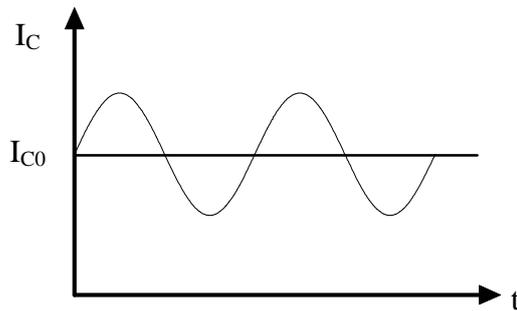


Abb. 18:

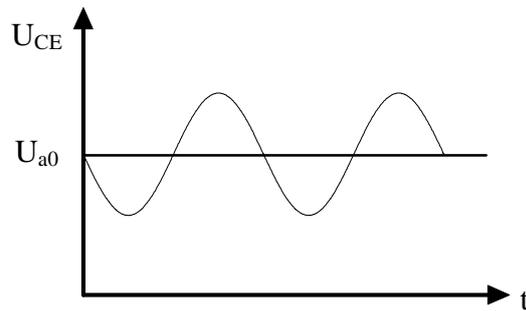


Abb. 19:

Diesen Sachverhalt kann man auch mit dem Vier-Quadranten-Kennlinienfeld veranschaulichen (Abb. 20). Wir befinden uns im Arbeitspunkt A, wenn keine Wechselspannung am Eingang anliegt.

Wir müssen den Arbeitspunkt so legen, daß die Wechselspannung unverzerrt verstärkt wird. Vergrößern wir die Eingangsspannung, so müssen wir A ggf. verschieben. Wir sehen auch, daß es eine Grenze für die größte Eingangsspannung gibt, die wir noch so verstärken können, daß die Form des Ausgangssignals nicht über einen gewissen Grad abweicht. Die größtmögliche Eingangsamplitude kann verarbeitet werden, wenn A ungefähr in der Mitte der Arbeitsgeraden liegt. Einen größeren Aussteuerungsbereich kann man nur noch durch Erhöhen der Betriebsspannung U_0 und Erniedrigung des Arbeitswiderstandes erreichen. Für Kleinsignaltransistoren (Mikrofonverstärker) wird meist nur ein kleiner Bereich der Kennlinie ausgenutzt - um so besser ist dann auch die Linearität des "Verstärkers". Den gewünschten Arbeitspunkt können wir durch einen Basisspannungsteiler einstellen. Wir erhalten somit das komplette Schaltbild für einen Wechselspannungsverstärker (Abb. 21).

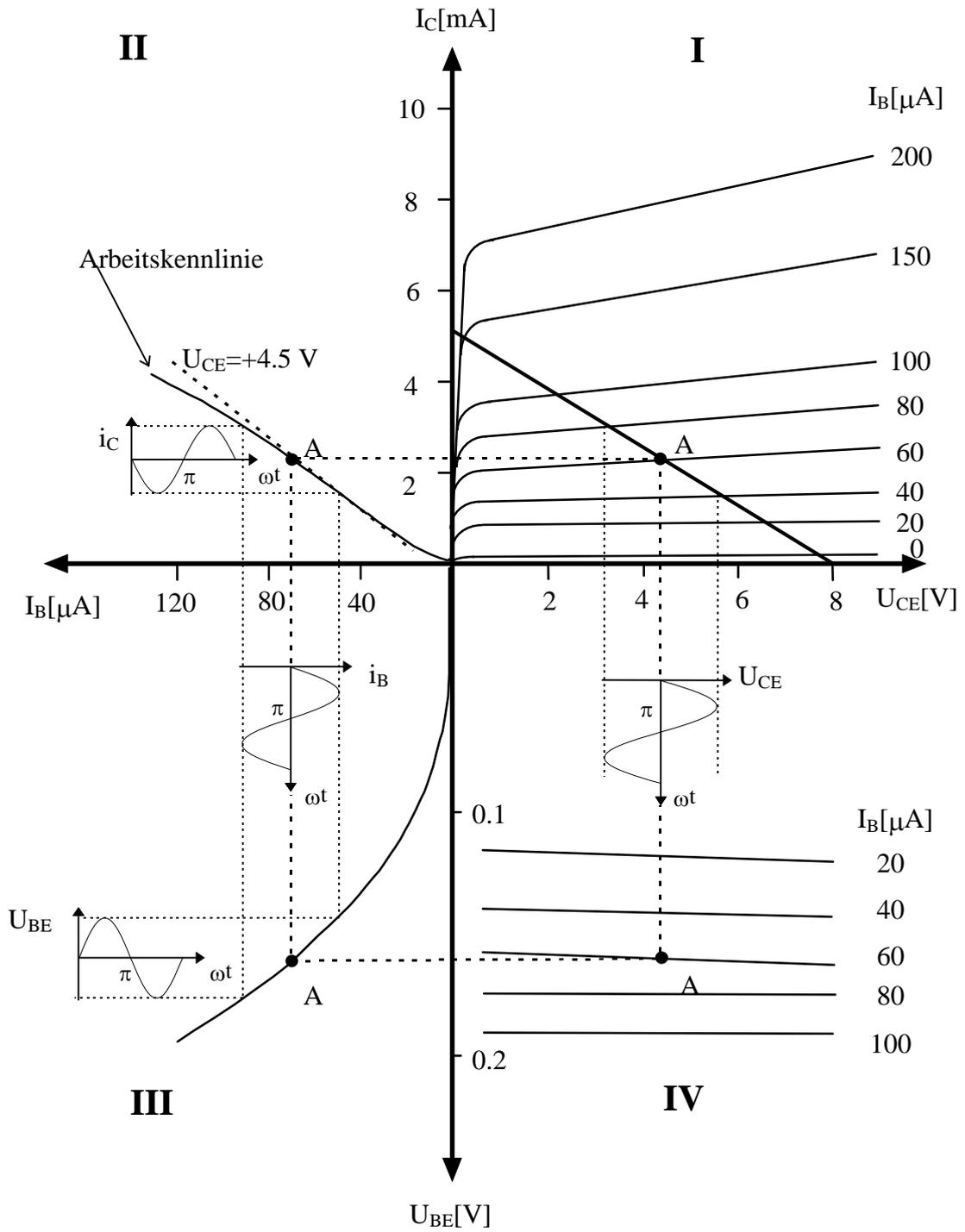


Abb. 20 : Veranschaulichung des Verstärkungsvorgangs im Kennlinienfeld,
A: Arbeitspunkt

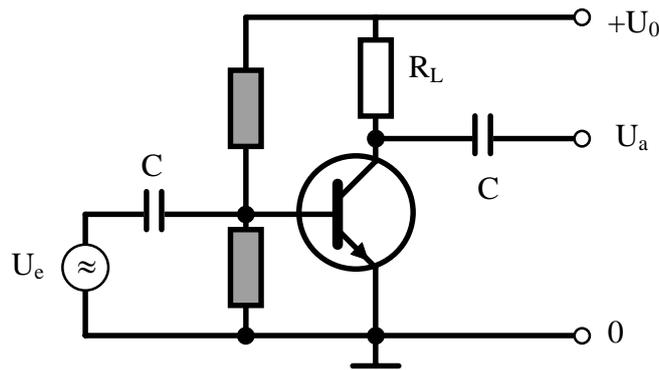


Abb. 21: Wechselspannungsverstärker in Emitterschaltung

Durch den Spannungsteiler fließt ein konstanter Strom I_v zur Basis, hinzu addiert wird ein Wechselstrom I_w aus der Eingangsspannungsquelle. Die Kondensatoren werden dazu benützt, die Wechselspannungen an Eingang und Ausgang ein- bzw. auszukoppeln. Nun wollen wir noch die Stabilität der Verstärkungsschaltung untersuchen. Da alle Kennlinien sowie die Stromverstärkung temperaturabhängig sind, ist der Arbeitspunkt nicht besonders stabil. Außerdem ist die Arbeitspunkteinstellung in Abb. 21 vom Transistorexemplar abhängig. Deshalb baut man meist eine "Stromgegenkopplung" ein (Abb. 22).

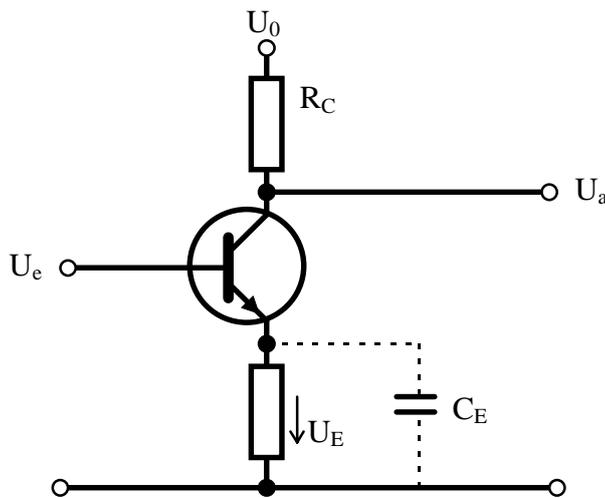


Abb. 22:

Der zusätzliche Emittewiderstand hat folgende Wirkung: Vergrößert man U_e , so vergrößert sich der Kollektorstrom und damit auch die Emitterspannung U_E . Die Änderung von U_{BE} beträgt daher nur einen Bruchteil von ΔU_e , da $U_e = U_{BE} + U_E$ ist. Die auftretende Änderung der Emitterspannung wirkt der Verstärkung von ΔU_e entgegen. Es liegt also eine Gegenkopplung vor. Die Wechselspannungsverstärkung des Verstärkers ist kleiner als in der Grundschaltung (Abb. 21), da ein Teil des Wechselstroms durch den Kollektor am Emittewiderstand abfällt. Um dies zu vermeiden, überbrückt man R_E mit einem Kondensator. Für Wechselspannungen liegt keine Gegenkopplung vor. Die Verstärkung wird wieder größer.

3.4. Kollektorschaltung (Spannungsfolger)

Bei der Kollektorschaltung (Abb. 23) ist der Kollektor, ohne Widerstand direkt auf dem positiven Pol der Betriebsspannung liegend, der gemeinsame Anschluß für Eingangs- und Ausgangskreis. Wechselstrommäßig muß die Spannungsquelle dabei als Kurzschluß betrachtet werden (Abb. 24).

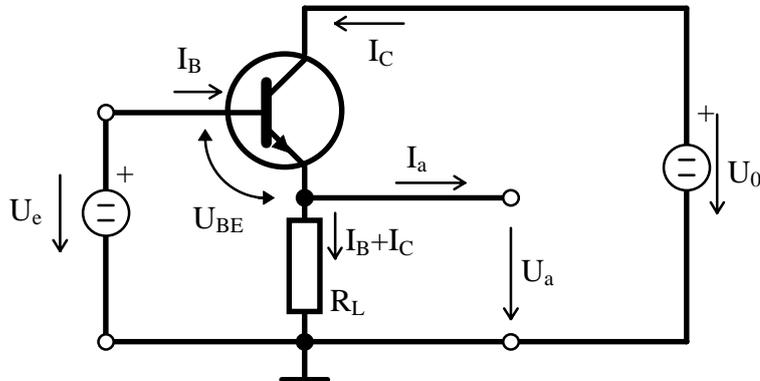


Abb. 23

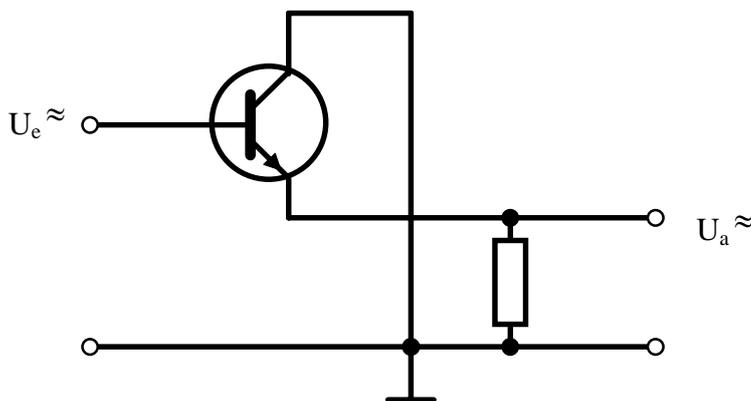


Abb. 24

Die Schaltung arbeitet folgendermaßen. Legt man eine Eingangsspannung $U_e > 0.6V$ an, so fließt ein Kollektorstrom, der an R_E einen Spannungsabfall hervorruft. Die Ausgangsspannung steigt soweit an, daß sich eine Basis-Emitter-Spannung von etwa $0.6V$ einstellt. Die Ausgangsspannung ist dann : $U_a = U_e - U_{BE} \approx U_e - 0.6V$. Es liegt also die um $0.6V$ verminderte Eingangsspannung am Ausgang an. Vergrößert man U_e ,so nimmt der Kollektorstrom zu und somit wird auch der Spannungsabfall an R_E größer. Wegen des steilen Verlaufs der Eingangskennlinie vergrößert sich U_{BE} bei der Zunahme des Kollektorstroms nur geringfügig. Die Ausgangsspannung steigt fast genauso an wie die Eingangsspannung. Daraus ergibt sich eine Spannungsverstärkung $v = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \approx 1$.

Nun betrachten wir die Schaltung etwas genauer. Nach der Maschenregel gilt für den Basis-Emitterkreis:

$$U_e = U_{BE} + U_a = U_{BE} + R_E \cdot (I_C + I_B)$$

Basis- und Kollektorstrom sind durch die Spannungsverstärkung β verknüpft:

$$(1) \quad dI_C = \beta \cdot dI_B$$

Weiterhin gilt:

$$(2) \quad I_E = I_B + I_C = I_B + \beta \cdot I_B = I_B \cdot (\beta + 1)$$

$$dU_a = R dI_E = R \cdot (\beta + 1) dI_B$$

$$dU_e = r_{BE} dI_B + R \cdot (\beta + 1) dI_B$$

Man erhält dann für die Spannungsverstärkung:

$$v = \frac{dU_a}{dU_e} = \frac{R(\beta + 1)}{r_{BE} + R(\beta + 1)} < 1.$$

Da r_{BE} viel kleiner ist als $R \cdot \beta$, kann man es im Nenner meist vernachlässigen. Es wird $v \approx 1$ bei der Kollektorschaltung, wie wir aus der einfachen Überlegung anfangs sahen. Nun betrachten wir den Eingangs- und Ausgangswiderstand der Schaltung. schließen wir an den Emmitter einen externen Verbraucher an, so teilt sich der Emmitterstrom (\approx Kollektorstrom) auf zwei Zweige auf: in einen Strom I_R durch den Emmitterwiderstand R_E und in den Strom I_a durch den Lastwiderstand R_L . Die Schaltung sieht dann wie in Abb. 25 gezeigt aus.

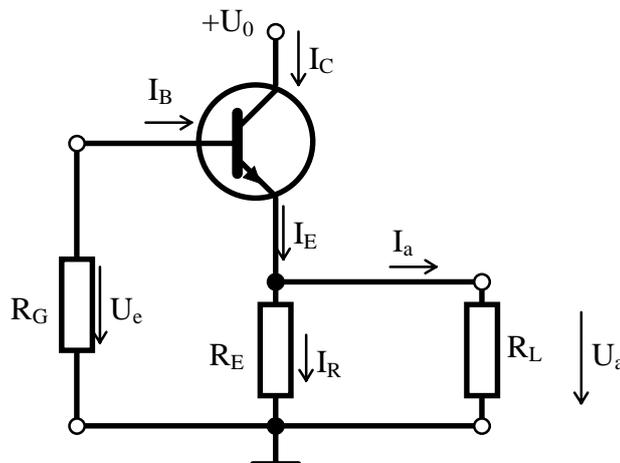


Abb. 25

Man erhält dann für die Stromverzweigung:

$$(3) \quad dI_C = dI_R + dI_a = \frac{dU_a}{R_E} + dI_a$$

Im folgenden wird $I_C = I_E = \beta I_B$ gesetzt. Für die Eingangsspannung U_e erhält man:

$$dU_e = dI_B \cdot r_{BE} + dU_a = -R_G dI_B$$

Daraus folgt

$$(4) \quad -\frac{dU_a}{r_{BE} + R_G} = dI_B$$

(1) und (4) in (3) eingesetzt:

$$\frac{dU_a}{R_E} + dI_a = -dU_a \frac{\beta}{r_{BE} + R_G}$$

Aufgelöst nach U_a :

$$dU_a \cdot \left(\frac{1}{R_E} + \frac{\beta}{r_{BE} + R_G} \right) = -dI_a$$

Es ergibt sich somit folgender Ausgangswiderstand r_a :

$$\frac{1}{r_a} = -\frac{dI_a}{dU_a} = \frac{1}{R_E} + \frac{\beta}{r_{BE} + R_G}, \text{ d.h. } r_a = R_E \parallel \frac{r_{BE} + R_G}{\beta}.$$

Für den Eingangswiderstand gilt nach (2):

$$r_e = \frac{dU_e}{dI_B} = r_{BE} + \beta R_E$$

Arbeitet man mit Wechselspannungen, so muß man zur nötigen Arbeitspunkteinstellung einen Basisspannungsteiler einfügen (Abb. 26).

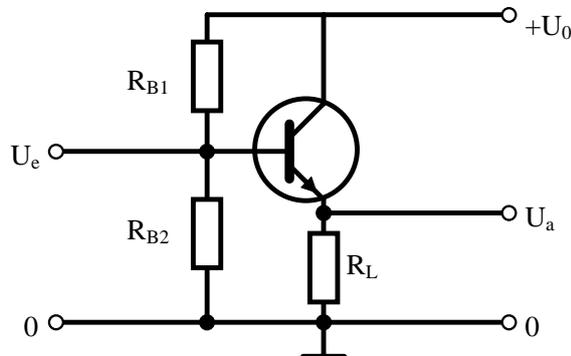


Abb. 26

Damit erniedrigt sich jedoch der Eingangswiderstand zu

$$r_e = (r_{BE} + \beta R_E) \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \quad [/1/ S.104]$$

Wechselstrommäßig sind also R_{B1} und R_{B2} parallel geschaltet zu $(r_{BE} + \beta R_E)$, da die Spannungsquelle U_0 wechselstrommäßig als Kurzschluß betrachtet werden muß. Wir sehen also, daß der Ausgangswiderstand viel kleiner ist als der Eingangswiderstand.

Bilden wir das Verhältnis von

$$\frac{r_e}{r_a} = \frac{dU_e}{dI_B} \cdot \frac{dI_a}{dU_a} = \frac{dU_e}{dU_a} \cdot (\beta + 1) \propto (\beta + 1),$$

so erhalten wir das Ergebnis, daß der Ausgangswiderstand ungefähr um den Stromverstärkungsfaktor β kleiner ist als der Eingangswiderstand.

Um eine maximale Wechselstromsteuerbarkeit zu erhalten, müssen wir $R_{B1} = R_{B2}$ wählen und legen somit das Basispotential auf $1/2 U_0$. Durch den Spannungsteiler wird jedoch die Eingangsimpedanz stark erniedrigt, was oft nicht wünschenswert ist. Deshalb wählt man für einen Wechselspannungsverstärker oft folgende Lösung mit einer positiven und negativen Betriebsspannung. Die Basis liegt somit im Ruhezustand absolut gesehen auf dem Nullpunkt, jedoch auf positiven Potential gegenüber dem Emitter. Der Transistor erhält dadurch seine nötige Vorspannung. Die Anordnung (Abb. 27) benutzen wir auch, wenn wir die Kollektorschaltung als Leistungsverstärker betreiben.

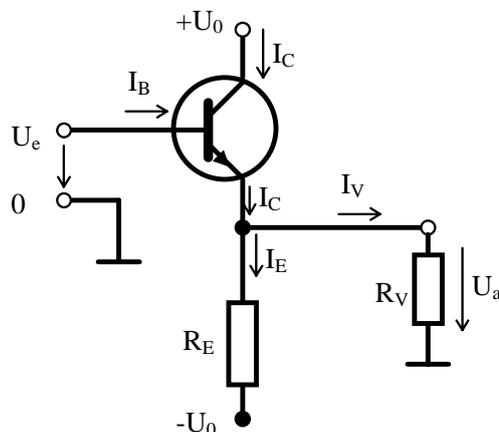


Abb. 27

Wir berechnen nun den Verbrauchswiderstand R_V , bei dem die abgegebene unverzerrte Leistung maximal ist (Leistungsspannung) [1/, 310f]. Steuert man den Transistor zu negativen Spannungen hin aus, liefert R_V einen Teil des Stromes durch R_E . Die untere Aussteuerungsgrenze ist erreicht, wenn der Strom durch den Transistor gleich 0 ist ($I_C=0$). Das ist bei der Spannung

$$U_{a,\min} = -\frac{U_0 R_V}{R_E + R_V}$$

der Fall. Will man um 0V symmetrisch aussteuern, so darf die Amplitude der Ausgangsspannung den Wert

$$\hat{U}_{a,\max} = \frac{U_0 R_V}{R_E + R_V}$$

nicht überschreiten.

Die an R_V abgegebene Leistung beträgt dann

$$P_V = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{a,\max}^2}{R_V}$$

$$\text{Mit (5) folgt : } P_V = \frac{U_0^2 \cdot R_V}{2(R_E + R_V)^2}$$

Aus $\frac{dP_V}{dR_V} = 0$ (Maximum der Kurve $P_V=P_V(R_V)$) folgt, daß die Leistung für $R_V=R_E$

maximal ist und den Wert $P_{V,\max} = \frac{U_0^2}{8R_E}$ hat.

Die Gesamtverlustleistung der Schaltung ist dann:

$$P_{\text{total}} = P_T + P_E + P_V \quad \begin{array}{l} \text{mit } P_T \text{ Leistung am Transistor} \\ P_E \text{ Leistung am Emitterwiderstand} \\ P_V \text{ Leistung am Verbraucher} \end{array}$$

Sie ist unabhängig von der sinusförmigen Eingangsspannung und der Aussteuerung.

Der zeitliche Mittelwert eines sinusförmigen Stroms ist gleich 0. Es bleibt nur noch ein Gleichspannungsanteil, der dem Ruhestrom im Arbeitspunkt entspricht (vgl. Abb. 28).

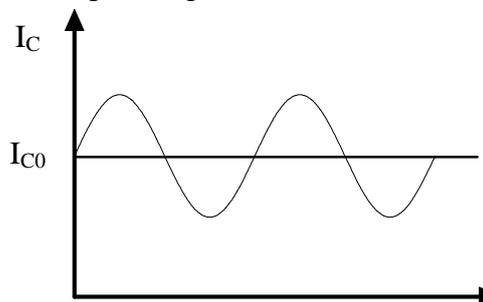


Abb. 28

Der maximale Strom, den die Schaltung aufnimmt, ist gleich dem Strom, der schon ohne Aussteuerung ($U_e=0$) fließt. Bei Leistungsanpassung ($R_E=R_V$) fließt dann der Gesamtstrom:

$$I_C = I_E + I_V = \frac{2U_0}{R_E}$$

Die Gesamtleistung ist dann:

$$P_{\text{total}} = U_0 \cdot I_C = 2 \frac{U_0^2}{R_E}$$

Der Wirkungsgrad, das Verhältnis der an den Verbraucher abgegebenen Leistung zu der aufgenommenen Leistung, ist dann

$$\eta = \frac{P_{V,\text{max}}}{P_{\text{total}}} = \frac{\frac{U_0^2}{8R_E}}{2 \frac{U_0^2}{R_E}} = \frac{1}{16} = 6.25\%$$

Der Wirkungsgrad ist also schlecht, und ohne sinusförmige Aussteuerung wird schon ein Großteil der Leistung in der Schaltung selbst verbraucht. Es kann über R_E nur ein begrenzter Ausgangsstrom fließen. Deshalb sucht man nach anderen Lösungen.

3.5. Gegentakt-B-Verstärker

Größere Ausgangsleistungen kann man erzielen, wenn man R_E durch einen weiteren Emitterfolger ersetzt (Abb. 29).

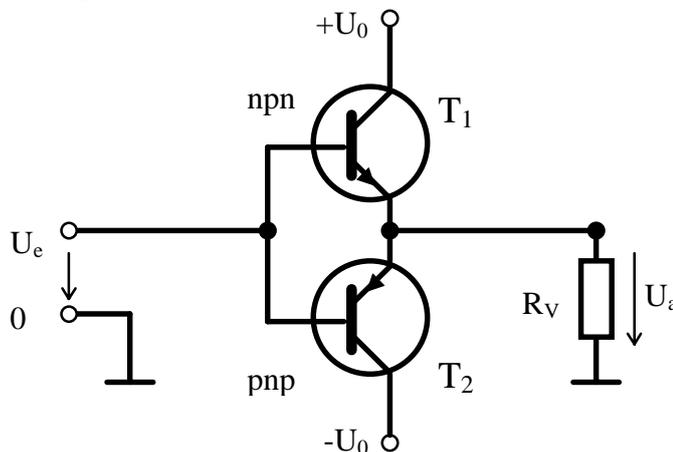


Abb. 29

Bei positiven Eingangsspannungen arbeitet T_1 als Emitterfolger, bei negativen arbeitet T_2 als Emitterfolger. Beide Transistoren leiten je eine halbe Periode. Die positive Halbwelle des Eingangssignals wird von dem npn-Transistor verstärkt, die negative vom pnp-Transistor. Beide Transistoren arbeiten im „Gegentakt-B-Betrieb“. Für $U_e=0$ sperren beide Transistoren, es fließt kein Ruhestrom, die Leistungsaufnahme ist dementsprechend gleich Null. Bei Aussteuerung ist der aus der Stromquelle entnommene Strom gleich dem Ausgangsstrom. Der Wirkungsgrad ist also schon rein qualitativ besser als beim normalen Emitterfolger. Man kann den Ausgang bei jeder Belastung zwischen $\pm U_0$ aussteuern, da die Transistoren den Ausgangsstrom nicht begrenzen. (Beim normalen Emitterfolger hat R_E den Strom z.B. bei der negativen Halbwelle begrenzt, auch wenn R_V kleiner wurde.)

Die Ausgangsleistung ist umgekehrt proportional zu R_V und hat keinen Extremwert bei irgendeinem R_V . Es gibt keine Leistungsanpassung. Die maximale Ausgangsleistung wird nur durch die maximalen Spitzenströme und die Verlustleistung der Transistoren bestimmt. Sie beträgt bei sinusförmiger Vollaussteuerung

$$P_V = \frac{U_a^2}{2R_V}$$

Die Verlustleistung eines Transistors ist

$$P_{T_1} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} (U_0 - U_a(t)) \cdot \frac{U_a(t)}{R_v} dt .$$

Die Leistung des anderen Transistors ist aus Symmetriegründen gleich groß. Für sinusförmige Aussteuerung, $U_a = \hat{U}_a \cdot \sin(\omega t)$ ergibt sich für das obige Integral:

$$P_{T_1} = \frac{1}{R_v} \cdot \left(\frac{\hat{U}_a U_0}{\pi} - \frac{\hat{U}_a^2}{4} \right) .$$

Für $\hat{U}_a = 0$ ist $P_{T_1} = 0$.

Für $\hat{U}_a = U_0$ (Vollaussteuerung) ergibt sich:

$$P_{T_1} = \frac{1}{R_v} \cdot \left(\frac{U_0^2}{\pi} - \frac{U_0^2}{4} \right) = \frac{U_0^2}{R_v} \cdot 0.0685 .$$

Der Wirkungsgrad der Gesamtschaltung ist also:

$$\eta = \frac{P_v}{P_{\text{total}}} = \frac{P_v}{2P_{T_1} + P_v} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{U}_a}{U_0} \cong 0.785 \cdot \frac{\hat{U}_a}{U_0} , \text{ bei Vollaussteuerung } (\hat{U}_a = U_0) \text{ folgt der}$$

Wirkungsgrad $\eta \cong 78.5\%$.

Ein Nachteil dieser Schaltung ist, daß die Transistoren erst oberhalb der Schwellspannung leitend werden. Die Ausgangsspannung ist also verzerrt und hat eine Lücke beim Nulldurchgang der Sinusspannung. Deshalb muß man für den praktischen Betrieb die Schaltung etwas modifizieren. Man muß den Arbeitspunkt um 0.7V anheben, damit in dem Bereich der sinusförmigen Spannung von 0V bis 0.7V auch ein proportionaler Strom fließen kann (ähnlich wie im normalen Verstärkerbetrieb).

Diese Arbeitspunkteinstellung erreicht man durch folgenden Spannungsteiler (Abb. 30) für einen Transistor.

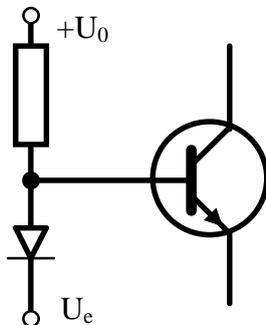


Abb. 30

Durch die Diode fließt solch ein zusätzlicher Strom, daß an ihr eine Spannung von 0.7V abfällt. Es ergibt sich also folgende Gesamtschaltung (Abb. 31):

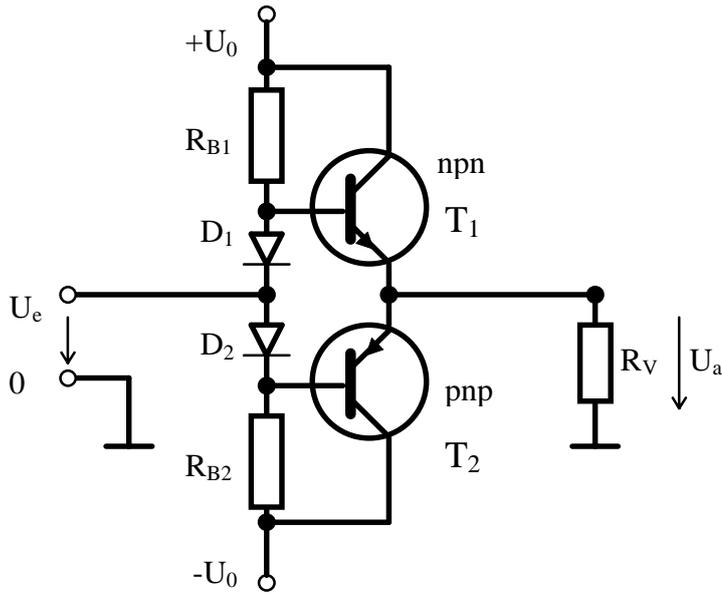


Abb. 31

3.6. Konstantspannungsquelle

Eine Gleichstromanwendung der Kollektorschaltung, bei der auch die Impedanzwandlung eine Rolle spielt, ist die Erzeugung einer von der Last und der Eingangsspannung unabhängigen konstanten Spannungsquelle. Legt man an die Basis der Kollektorschaltung eine konstante Spannung an, so ist die Emitterspannung $U_E = U_B - U_{BE} \approx U_B - 0.7V$.

Der Vorteil dieser Spannungsquelle ist erstens, daß ihr ein großer Strom entnommen werden kann (die Referenzspannungsquelle ZD ist meistens nicht stark belastbar), und zweitens werden Schwankungen von Last- und Betriebsspannung ausgeregelt. Zu beachten ist, daß ein erheblicher Teil der von der Betriebsspannungsquelle gelieferten Leistung im Transistor verbraucht wird.

Als Referenzspannung benutzt man meist die an einer Zehnerdiode mit Vorwiderstand abfallende Spannung (siehe Elektronik I). Dabei muß durch den Vorwiderstand der benötigte Basisstrom fließen können. Der Ausgangsstrom ist dann $I_E = (B+1)I_B$, wegen $I_E = I_C + I_B$. Es ergibt sich folgende Schaltung (Abb. 32):

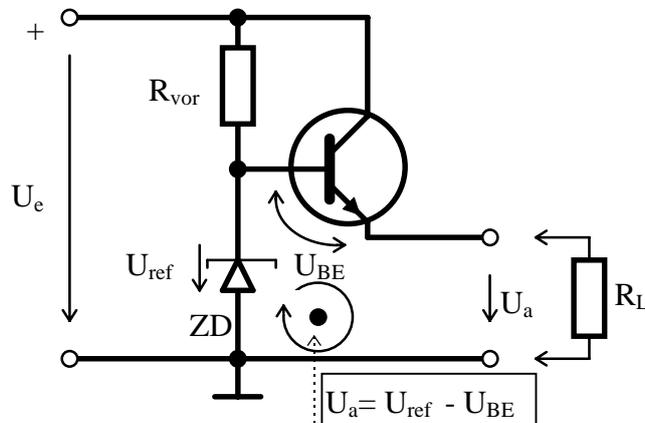


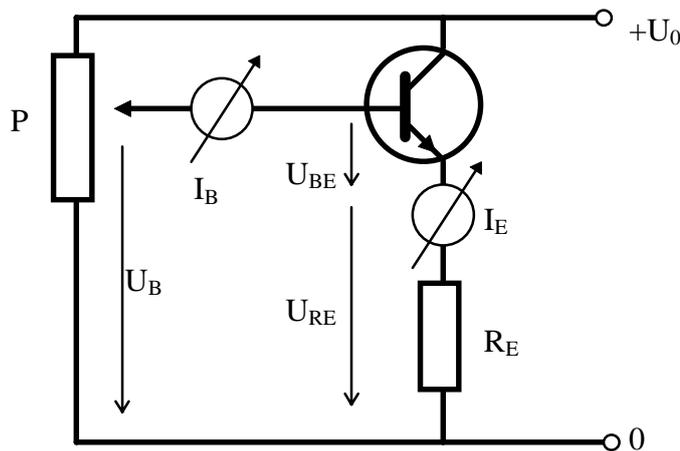
Abb. 32

4. Versuchsdurchführung

Aufgabe 1 (Kollektorschaltung):

a) Man nehme die Gleichstromverstärkung B als Funktion des Emittersstroms I_E auf und zeichne diese Funktion.

Schaltung: Schaltbrett A

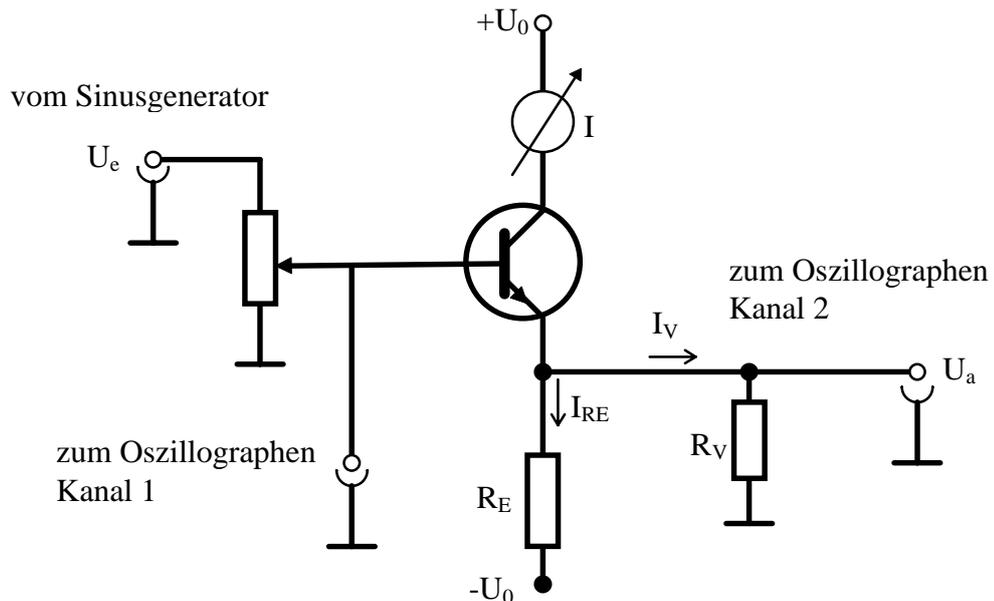


Messung: Den benötigten Basisstrom stellt man mit dem Potentiometer P ein.

b) Man berechne den Basis- und Emittewiderstand r_{BE} des Transistors im optimalen Arbeitspunkt ($U_B = 1/2 U_0$) mit Hilfe des in Aufgabe 1a ermittelten B . Mit diesem r_{BE} berechne man den Eingangs- und Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung für $R_E = 470 \Omega$. Potentiometer $P = 100 \text{ k}\Omega$.

Aufgabe 2 (Kollektorschaltung als Leistungsverstärker):

Schaltung: Schaltbrett B

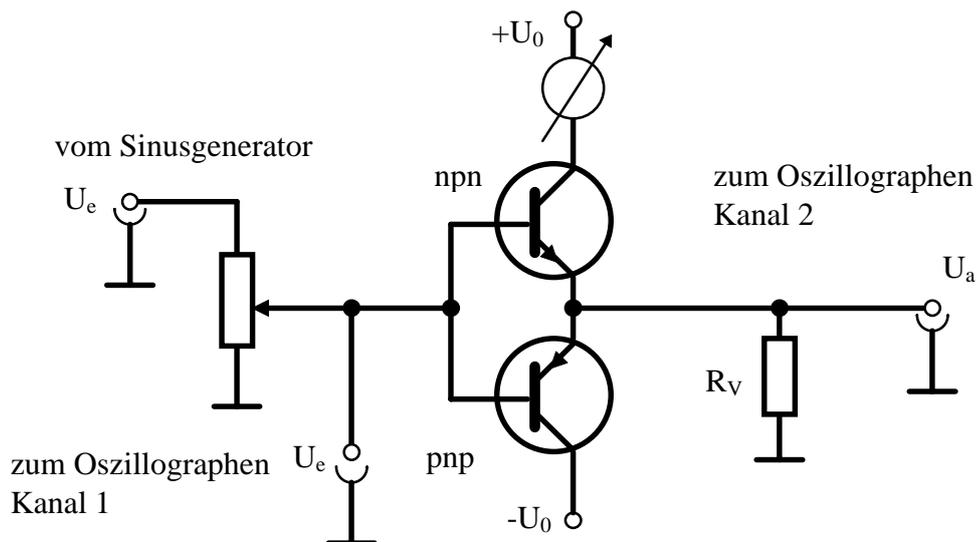


a) Man überzeuge sich, daß die Wechselspannungsverstärkung der Kollektorschaltung von R_V unabhängig und gleich 1 ist.

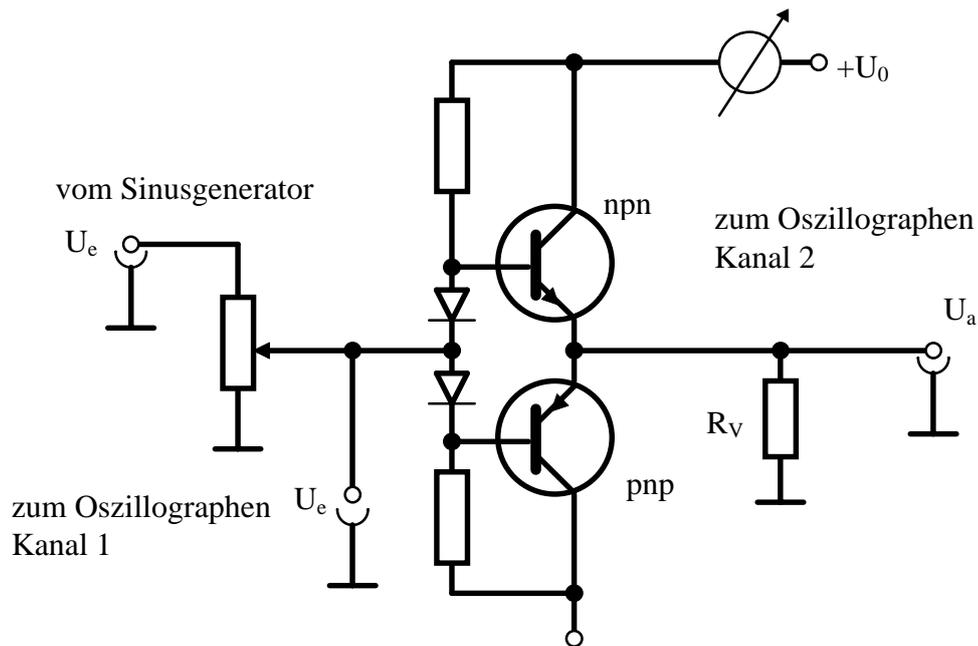
- b) Wie groß ist die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangswechselspannung? (Man versuche dazu auf dem Oszillographen beide Spannungen zur Deckung zu bringen).
- c) Man nehme die Übertragungskennlinie dynamisch auf. (Dazu lege man U_e auf die X-Platten und U_a auf die Y-Platten des Oszillographen!) Zeichnung!
- d) Man bestimme die an den Verbraucher R_V abgegebene Leistung P_V als Funktion von R_V (Zeichnung!). Man steuere dazu den Verstärker immer voll aus! Wann ist die an R_V abgegebene Leistung maximal? Wie groß ist R_E ? Man bestimme gleichzeitig die von der Schaltung insgesamt aufgenommene Leistung für verschiedene R_V und ermittle daraus den Wirkungsgrad der Kollektorschaltung als Leistungsverstärker. Man vergleiche diese Werte mit der Theorie!
- Messung: Man messe gleichzeitig den aus der positiven Spannungsquelle aufgenommenen Strom I mit einem Gleichstrommessgerät und die an R_V abfallende Wechselspannung mit Hilfe eines Zweistrahloszillographen. Die variable Eingangsspannung (1000 Hz) gebe man auf den anderen Kanal.
- Anmerkung: Man überlege sich, wie groß die Gesamtstromaufnahme der Schaltung ist.

Aufgabe 3 (Gegentakt-B-Verstärker):

Schaltung: Schaltbrett B



- a) Man nehme die Übertragungskennlinie $U_a = f(U_e)$ dieser Schaltung auf. (Oszillograph im X-Y-Betrieb)
- b) Man verändere U_e und betrachte U_a auf dem Oszillographen.
- c) Man baue folgende, verbesserte Schaltung auf (Schaltbrett B):

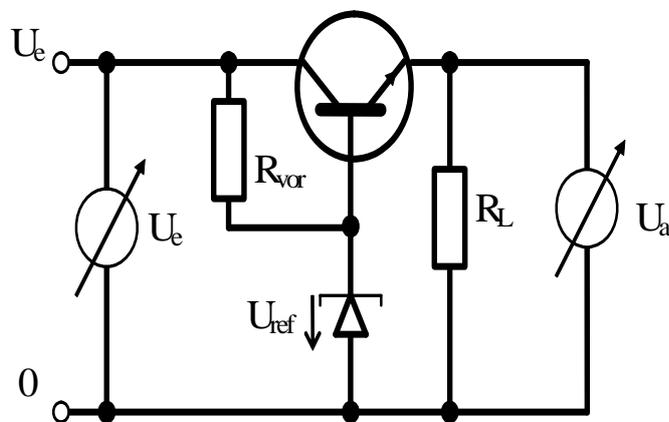


Man bestimme den Wirkungsgrad dieser Schaltung als Funktion des Widerstandes R_V .

Man führe die Messung wie in Aufgabe 2 durch!

Aufgabe 4 (Spannungsstabilisierung):

Schaltung: Schaltbrett A mit variabler Spannungsquelle U_e (0-15 Volt)



- Man variiere U_e bei konstantem R_L und zeichne die Kurve $U_a = f(U_e)$.
- Man verändere R_L bei konstantem $U_e = 10\text{ Volt}$ und zeichne die Kurve $I_a = f(R_L)$.
- Man bestimme in Aufgabe a) und b) jeweils die am Transistor und Lastwiderstand verbrauchte Leistung und trage sie in obige Graphiken ein.
- Wo liegen die Grenzen der Stabilisierungsschaltung in Bezug auf Spannungen und Ströme?
- Wie kann man die konstant zu haltende Ausgangsspannung einstellbar machen?

BEMERKUNG: Für die Daten aller Schaltungen siehe Anhang!

5. Anhang:**Schaltbrett A:**

R _E	1	1000 Ohm
	2	3900 Ohm
	3	470 Ohm

R _L	1	125 Ohm
	2	65 Ohm
	3	56 Ohm
	4	47 Ohm
	5	39 Ohm
	6	33 Ohm
	7	27 Ohm
	8	22 Ohm
	9	15 Ohm

P		100kOhm
---	--	---------

Schaltbrett B:

R _V	1	39 Ohm
	2	50 Ohm
	3	82 Ohm
	4	100 Ohm
	5	140 Ohm
	6	220 Ohm
	7	330 Ohm