

**Versuche P1-50,51,52**

# **Transistorgrundschaltungen Versuchsvorbereitung**

Thomas Keck, Gruppe: Mo-3  
Karlsruhe Institut für Technologie, Bachelor Physik

Versuchstag: 13.12.2010

## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Halbleiter</b>	<b>3</b>
1.1 Dotierung . . . . .	3
1.2 Diode . . . . .	3
1.3 Transistor . . . . .	4
1.4 Transistorschaltungen . . . . .	5
1.5 Messung der Ein- und Ausgangsimpedanz . . . . .	7
1.6 Überlagerungstheorem . . . . .	8
<b>2 Aufgaben</b>	<b>8</b>
2.1 Transistorkennlinien . . . . .	8
2.2 Überlagerungstheorem . . . . .	8
2.3 Transistorschaltungen . . . . .	9
2.3.1 Transistor als Schalter . . . . .	9
2.3.2 Verstärker in Emitterschaltung . . . . .	10
2.3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung . . . . .	10
<b>Literatur</b>	<b>11</b>

# 1 Halbleiter

## 1.1 Dotierung

Halbleiter wie z.B. Silizium und Germanium besitzen eine geringe Leitfähigkeit, diese kann jedoch drastisch erhöht werden indem Fremdatome in den Kristall eingefügt werden. Der Kristall der üblicherweise Gitterplätze mit 4 bindenden Elektronenpaaren besitzt, wird durch gezielte Verunreinigung durch 3 wertige (p-Dotierung) Fremdatome wie z.B. Bor und Indium oder durch 5 wertige (n-Dotierung) Fremdatome wie z.B. Arsen und Phosphor, leitend gemacht, da durch die Gittereffekte entweder positive Elektronenlücken oder negative Elektronen als Ladungsträger zur Verfügung stehen.

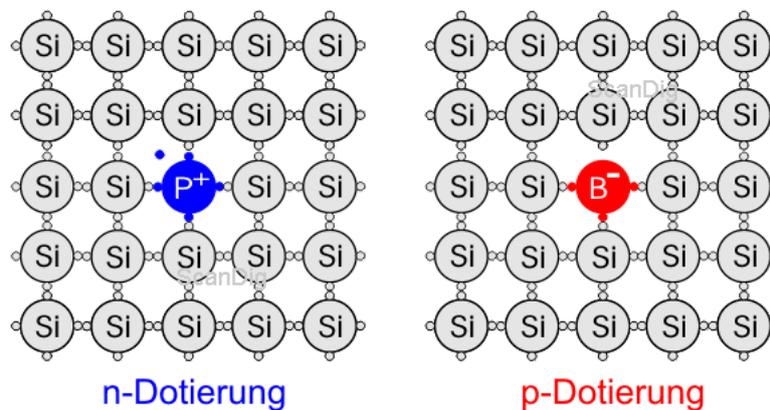


Abbildung 1: p und n Dotierung in Halbleitern

## 1.2 Diode

Verbindet man eine p und eine n dotierte Halbleiterschicht, so wandern die freien negativen Ladungsträger der n Schicht in die Lücken der p Schicht, bis die sich aufbauende Gegenspannung den Prozess stoppt. Zurück bleibt eine an Ladungsträgern verarmte Sperrschicht. Man nennt dieses Bauelement eine Diode.

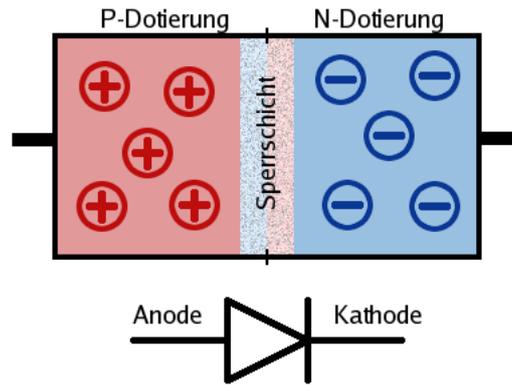


Abbildung 2: Diode - Schematisch und als Schaltsymbol

Legt man nun eine äußere Spannungsquelle mit dem positiven Pol an die n-Seite und negativen an der p-Seite (Polung in Sperrichtung), so werden die restlichen Ladungsträger aus der Sperrschicht abgezogen bis die Diode vollständig sperrt. Es fließt keine Ladung mehr, da keine Ladungsträger in der verarmten Sperrschicht vorhanden sind. Den schwachen Sperrstrom aufgrund von thermischen Prozessen die doch wieder Ladungsträger erzeugen kann man meist vernachlässigen.

Im umgekehrten Fall, bei negativem Pol der äußeren Spannungsquelle an der n-Seite, und positiver Pol an der p-Seite (Polung in Durchlaßrichtung) werden die negativen Ladungsträger aus den Lücken der p-Schicht gezogen, neue Ladungsträger von der n-Schicht können nachrücken und ein stark spannungsabhängiger Durchlassstrom fließt durch die Diode.

Die Diodenkennlinie kann durch folgende Gesetzmäßigkeit näherungsweise beschrieben werden:

$$I(U) = I_s \cdot \left( e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) \quad (1)$$

Die Konstante  $I_s$  hängt von der Diode ab, die Konstante  $U_T$  hat den ungefähren Wert 40mV.

### 1.3 Transistor

Ein Transistor besteht im Prinzip aus 2 Dioden, die sich eine Schicht teilen. Der im Praktikum untersuchte npn Transistor besitzt dabei eine n-Schicht, Emitter genannt, eine p-Schicht Basis genannt. Diese bilden zusammen die B-E-Diode. Die Basis und eine weitere n-Schicht, Kollektor genannt, bilden die B-C Diode.

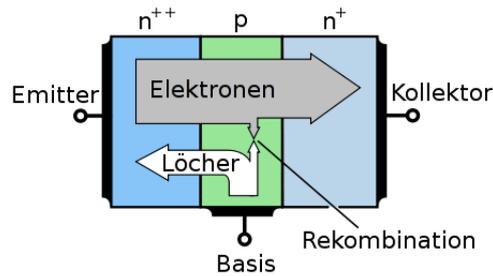


Abbildung 3: Transistor

Nun ist die B-E-Diode in Durchlassrichtung gepolt und die B-C-Diode in Sperrrichtung, durch geschickte Geometrie des Transistors kann jedoch vom Emitter zum Kollektor ein großer Strom  $I_C$  fließen sobald durch die B-E-Diode ein kleiner Steuerungstrom  $I_B$  fließt.

Im Praktikum werden die verschiedenen Kennlinien des Transistors bestimmt, die die verschiedenen Abhängigkeiten von Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$ , Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$ , Basisstrom  $I_B$  und Kollektorstrom  $I_C$  beschreiben.

**Eingangskennlinie** Hier wird der Steuerstrom in Abhängigkeit von der Steuerspannung  $I_B(U_{BE})$  aufgetragen, wegen der geringen Abhängigkeit von  $U_{CE}$  reicht hier eine Kennlinie aus. Aus der Steigung dieser Kurve, kann man den jeweiligen dynamischen Basis-Emitter-Widerstand  $r_b = \frac{u_{be}}{i_b}$  bestimmen. Aus 1 folgt durch Differenzieren:  $r_b \approx \frac{U_T}{I_B}$ .

**Ausgangskennlinie** Hier wird für verschiedene Basisströme der Kollektor-Emitter-Strom  $I_C$  in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung aufgetragen  $I_C(U_{CE})$ . Dabei interessiert uns im Praktikum nur der Arbeitsbereich bei größeren  $U_{CE}$  für die die Kurven getrennt für die einzelnen  $I_B$  sehr flach verlaufen. Aus der Steigung dieser Kennlinie kann man den dynamischen Kollektor-Emitter-Widerstand  $r_c = \frac{u_{ce}}{i_c}$  bestimmen, die für die verschiedenen  $U_{CE}$  als Konstant angenommen werden kann, und damit eine vom Betriebszustand unabhängige Kenngröße des Transistors darstellt.

**Steuerkennlinie** Diese Kennlinie gibt die Abhängigkeit des großen Kollektorstroms von dem kleinen Steuerstrom durch die Basis an  $I_C(I_B)$ , auch hier reicht eine Kennlinie für ein  $U_{CE}$  im Arbeitsbereich aus. Die Steuerkennlinie ist für die meisten Transistoren eine Ursprungsgerade. Die Steigung dieser Geraden gibt gerade den Verstärkungsfaktor  $\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{i_c}{i_b}$  an.

## 1.4 Transistorschaltungen

Transistorschaltungen werden für unterschiedliche Aufgaben verwendet, als Schalter, zur Spannungsverstärkung, Leistungsverstärkung und als Impedanzwandler. Für eine gewählte Schaltung interessieren neben den Transistorkenngrößen vor allem die Schaltungskenngrößen, hierzu

zählen: Der Spannungsverstärkungsfaktor  $v$ , die Eingangsimpedanz  $Z_e$  und die Ausgangsimpedanz  $Z_a$ .

**Emitterschaltung** Die Emitterschaltung ist eine Grundschaltung, sie dient zur Spannungsverstärkung und gelegentlich auch als Schalter. In [Vorbereitungshilfe, Bild 2] sieht man das zugehörige Schaltbild. Die Spannungsquelle  $U$  dient zur Einstellung der Ruhespannung am Transistor, sie ist so zu wählen, dass der Transistor bei den auftretenden Eingangsspannungen immer im Arbeitsbereich (siehe Ausgangskennlinie) bleibt. Die beiden Koppel-Kondensatoren halten diese Ruhespannungen von den Ein und Ausgängen der Schaltung fern. Diese müssen als frequenzabhängige Spannungsteiler groß genug dimensioniert werden um das Ein bzw. Ausgangssignal nicht unzulässig zu verändern. Der Arbeitswiderstand  $R_C$  bewirkt eine größere Verstärkung und einen geringeren Stromverbrauch je höher dieser ist, für kleinere  $R_C$  lassen sich jedoch höhere Frequenzen verarbeiten. Es gilt  $U_{CE} = U - I_C \cdot R_C$ .

Aus den Ersatzschaltbildern für die Emitterschaltung und dem Überlagerungstheorem werden in der Vorbereitungshilfe folgende Formeln hergeleitet:

$$i_B = \frac{U_e}{R_B + r_B} \quad (2)$$

$$u_a = -\beta \cdot i_B \cdot \left( \frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C} \right)^{-1} \quad (3)$$

$$v = \frac{-\beta \left( \frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C} \right)^{-1}}{R_B + r_B} \quad (4)$$

$$Z_e = R_B + r_B \quad (5)$$

$$Z_a = \left( \frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C} \right)^{-1} \quad (6)$$

Probleme ergeben sich bei dieser Schaltung durch die Starke Abhängigkeit des Verstärkungsfaktor von  $r_B$  welches nur in einer geringen Umgebung des Arbeitspunktes als Konstant angenommen werden kann. Ausgleichen kann man dies über einen höheren Widerstand  $R_B$  an der Basis des Transistors, dadurch wird jedoch auch die Verstärkung geringer. Weiterhin ist die Emitterschaltung stark von den spezifischen Transistoreigenschaften abhängig, um dies zu vermeiden gibt es sogenannte Verstärkungsschaltungen mit Gegenkopplung bei denen vor den Emitter ein weiterer Widerstand  $R_E$  eingefügt wird. In der Vorbereitungshilfe wird über eine Näherungen der Verstärkungsfaktor dieser Schaltung mit folgender Formel angegeben:

$$v = -\frac{R_C}{R_E} \quad (7)$$

Die Verstärkung ist also nicht mehr abhängig von den Transistoreigenschaften.

**RC-Oszillator** Beim RC-Oszillator [Vorbereitungshilfe, Bild 12] wird statt einer gegenkopplenden Rückkopplung eine Mitkoppelnde verwendet. Dies wird erreicht indem das Ausgangssignal um 180 Grad phasenverschoben wieder auf den Eingang zurückgeleitet wird, es kommt

so zu Schwingungen wenn die Schleifenverstärkung ungefähr 1 ist. Die Schleifenverstärkung ist dabei das Produkt aus Verstärkung der Emitterschaltung und Abschwächung durch die RC-Glieder die als Phasenschieber dienen.

Nur für eine bestimmte Frequenz beträgt die Phasenverschiebung dabei die geforderten 180 Grad, da die RC-Glieder frequenzabhängige Spannungsteiler sind. Da mit wachsender Phasenverschiebung die Ausgangsspannung immer kleiner wird, werden wenigstens 3 RC-Glieder benötigt, um die geforderten 180 Grad bei nicht allzu großen Verlusten, d.h. Schleifenverstärkung etwa 1, zu erfüllen.

In der Vorbereitungshilfe wurde der Abschwächungsfaktor für eine Eingangsspannung  $u_1$  hergeleitet, sie beträgt im Falle der gewünschten Phasenverschiebung von 180 Grad (Imaginärteil muss verschwinden):

$$\frac{u_1}{u_2} = 1 - \frac{5}{(\omega \cdot R \cdot C)^2} \quad (8)$$

$$\omega = \frac{1}{R \cdot C \cdot \sqrt{6}} \quad (9)$$

Dies gilt jedoch nur für die unbelastete RC-Kette, die Leerlaufverstärkung sollte daher wesentlich größer sein, als die geforderte Schleifenverstärkung im belasteten Zustand von 1.

## 1.5 Messung der Ein- und Ausgangsimpedanz

Die Messung der Eingangsimpedanz erfolgt über einen Vorwiderstand  $R$ , indem eine Signalspannungsquelle mit vernachlässigbarem Innenwiderstand und bekannter Ausgangsspannung, über diesen Vorwiderstand an die Schaltung angeschlossen wird. Der Vorwiderstand wird nun so gewählt dass an der Schaltung nurnoch die Hälfte der Ausgangsspannung anliegt. Dann ist der Vorwiderstand gleich der Eingangsimpedanz der Schaltung. Alternativ kann auch ein fester Widerstand benutzt werden. Die Eingangsimpedanz muss dann jedoch berechnet werden über:

$$Z_e = \frac{U_{Ze}}{U_e - U_{Ze}} \cdot R \quad (10)$$

Dabei ist  $U_{Ze}$  die Spannung die am Eingang anliegt, und  $U_e$  die ursprüngliche Eingangsspannung. Für  $U_e = 2 \cdot U_{Ze}$  ergibt sich gerade der Spezialfall von oben.

Für die Ausgangsimpedanz leitet man das Ausgangssignal über einen Lastwiderstand, so dass nurnoch die Hälfte des Leerlaufsignals am Widerstand anliegt. In dieser Situation ist der Lastwiderstand gleich der Ausgangsimpedanz der Schaltung. Alternativ kann auch ein fester Widerstand benutzt werden. Die Ausgangsimpedanz muss dann jedoch berechnet werden über:

$$Z_a = \frac{U_{ll} - R_R}{U_R} \cdot R \quad (11)$$

Dabei ist  $U_{ll}$  die Leerlaufspannung die an der unbelasteten Schaltung abfällt, und  $U_R$  die Spannung die am Widerstand abfällt. Für  $U_{ll} = 2 \cdot U_R$  ergibt sich gerade der Spezialfall von oben.

Beide Spannung lassen sich mit einem Oszilloskop messen und graphisch darstellen.

## 1.6 Überlagerungstheorem

Unter dem Überlagerungstheorem versteht man in der Elektrotechnik einfach nur das aus der Physik bekannte Superpositionsprinzip. Bei den meisten elektrischen Schaltungen handelt es sich um lineare Netze, sodass sich Spannungen und Ströme in der Schaltung linear überlagern. Diese Linearität der herrschenden Gesetze um die Spannungen und Ströme in Netzwerken mit mehreren Spannungs- bzw. Stromquellen zu berechnen. Hierbei werden einfach die Summen der Einzelspannungen und Einzelströme gebildet, bei nur einer wirksamen Quelle. Die Innenwiderstände der übrigen Quellen müssen dabei natürlich weiterhin berücksichtigt werden.

## 2 Aufgaben

Alle Schaltskizzen zu den jeweiligen Schaltungen der einzelnen Aufgaben befinden sich bereits im Anhang an die Vorbereitungshilfe.

### 2.1 Transistorkennlinien

Die 3 gemessenen Kennlinien werden in ein 4 Quadranten-Schaubild eingetragen. Die Eingangskennlinie im Ersten, die Ausgangskennlinie im Zweiten und die Steuerkennlinie im zweiten Feld. Das 4. Feld bleibt unbenutzt. Die Basis-Emitter-Spannung wird mittels einem hochohmigen Voltmeter gemessen, da der Basisstrom kleiner als  $100\mu\Omega$  gehalten wird, und ansonsten durch Ströme durch das Messinstrument selbst die Messung verfälscht werden würde.

### 2.2 Überlagerungstheorem

Die experimentell ermittelten Werte, sollen mit den über das Überlagerungstheorem theoretisch gewonnenen Werten verglichen werden. Die zu berechnende Schaltung findet man in [Vorbereitungshilfe, Bild 15]. Dabei sind die beiden Spannungsquellen  $U_{Re} = \pm 8V$  (1kHz Rechteckspannung) und  $U_{Gl} = +12V$  (Gleichspannung) mit den Innenwiderständen  $R_{Re} = 50\Omega$  und  $R_{Gl} \approx 0\Omega$  über 3 Widerstände  $R_1 = 1k\Omega$   $R_2 = 1.5k\Omega$   $R_3 = 330\Omega$  verbunden.

Gemessen bzw. berechnet wird der Spannungsabfall  $U_{R3}$  über  $R_3$ , für den Fall, dass keine, eine oder alle beide Spannungsquellen wirksam sind.

**Keine Spannungsquelle aktiv** In diesem Fall wird über  $R_3$  auch keine Spannung messbar sein:  $\Rightarrow U_{R3} = 0V$

**Nur  $U_{Re}$  ist aktiv** Da keine frequenzabhängigen Widerstände vorhanden sind kann ganz normal mit ohmschen Widerständen gerechnet werden.

$$R_G = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2 + R_{Gl}} + \frac{1}{R_3}} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 1270.5\Omega$$

$$I_{Re} = \frac{U_{Re}}{R_G}$$

$$U_{R3} = U_{Re} - U_{R1} = U_{Re} - R_1 \cdot I_{Re} = U_{Re} - R_1 \cdot \frac{U_{Re}}{R_G}$$

$$= U_{Re} \cdot \left(1 - \frac{R_1}{R_G}\right) = 0.212 \cdot U_{Re}$$

**Nur  $U_{Gl}$  ist aktiv**

$$R_G = \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_{Re}} + \frac{1}{R_3}} + R_2 = 1751\Omega$$

$$I_{Gl} = \frac{U_{Gl}}{R_G} = 6.85\text{mA}$$

$$U_{R3} = U_{Gl} - U_{R2} = U_{Gl} - R_2 \cdot I_{Gl} = 1.72\text{V}$$

**Beide Quellen sind aktiv** Nach dem Überlagerungstheorem folgt:

$$U_{R3} = 1.72\text{V} + 0.212 \cdot U_{Re}$$

Eine Rechteckschwingung mit der Frequenz von  $U_{Re}$  um 1.72V mit der Amplitude 1.70V.

## 2.3 Transistorschaltungen

### 2.3.1 Transistor als Schalter

Die Arbeitsgeraden sind gerade gegeben durch  $U_{CE} = U - I_C \cdot R_C$ , die Schnittpunkte dieser Geraden mit den Ausgangskennlinien sind gerade die Arbeitspunkte des Transistors. Nun kann der Basisstrom  $I_B$  so angesteuert werden dass  $U_{CE} = 0\text{V}$ , in diesem Fall ist der Transistor ein geschlossener Schalter, der Strom kann ungehindert durch ihn hindurchfließen. Für  $I_C = \beta A$ , also wenn kein Basisstrom anliegt fließt kein Strom durch den Transistor, er funktioniert als geöffneter Schalter.

Bei zu hoher Belastung wird der Transistor zerstört, die maximale Belastung ist gerade durch die Verlustleistung gegeben, die Schnittpunkt der entstehenden Hyperbel schneidet die Ausgangskennlinien ebenfalls, diese Punkte sollten nicht längerfristig überschritten werden, dient der Transistor als Schalter so spielt dies jedoch bei kurzen Schaltvorgängen kaum eine Rolle.

$$P = I_C \cdot U_{CE} = (U - I_C \cdot R_C) \cdot I_C = U \cdot I_C - I_C^2 \cdot R_C$$

Im Praktikumsversuch kann die Verlustleistung über die Messung von  $I_C$  und  $U_{CE}$  bestimmt werden.

### 2.3.2 Verstärker in Emitterschaltung

Mit den gegebenen Transistorkenngrößen:  $\beta = 133$ ,  $r_B = 500\Omega$  und  $r_C = 7.5k\Omega$ , sowie den Widerständen aus der Schaltung:  $R_v = 1M\Omega$  und  $R_C = 1k\Omega$ , kann man die Spannungsverstärkung  $v$ , die Eingangsimpedanz  $Z_e$  und die Ausgangsimpedanz  $Z_a$  nach den Formeln in 1.4 berechnen.

Für  $R_B = 0\Omega$

$$Z_a = 882.3\Omega$$

$$Z_e = 500\Omega$$

$$v = -234.7$$

Für  $R_B = 680\Omega$

$$Z_a = 882.3\Omega$$

$$Z_e = 1180\Omega$$

$$v = -99.4$$

Für verschiedene Eingangsspannung ist  $r_B$  unterschiedlich groß, deshalb ändert sich  $v$  für unterschiedliche Eingangsspannungen. Aus dem Kennlinienfeld der Eingangsspannung kann man deshalb direkt ablesen in welchem Bereich der Aussteuerbereich liegt. Um  $v$  um einen bestimmten Prozentsatz zu variieren muss man dem Eingangskennlinienbild nur die Eingangsspannungen entnehmen die  $\frac{1}{r_B + R_B}$  um den gleichen Prozentsatz verändern.

Das Eingangssignal wird durch die frequenzabhängigen Spannungsteiler  $C_1$  und  $r_B$  verändert. Damit für die Rechteckspannung mit  $f = 1kHz$  der Dachabfall unter 2% bleibt muss der Kondensator entsprechend dimensioniert sein. Betrachtet man den Ladevorgang des Kondensators im Bezug auf die Periodendauer des Signals, so sollte sich der Kondensator um nicht mehr als 2% aufladen, da Strom und Spannung proportional zueinander verlaufen:

$$t = \frac{1}{2000} \text{s}$$

$$I(t) = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{r_B \cdot C_1}} > 0.98$$

$$C_1 > -\frac{t}{r_B \cdot \ln(0.98)}$$

$$\Rightarrow C_1 > 49.4\mu\text{F}$$

Im Versuch muss also der  $120\mu\text{F}$  Kondensator verwendet werden.

### 2.3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

Nach 9 ergibt sich für die Oszillationsfrequenz  $f = 955.5\text{Hz}$  für  $R = 1k\Omega$  und  $C = 68\text{nF}$ . Der Abschächungsfaktor beträgt nach  $8 \frac{u_1}{u_2} = -29$ .

## **Literatur**

[Aufgabenstellung] Aufgabenstellung der Versuche P1-50,51,52

[Vorbereitungshilfe] Vorbereitungshilfe zu den Versuchen P1-50,51,52



~~SS~~/WS 20<sup>10</sup>...../20<sup>11</sup>.....

Praktikum: (P1/P2) (Mo/Di/Mi/Do) Gruppe-Nr: Mo-3

Name: Harrendorf..... Vorname: Marco A......

Name: Keck..... Vorname: Thomas.....

Versuch: P1-50, 51, 52: Transistorgrundschaltungen (mit/ohne) Fehlerrechnung

Betreuer: Daniel Wolf..... Durchgeführt am: 13.12.2010

Abgabe am: 13.12.2010

Rückgabe am: .....

Begründung:

2. Abgabe am: .....

Ergebnis: (+ / 0 / -)

Fehlerrechnung: ja / nein

Datum: 13.12.2010

Handzeichen: D. Wolf

Bemerkungen: sehr gute Vorbereitung!



Bei diesem Versuch geht es um den Transistor als herausragendes elektronisches Bauteil mit besonderen Eigenschaften. Diskrete Bauelemente werden immer mehr durch integrierte Schaltungen ersetzt, aber die Kennlinien und Grundschaltungen lassen sich am Einzelbauteil am besten studieren. Die beim Versuch vorkommenden Begriffe und Schaltungen werden in einer Vorbereitungshilfe erläutert, die als 'roter Faden' durch den Stoff dienen soll.

Bei diesem Transistor-Versuch sollen die Experimente am Versuchstag nicht nur protokolliert sondern auch gleich ausgewertet und kommentiert werden. Die Protokollabgabe kann dann schon am Versuchstag erfolgen, denn Fehlerbetrachtungen und eine weitergehende Ausarbeitung sind nicht erforderlich. Dies rechtfertigt den etwas höheren Zeitaufwand verglichen mit anderen P1-Versuchen.

## **Aufgaben:**

### **1. Transistor-Kennlinien.**

**1.1 Eingangskennlinie:** Messen Sie Punkt für Punkt die  $I_B/U_{BE}$ -Kennlinie eines npn-Transistors. Verwenden Sie die Schaltung nach Bild 13. Der Widerstand  $R_C$  ( $1k\Omega$ ) begrenzt die Transistor-Verlustleistung  $U_{CE}I_C$  und verhindert damit eine zu starke Erwärmung des Transistors, die sowohl die Messung stören (veränderte Transistoreigenschaften) als auch den Transistor zerstören würde. Durch diese Vorsichtsmaßnahme ändert sich von Meßpunkt zu Meßpunkt die Kollektor-Emitterspannung, was aber die Eingangskennlinie nur vernachlässigbar wenig beeinflusst, solange  $U_{CE} > 0,2V$  gilt. Der Widerstand  $R_V$  ( $1M\Omega$  variabel) dient zur Einstellung des Basisstromes  $I_B$ , der mit einem  $\mu A$ -Meter gemessen wird.  $I_B$  soll  $100\mu A$  nicht überschreiten. Die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  wird mit einem hochohmigen (warum?) Voltmeter gemessen. Tragen Sie die Eingangskennlinie in den dritten Quadranten eines Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes ein (Spannungsnullpunkt unterdrückt und Bereich ca.  $0,55V$  bis  $0,75V$  gespreizt).

**1.2 Ausgangskennlinien:** Stellen Sie auf dem Schirm eines Oszilloskops im X-Y-Betrieb  $I_C/U_{CE}$ -Kennlinien eines npn-Transistors bei verschiedenen Basisströmen  $I_B$  dar. Schließen Sie nach Bild 14 den Kollektor an die Halbwellenspannung  $U_{HW}$  (Spitzenspannung  $+12V$ ) und die Basis über  $R_V$  ( $1M\Omega$  variabel) an Gleichspannung  $U_{GI}$  ( $+12V$ ) an. Zwischen Emitter und Masse wird als 'Strommeßwiderstand'  $R_E$  ( $2\Omega$ ) eingefügt. Weil es die Masseanschlüsse der Geräte nicht anders zulassen, muß zur X-Ablenkung die Summenspannung  $u_{CE} + u_{RE}$  statt  $u_{CE}$  allein verwendet werden. Überzeugen Sie sich davon, daß die Verfälschung tolerabel ist.

Wählen Sie  $I_B$  so, daß  $I_C \approx 50 mA$  im Plateaubereich erreicht. Stellen Sie ebenso die Ausgangskennlinien bei 20, 40, 60, 80% dieses Wertes dar. Übertragen Sie die Kurven in den ersten Quadranten des Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes. Die Darstellung sollte so groß sein, dass man ihr später Kenndaten entnehmen kann. Erläutern Sie die vorgegebene Schaltung für die Kennliniendarstellung.

**1.3 Steuerkennlinie:** Zeichnen Sie in den zweiten Quadranten des Kennlinienfeldes die  $I_C/I_B$ -Kennlinie ein, die keiner weiteren Messung bedarf. Wegen der bei den meisten Transistoren im Arbeitsbereich geringen Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Kollektor-Emitterspannung kommt es kaum darauf an, ob Sie Kollektorströme bei einer festen Kollektor-Emitterspannung (z.B.  $1V$ ) ablesen oder längs einer Arbeitsgeraden (z.B. zu  $1k\Omega$ ).

**2. Überlagerungstheorem:** Überprüfen Sie die Gültigkeit des Überlagerungstheorems experimentell. Verwenden Sie in der Schaltung nach Bild 15  $R_1 = 1 k\Omega$ ,  $R_2 = 1,5 k\Omega$ ,  $R_3 = 330\Omega$ ,  $u_{Re} = \pm 8 V$   $1 kHz$ -Rechteckspannung ( $R_i = 50\Omega$ ) und  $U_{GI} = +12 V$  Gleichspannung ( $R_i \cong 0\Omega$ ). Vergleichen Sie die experimentell (oszilloskopisch) bestimmte Spannung  $U_{R3}$ , die über  $R_3$  abfällt, mit der berechneten für die Fälle, daß keine/die eine/die andere Spannungsquelle durch ihren Innenwiderstand ersetzt ist. (Auch diese Schaltung ohne Transistor kann auf der Steckplatte realisiert werden!)

### 3. Transistorschaltungen

#### 3.1 Transistor als Schalter:

a) Beschreiben Sie das Funktionieren des Transistors als Schalter anhand einer Arbeitsgeraden ( $R_C=25\Omega$ ;  $U=12V$  und einer Leistungshyperbel ( $P = 0,8W$ ) in einem  $I_C/U_{CE}$ -Diagramm (Achsen bis  $12V$  bzw.  $500mA$ ). Wo dürfen Schaltzustände liegen? Wieso darf die Arbeitsgerade bei dieser Betriebsart die Hyperbel maximaler Transistor-Verlustleistung schneiden?

b) Demonstrieren Sie das Schalten mit einem Glühlämpchen ( $12V$ ,  $3W$ ; kein stromunabhängiger Widerstand!) als geschaltetem Verbraucher ( $R_C$  in der Emitterschaltung). Bestimmen Sie die Verlustleistung des Transistors bei den drei Basisvorwiderständen  $R_V = 1k\Omega$ ;  $10k\Omega$  und  $220k\Omega$ .

#### 3.2 Verstärker in Emitterschaltung:

a) Stellen Sie in der Schaltung nach Bild 2 den **Arbeitspunkt** mittels  $R_V$  ( $1M\Omega$ , variabel) so ein, daß die Betriebsspannung ( $12V$ ) je etwa zur Hälfte am Transistor und am Kollektorwiderstand ( $R_C = 1k\Omega$ ) abfällt.

b) Zeichnen Sie die zugehörige **Arbeitsgerade** und den **Arbeitspunkt** in das Kennlinienfeld ein. Entnehmen Sie dem Kennlinienfeld für diesen Arbeitspunkt **die dynamischen Transistorkenngrößen** Basis-Emitterwiderstand  $r_B$ , Kollektor-Emitterwiderstand  $r_C$  und Stromverstärkungsfaktor  $\beta$ .

c) Berechnen Sie anhand der Transistorkenngrößen und der Werte der Widerstände in der Schaltung **die dynamischen Schaltungskenngrößen** Spannungsverstärkung  $v$ , Eingangsimpedanz  $Z_e$  und Ausgangsimpedanz  $Z_a$ . Die Rechnung ist für  $R_B = 0\Omega$  und für  $R_B = 680\Omega$  auszuführen. Geben Sie den erwarteten Aussteuerbereich der Schaltung an. (Das sind die Eingangsspannungsgrenzen, innerhalb derer die Spannungsverstärkung  $v$  nur um einen von Ihnen vorzugebenden Prozentsatz variiert.)

d) Messen Sie die dynamischen Schaltungskenngrößen für beide  $R_B$ -Werte und vergleichen Sie sie mit den Rechenergebnissen. Verwenden Sie für die Messungen  $1\text{ kHz}$ -Rechteckspannung von kleinsten Werten bis zum Auftreten deutlicher Nichtlinearitäten. Für die  $u_e$ - und  $u_a$ -Messungen wird das Oszilloskop benutzt.

e) Überlegen Sie sich im Voraus und bestätigen Sie dann experimentell, welcher der vorhandenen Kondensatoren ( $0,1$  bis  $120\mu F$ ) als Eingangskoppelkondensator  $C1$  groß genug ist, damit der Dachabfall des verstärkten  $1\text{ kHz}$ -Rechtecks unter  $2\%$  bleibt ( $R_B = 0$ ).

**3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung:** Bauen Sie den RC-Oszillator gemäß Bild 12 mit der vorgegebenen dreistufigen RC-Kette ( $R=1\text{ k}\Omega$ ,  $C=68\text{ nF}$ ) und der Emitterschaltung ( $R_V = 220\text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 680\Omega$ ) auf. Vergleichen Sie die gemessene und die berechnete Oszillatorfrequenz.

**4. Zusatzaufgaben:** Falls Sie noch Zeit haben, führen Sie noch die folgenden Versuche durch:

**4.1 Kollektorschaltung:** Stellen Sie in der Schaltung nach Bild 9 den Arbeitspunkt so ein, daß die Betriebsspannung je etwa zur Hälfte am Transistor und am Emitterwiderstand ( $R_E = 1k\Omega$ ) liegt. Berechnen, messen und vergleichen Sie die dynamischen Schaltungskenngrößen  $v$ ,  $Z_e$  und  $Z_a$ . Führen Sie die Überlegung und Messung wie bei Aufgabe (3.2e) aus.

**4.2 Stromgegengekoppelter Verstärker:** Stellen Sie in der Schaltung nach Bild 5 ( $R_C = 1k\Omega$ ,  $R_E = 100\Omega$ ) den Arbeitspunkt sinnvoll ein. Berechnen, messen und vergleichen Sie die dynamischen Schaltungskenngrößen  $v$ ,  $Z_e$  und  $Z_a$ . Überzeugen Sie sich von der verbesserten Linearität dieser Schaltung im Vergleich zur Emitterschaltung.

#### Zubehör:

Steckplatte (Bild 0) für die Schaltungen mit Bananenbuchsen für Steckelemente und Anschlussleitungen, Transistorsockel und  $100\mu F$ -Ausgangskoppelkondensatoren;

Spannungsversorgungsgerät für Gleichspannung ( $12V$ ) und Halbwellenspannung ( $12V_s$ ) mit gemeinsamem Minuspol;

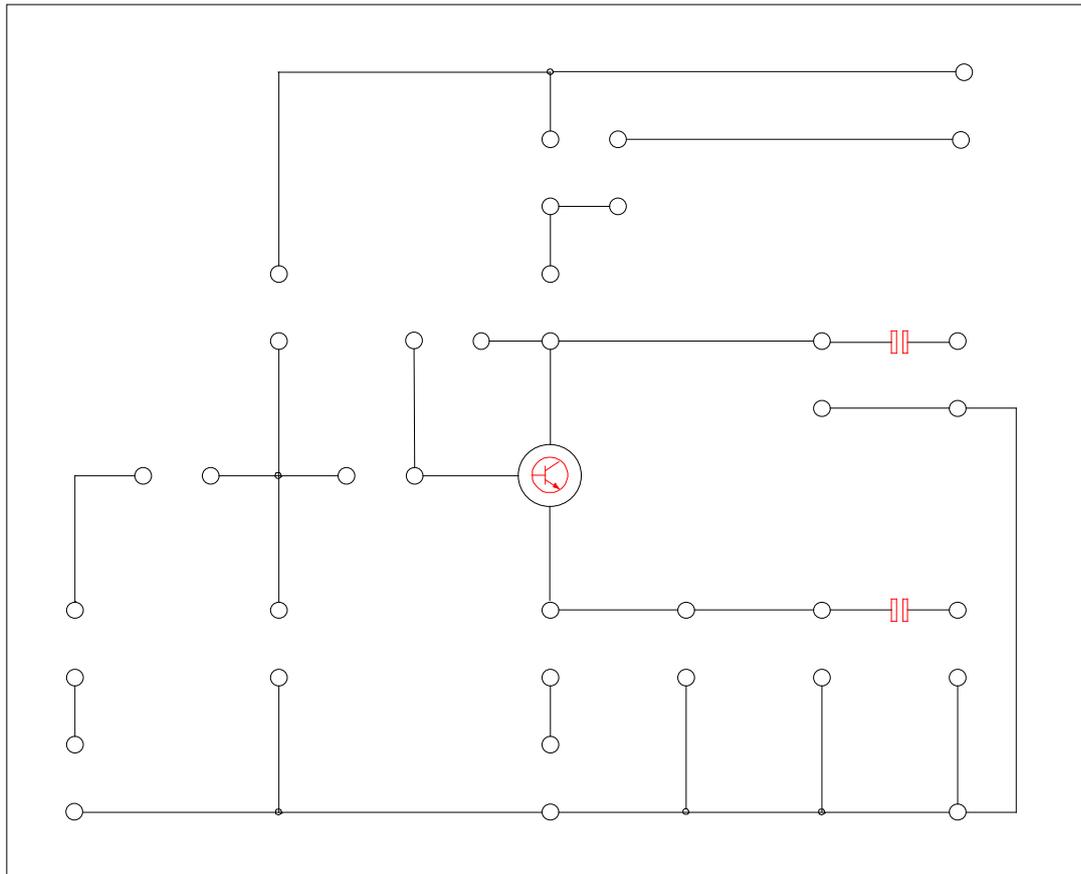
Signalgenerator (Sinus/Rechteck/Dreieck; max.  $6\text{ MHz}$ ; max.  $\pm 10V$  im Leerlauf;  $R_i = 50\Omega$ ) mit Frequenzmesser;

Zweikanal-Oszilloskop (Empfindlichkeit und Zeitachse geeicht; Eingangsimpedanz  $1M\Omega||25pF$ ; XY-Betrieb möglich);

2 Digital-Multimeter für alle gängigen Spannungen, Ströme und Widerstandswerte (Beschreibung am Versuchsplatz);

RC-Kette (dreistufig; je  $68\text{ nF}$  Längskapazität und  $1k\Omega$  Querwiderstand);

Kabel (diverse, mit Bananenstecker, Koaxialstecker und gemischt);  
 2 Vorsteckwiderstände (1,2k $\Omega$ ; vorgesehen für Oszilloskopzuleitungen);  
 Glühlämpchen (12V/3W);  
 Einstellwiderstand 1M $\Omega$  (mit 1k $\Omega$  Serienfestwiderstand);  
 Widerstände 2; 33; 100; 330; 680 $\Omega$ ; 1; 1; 1,5; 3,3; 10; 33; 220k $\Omega$ ;  
 Kondensatoren 0,1; 1; 10; 120 $\mu$ F;  
 4 Kurzschlußstecker.  
 Transistoren (2N2219A, npn, Si, 800mW)  
 Kenngrößen:  $\beta = 133$ ,  $r_B = 500\Omega$ ,  $r_C = 7.5k\Omega$ ;



**Bild 0:** Steckplatte für die Schaltungen. Die kleinen Kreise markieren 4mm-Bananenbuchsen.

### Literatur:

J.G.Lehmann: *Dioden und Transistoren*

H.Böger, F.Kähler, G.Weigt: *Bauelemente der Elektronik und ihre Grundsaltungen*

J.Pütz: *Einführung in die Elektronik*

F.Moeller, H.Fricke: *Grundl. der Elektrotechnik, Band 1* (Kap.5.5 für Interessierte an Halbleitung und Bändermodell)

Weddigen, Jüngst: *Elektronik*

Jüngst: Vorbereitungshilfe zum Transistorversuch

**Versuche P1-50,51,52**

# **Transistorgrundschaltungen Versuchsvorbereitung**

Marco A. Harrendorf, Gruppe: Mo-3  
Karlsruhe Institut für Technologie, Bachelor Physik

Versuchstag: 13.12.2010

# 1 Theoretischer Hintergrund

## 1.1 Halbleiter

Halbleiter sind Feststoffe, deren Leitfähigkeit zwischen der von Metallen und der von Nichtleitern liegt, wobei die Leitfähigkeit stark von der Temperatur abhängig ist. Bei extrem niedrigen Temperaturen verhalten sich Halbleiter wie Nichtleiter, bei steigender Temperatur nimmt jedoch die Leitfähigkeit der Halbleiter zu.

Während Metalle in der Regel 1 bis 2 frei bewegliche Elektronen pro Atom (sogenannte Leitungselektronen) besitzen, sind bei Nichtleitern alle Elektronen fest an die Atomrümpfe (sogenannte Valenzelektronen) gebunden und können daher nicht zu einem Ladungstransport beitragen.

Auch bei Halbleitern sind die Elektronen relativ fest an die Atomrümpfe gebunden, jedoch können sich einzelne Elektronen auf Grund der thermischen Bewegung aus dem Kristallverband lösen und stehen dann als freie Elektronen zur Verfügung. An gleicher Stelle bleibt allerdings eine Fehlstelle zurück, die als Loch oder Defektelektron bezeichnet wird.

Ein Ladungstransport ist dann auf zwei Arten möglich: Zum einen durch die Bewegung der freien Elektronen hin zum Pluspol einer Spannungsquelle und zum anderen durch die Wanderung des Lochs (sogenannte Löcherleitung) hin zum Minuspol, indem immer wieder ein gebundenes Elektron das Loch besetzt und damit eine neue Fehlstelle entsteht. Diesen Ladungstransport nennt man Eigenleitung.

Zu bemerken bleibt, dass in undotierten Halbleitern freie Elektronen und Löcher immer paarweise entstehen, man spricht hierbei von Generation, und bei der Vereinigung von Elektronen und Defektelektronen von Rekombination.

## 1.2 Dotierung

Die Eigenleitung eines Halbleiters hat nur eine geringe Leitfähigkeit und ist stark von der Temperatur abhängig, da diese maßgeblich für die Generations- und Rekombinationsrate ist. Aus diesem Grund verwendet man statt reinen Halbleitern dotierte Halbleiter für technische Zwecke. Dotierte Halbleiter entstehen aus vierwertigen, tetraederförmigen Kristallen, z.B. aus Silizium oder Germanium, indem man künstlich Verunreinigungen in Form von drei- oder fünfwertigen Atomen einbringt.

Im undotierten Zustand gibt es pro Gitterpunkt eines vierwertigen Kristalls 4 Valenzelektronen, wovon jedes dieser Elektronen jeweils mit einem Valenzelektron der vier Nachbaratome in Wechselwirkung steht. Dies heißt, es liegt eine Doppelbindung vor. Diese Bindung kann durch die normale thermische Bewegung nicht aufgebrochen werden, sodass alle Elektronen fest gebunden sind.

Bringt man jetzt allerdings eine kleine Menge an fünfwertigen Fremdatomen als sogenannte Donatoren (bsp. Arsen, Phosphor) in die Kristallstruktur ein, so gehen die fünfwertigen Fremdatome Doppelbindungen mit den vierwertigen Atomen ein und das „überschüssige Elektron“ ist bereits bei geringer thermischer Energiezufuhr frei beweglich und kann zum Ladungstransport beitragen. Man bezeichnet einen solch dotierten Halbleiter als n-dotierten Halbleiter.

Bringt man im Gegensatz dazu als Akzeptoren dreiwertige Fremdatome (bsp. Bor, Alumini-

um, Gallium, Indium) als Störungen in die Kristallstruktur ein, so fehlt an diesen sogenannten Störstellen jeweils ein Valenzelektron und die Doppelbindung zwischen zwei benachbarten Atomen bleibt an dieser Stelle ungepaart. Dies heißt, hierdurch ist ein Defektelektronen bzw. Loch entstanden, welches auf Grund der Löcherleitung nun zu einem Ladungstransport führt. Solche Halbleiter bezeichnet man als p-dotierte Halbleiter und die zugehörige Leitung als p-Leitung.

### 1.3 Diode

Durch das Zusammenfügen eines p-dotierten und n-dotierten Halbleiters entsteht ein sogenannter pn-Übergang beziehungsweise eine Diode.

Auf Grund des Konzentrationsunterschieds zwischen positiven Defektelektronen im p-dotierten Diodenteil und den negativen freien Elektronen im n-dotierten Diodenteil kommt es zu einer Diffusion der Ladungsträger und einem Ladungsausgleich: Aus der sogenannten p-Zone (dem p-dotierten Bereich der Diode) diffundieren Defektelektronen in die n-Zone (n-dotierter Bereich der Diode) und umgekehrt diffundieren freie Elektronen von der n-Zone in die p-Zone. Diesen Ladungsstrom nennt man Diffusionsstrom.

In den Bereichen, wo Defektelektronen und freie Elektronen den Bereich ihrer zugehörigen Atome verlassen, kommt es zur Ionisierung der Atome, wobei die Atome in der p-Zone negativ und die Atome in der n-Zone positiv geladen werden. In Folge dessen entsteht ein elektrisches Feld zwischen der Grenze der p- und n-Zone, welches der Richtung des Diffusionsstroms entgegen gerichtet ist und einen sogenannten Feldstrom bewirkt.

Nach kurzer Zeit stellt sich ein dynamisches Gleichgewicht ein, indem sich der Diffusionsstrom und der Feldstrom gerade gegenseitig kompensieren, wodurch kein Strom mehr durch den pn-Übergang fließt.

Da es in der Grenzschicht zwischen der p- und n-Zone zur Rekombination von Defektelektronen und freien Elektronen kommt, bildet sich eine sogenannte Verarmungszone oder Sperrschicht.

Diese Sperrschicht wird durch das Betreiben der Diode in Sperrrichtung (positiver Pol einer externen Spannungsquelle an n-Zone angeschlossen) weiter vergrößert, da dann weitere freie Elektronen aus der n-Zone diffundieren. Allerdings fließt ein ganz geringer Sperrstrom, der bedingt ist durch die Generation von freien Ladungsträger in Folge der thermischen Bewegung.

Betreibt man die Diode jedoch in Durchlassrichtung (positiver Pol einer externen Spannungsquelle an p-Zone angeschlossen), so wird zunächst die Sperrschicht „zusammengeschoben“, indem Defektelektronen und freie Elektronen jeweils in Richtung der Sperrschicht „gedrückt“ werden. Ist die von außen angelegte Spannung groß genug, so verschwindet die Sperrschicht vollständig und es fließt der stark spannungsabhängige Durchlassstrom durch die Diode.

### 1.4 Transistor

Ein npn-Transistor entsteht durch das Zusammenfügen zweier pn-Übergänge, wobei die p-Zonen jeweils aneinander gefügt werden. Ein solcher Transistor besitzt somit zwei n-Dotierungszonen und eine dazwischenliegende p-Dotierungszone. Der Abgriff der einen n-dotierten Schicht wird Kollektor (C), der Abgriff an der anderen n-dotierten Schicht Emitter (E) und der Abgriff an der p-dotierten Schicht Basis genannt (B).

In der Regel wird der Transistor so an eine Spannungsquelle angeschlossen, dass die BE-Diode in Durchlassrichtung und die BC-Diode in Sperrrichtung gepolt ist, man spricht dann von einem Verstärkerbetrieb des Transistors.

Wenn die Basiszone nun relativ dick ist, fließt durch die BC-Diode nur ein geringer Sperrstrom, der von der Spannungsdifferenz zwischen Basis und Kollektor  $U_{BC}$  abhängt. Über die BE-Diode fließt dagegen ein relativ hoher Durchlassstrom, dessen Größe nur von der angelegten Spannungsdifferenz zwischen Basis und Emitter  $U_{BE}$  abhängt. Zusammengefasst kann man also sagen, dass der Strom durch den Emitteranschluss groß, der Strom durch den Kollektoranschluss aber klein ist.

Wählt man hingegen die Basiszone hinreichend dünn (ungefähr im Bereich der mittleren freien Weglänge der Elektronen) und dotiert sie nur wenig ( $\frac{1}{100}$  bis  $\frac{1}{10}$  der Dotierung des Emitters), so fließt der vom Emitter kommende Durchlassstrom  $I_E$ , der durch die zwischen Basis und Emitter angelegte Spannung  $U_{BE}$  gesteuert wird, nur zu einem geringen Teil über die Basis ab. Der weitaus größere Teil der Elektronen durchquert hingegen die Basiszone und fließt – getrieben durch das elektrische Feld in der BC-Diode – über den Kollektoranschluss ab. Der Strom durch den Kollektor  $I_C$  lässt sich also durch einen kleinen Basisstrom  $I_B$  steuern. Dies nennt man den Verstärkereffekt des Transistors, wobei der Stromverstärkungsfaktor eines Transistors  $\beta$  definiert ist durch:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

In der Praxis werden meist Transistoren mit einem Verstärkungsfaktor  $\beta$  zwischen 100 und 1000 eingesetzt.

Allerdings ist für die Steuerung des npn-Transistors grundsätzlich eine Leistung erforderlich, welche beispielsweise bei einem Feldeffekt-Transistor (MOSFET) nicht notwendig wäre, da hier die Steuerung über die Spannungsdifferenz erfolgt.

## 1.5 Kennlinienfeld eines Transistors

Zur Beschreibung der Eigenschaften eines Transistors benutzt man Kennlinien, die man gemeinsam in ein Koordinatensystem einträgt, wobei in jedem Quadranten des Koordinatensystems zwei wesentliche Transistorgrößen übereinander aufgetragen werden (siehe auch Bild 1 [Vorbereitungshilfe]).

Die Aufteilung der Größen auf die Quadranten ist wie folgt:

**1. Quadrant** Im 1. Quadranten wird die Ausgangskennlinie  $I_C(U_{CE})$  für verschiedene Basisströme  $I_B$  aufgetragen. Die Kennlinie teilt sich hierbei in zwei Bereiche auf:

Im sogenannten Sättigungsbereich, den man für kleine Kollektor-Emitter-Spannungen  $U_{CE}$  erhält, verlaufen die einzelnen Kurven sehr steil und fallen praktisch zusammen.

Für größere Kollektor-Emitter-Spannungen  $U_{CE}$  ergibt sich der sogenannte Arbeitsbereich des Transistors, die Kurven sind dann relativ flach, sind aber in Abhängigkeit vom Basisstrom  $I_B$  horizontal gegeneinander verschoben.

Aus dem Schaubild im 1. Quadranten lässt sich über die Inverse der Steigung der dynamische

Kollektor-Emitter-Widerstand  $r_C$  ablesen, der gegeben ist durch:

$$r_C = \frac{u_{CE}}{i_C}$$

**2. Quadrant** Im 2. Quadranten wird die Steuerkennlinie  $I_C(I_B)$  aufgetragen, wobei eine Kurve in der Regel ausreichend ist, da im Arbeitsbereich nur eine geringe Abhängigkeit zwischen  $I_C$  und  $U_{CE}$  besteht.

Die Kurven dieser Kennlinie entsprechen Ursprungsgeraden, deren Steigung dem Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  ergeben, hierbei  $\beta$  ist wie folgt gegeben:

$$\beta = \frac{i_C}{i_B}$$

**3. Quadrant** Im 3. Quadranten wird die Eingangskennlinie  $I_B(U_{BE})$  aufgetragen. Diese entspricht der Eingangskennlinie einer Diode. Da diese Kennlinie – wie bei einer normalen Diode – kaum von der Spannung zwischen Kollektor und Emitter  $U_{CE}$  abhängt, ist eine Kurve zur Beschreibung der Kennlinie ausreichend.

Die Steigung dieser Kurve entspricht dem dynamischen Basis-Emitter-Widerstand  $r_B$ , der durch

$$r_B = \frac{u_{BE}}{i_B}$$

definiert ist.

**4. Quadrant** Der 4. Quadrant wird in der Regel für keine Kennlinie verwendet.

## Versuche

### 2 Versuch 1: Bestimmung von Transistor-Kennlinien

#### 2.1 Versuch 1.1: Bestimmung der Eingangskennlinie des Transistors

**Ziel des Versuchs** In diesem Versuch soll die Eingangskennlinie durch Messungen bestimmt werden und in den dritten Quadranten eines Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes eingetragen werden.

**Versuchsaufbau und Versuchsdurchführung** Der Aufbau und die Durchführung des Versuchs erfolgt entsprechend den Vorgaben in [Aufgabenstellung], wobei die Schaltung entsprechend Abbildung 1 aufgebaut wird.

**Beantwortung der Frage** Das Spannungsmessgerät, welches parallel zur BE-Diode geschaltet wird, sollte hochohmig sein, damit nur wenig Strom anstatt durch die BE-Diode durch das Spannungsmessgerät fließt und somit die eigentliche Schaltung nur wenig beeinflusst wird.

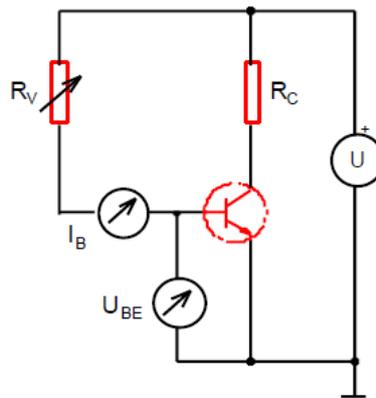


Abbildung 1: Schaltskizze zum Versuch 1.1: Entnommen aus [Vorbereitungshilfe]

## 2.2 Versuch 1.2: Bestimmung von Ausgangskennlinien des Transistors

**Ziel des Versuchs** In diesem Versuch soll mehrere Ausgangskennlinie durch Messungen bestimmt werden und in den ersten Quadranten eines Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes eingetragen werden.

**Versuchsaufbau und Versuchsdurchführung** Der Aufbau und die Durchführung des Versuchs erfolgt entsprechend den Vorgaben in [Aufgabenstellung], wobei die Schaltung entsprechend Abbildung 2 aufgebaut wird.

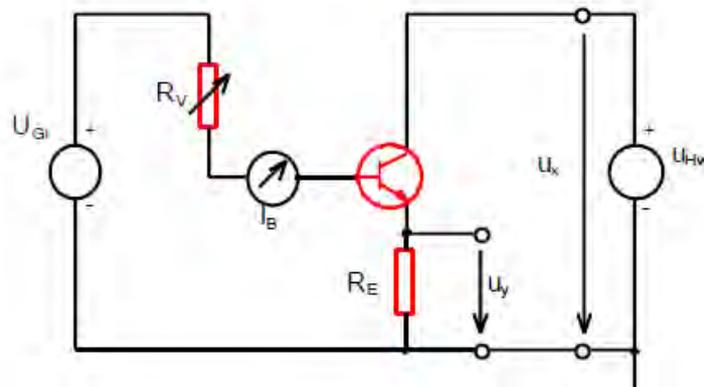


Abbildung 2: Schaltskizze zum Versuch 1.2: Entnommen aus [Vorbereitungshilfe]

**Erläuterung des Versuchsaufbaus** In der Schaltung wird eine Halbwellenspannung  $U_{HW} = 12\text{ V}$  an den Kollektor und eine Gleichspannung  $U_{Gl} = 12\text{ V}$  an die Basis des Transistors angeschlossen. Mittels eines Potentiometers  $R_V$  lässt sich dann der Basisstrom  $I_B$  einstellen.

Um den Strom  $I_C$  bestimmen können, wird zwischen Kollektorausgang und Massenanschluss ein „Strommeßwiderstand“  $R_E$  eingefügt, an dem die Spannung  $U_y$  gemessen und als y-Wert auf dem Oszilloskop dargestellt werden kann. Dies ist notwendig, da am Oszilloskop selbst nur Spannungen dargestellt werden können. Der Strom  $I_C$  lässt sich dann durch

$$I_C = \frac{U_y}{R_E}$$

bestimmen.

Die gemessene Spannung  $U_X$  entspricht dann der Summenspannung aus der Spannungsdifferenz zwischen Kollektor und Emitter  $U_{CE}$  und der über dem Widerstand  $R_E$  abfallenden Spannung  $U_{CE} + U_{R_E}$ . Dies heißt, durch den Einbau des Widerstands  $R_E$  ist es nicht mehr möglich nur die Spannung  $U_{CE}$  als x-Wert auf dem Oszilloskop darzustellen, sondern es wird auch die Spannung  $U_{R_E}$  mitgemessen.

Es kann jedoch gezeigt werden, dass die am Widerstand abfallende Spannung  $U_{R_E}$  keinen wesentlichen Einfluss auf die Messung hat.

### 2.3 Versuch 1.3: Bestimmung der Steuerkennlinie des Transistors

**Ziel des Versuchs** In diesem Versuch soll die Steuerkennlinie des Transistors aus den Daten des vorherigen Versuchs berechnet und in den zweiten Quadranten eines Vier-Quadranten-Kennlinienfeldes eingetragen werden.

**Versuchsdurchführung** Während des Versuchs 1.2 wurde für mehrere Basisströme  $I_B$  die Spannung  $U_y$  gemessen und daraus der jeweilige Kollektorstrom  $I_C$  bestimmt. Die Messwerte für den Kollektorstrom  $I_C$  müssen daher nur noch über den zugehörigen Basisstromwerten  $I_B$  in den 2. Quadranten des Kennlinienfeldes eingetragen werden.

## 3 Versuch 2: Überprüfung des Überlagerungstheorems

**Ziel des Versuchs** In diesem Versuch soll das Überlagerungstheorem experimentell überprüft werden, indem vorher berechnete theoretische Werte für eine Spannung mit den experimentell bestimmten Werten für dieselbe Spannung verglichen werden.

**Theoretischer Hintergrund: Überlagerungstheorem** Das Überlagerungstheorem ist nützlich, wenn in einer elektrischen Schaltung mehrere Spannungsquellen vorkommen. Es besagt, dass sich in einer elektrischen Schaltung die Spannungsdifferenz zwischen zwei beliebigen Punkten berechnen lässt, wenn jeweils nur eine Spannungsquelle in der Schaltung aktiv ist und die anderen Spannungsquellen durch ihren Innenwiderstand ersetzt werden, denn dann entspricht die tatsächlich vorkommende Spannungsdifferenz gerade der Summe der für die einzelnen Spannungsquellen bestimmten Spannungsdifferenzen.

Dieses Theorem lässt sich hierzu analog auch auf die Ströme in einer Schaltung anwenden.

**Versuchsaufbau** Der Versuch wird entsprechend den Vorgaben in [Aufgabenstellung] aufgebaut, wobei die Schaltung entsprechend Abbildung 3 Anwendung findet.

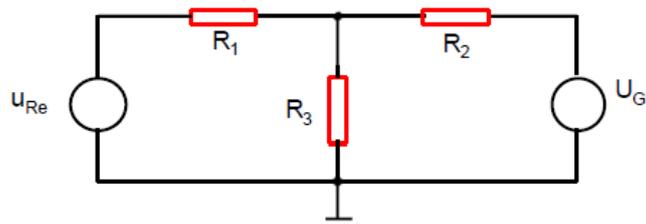


Abbildung 3: Schaltskizze zum Versuch 2: Entnommen aus [Vorbereitungshilfe]

**Berechnung der Spannung  $U_{R3}$**  Vor Durchführung des Versuchs soll die Spannung  $U_{R3}$ , die über dem Widerstand  $R_3$  abfällt, berechnet werden, um sie dann mit dem experimentell zu bestimmenden Wert vergleichen zu können.

Hierbei sind drei Fälle zu unterscheiden:

- Ersetzung der Rechteckspannung durch ihren Innenwiderstand
- Ersetzung der Gleichspannung durch ihren Innenwiderstand
- Verwendung beider Spannungsquellen

Für die Berechnung der Spannung  $U_{R3}$  werden folgende Daten der Bauteile verwendet:

- Widerstand  $R_1$ :  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
- Widerstand  $R_2$ :  $R_2 = 1.5 \text{ k}\Omega$
- Widerstand  $R_3$ :  $R_3 = 330 \Omega$
- Spannung der Rechteckspannungsquelle:  $U_{Re} = 8 \text{ V}$
- Innenwiderstand der Rechteckspannungsquelle:  $R_i = 50 \Omega$
- Spannung der Gleichspannungsquelle:  $U_{Gl} = 12 \text{ V}$
- Innenwiderstand der Rechteckspannungsquelle:  $R_i \approx 0 \Omega$

**Ersetzung der Rechteckspannung durch ihren Innenwiderstand** Wenn die Rechteckspannung durch ihren Innenwiderstand ersetzt ist und nur die Gleichspannungsquelle aktiv bleibt, ergibt sich für den Gesamtwiderstand  $R_g$ :

$$R_g = R_2 + \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_1 + R_i}}$$

$$R_g = 1.751 \text{ k}\Omega$$

Daraus ergibt sich der Strom durch den Widerstand  $R_2$   $I_{R_2}$  wie folgt:

$$I_{R_2} = \frac{U_{Gl}}{R_g}$$
$$I_{R_2} = 6.85 \text{ mA}$$

Hieraus folgt für die am Widerstand  $R_2$  abfallende Spannung  $U_{R_2}$ :

$$U_{R_2} = I_{R_2} \cdot R_2$$
$$U_{R_2} = 10.28 \text{ V}$$

Letztendlich lässt sich hiermit die Spannung  $U_{R_3}$  berechnen:

$$U_{R_3} = U_{Gl} - U_{R_2}$$
$$U_{R_3} = 1.72 \text{ V}$$

**Ersetzung der Gleichspannung durch ihren Innenwiderstand** Wenn die Gleichspannung durch ihren Innenwiderstand ersetzt ist, der allerdings näherungsweise Null ist, und somit nur die Rechteckspannungsquelle aktiv bleibt, ergibt sich für den Gesamtwiderstand  $R_g$ :

$$R_g = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2}}$$
$$R_g = 1.270 \text{ k}\Omega$$

Daraus ergibt sich der Strom durch den Widerstand  $R_1$   $I_{R_1}$  wie folgt:

$$I_{R_1} = \frac{U_{Re}}{R_g}$$
$$I_{R_1} = 6.30 \text{ mA}$$

Hieraus folgt für die am Widerstand  $R_1$  abfallende Spannung  $U_{R_1}$ :

$$U_{R_1} = I_{R_1} \cdot R_1$$
$$U_{R_1} = 6.30 \text{ V}$$

Letztendlich lässt sich hiermit die Spannung  $U_{R_3}$  berechnen:

$$U_{R_3} = U_{Re} - U_{R_1}$$
$$U_{R_3} = 1.7 \text{ V}$$

**Verwendung beider Spannungsquellen** Nach dem Überlagerungstheorem ergibt sich die Spannung  $U_{R_3}$  aus der Summe der beiden zuvor bestimmten Spannungswerten:

$$U_{R_3} = 1.72 \text{ V} \pm 1.70 \text{ V} = 3.42 \text{ V bzw. } 0.02 \text{ V}$$

In der obigen Rechnung wurde berücksichtigt, dass die beiden Spannungen genau umgekehrt gepolt sein können.

## 4 Versuch 3: Transistorschaltungen

### 4.1 Versuch 3.1: Der Transistor als Schalter

**Ziel des Versuchs** In diesem Versuch soll der Einsatz eines Transistors als Schalter demonstriert werden und die Verlustleistung des Transistors gemessen werden.

**Theoretischer Hintergrund: Schalteigenschaft eines Transistors** Ein Transistor kann als Schalter verwendet werden, wenn er so betrieben wird, dass er zwei stabile Arbeitspunkte auf einer Arbeitsgeraden besitzt. Die Arbeitsgerade ist durch den Zusammenhang zwischen der Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  und dem Strom  $I_C$ , der durch den Verbrauchswiderstand  $R_C$  fließt, gegeben. Die Betriebsspannung  $U$ , die von einer externen Spannungsquelle geliefert wird, teilt sich nämlich in die Spannung am Verlustwiderstand  $R_C$  und der Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  wie folgt auf:

$$U_{CE} = U - I_C \cdot R_C$$

Die Arbeitsgerade lässt sich im 1. Quadranten des Kennlinienfeldes einzeichnen, wobei die Schnittpunkte zwischen Arbeitsgerade und Kurven der Ausgangskennlinien gerade den Arbeitspunkten des Transistors entsprechen.

Der Transistor wirkt wie ein offener Schalter, wenn der Basisstrom am Transistor  $I_B$  so eingestellt wird, dass der Strom durch den Kollektor  $I_C$  Null beträgt.

Hingegen fungiert der Transistor als geschlossener Schalter, wenn der Strom durch die Basis  $I_B$  so gewählt wird, dass der Transistor den Arbeitspunkt bei einer Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  von ungefähr Null Volt erreicht.

Zu beachten bei dem Schalten mittels eines Transistors ist, dass die Verlustleistung  $P_V$  am Transistor nicht langfristig zu groß ist, da ansonsten der Transistor zerstört wird. Die Verlustleistung  $P_V$  lässt sich als Hyperbel im 1. Quadranten des Kennlinienfeldes darstellen und ist gegeben durch:

$$P_V = U_{CE} \cdot I_C$$

$$P_V = (U - I_C \cdot R_C) \cdot I_C$$

$$P_V = U \cdot I_C - I_C^2 \cdot R_C$$

Beim Betrieb des Transistors ist dann darauf zu achten, dass die Arbeitsgerade unterhalb der Hyperbel für die Verlustleistung  $P_V$  verläuft oder zumindestens die beiden stabilen Arbeitspunkte unterhalb der Verlustleistung  $P_V$  liegen, damit die Verlustleistung  $P_V$  nicht längerfristig erreicht wird. Ein kurzer Durchgang durch die Totzone ist beim Schaltbetrieb jedoch zulässig.

**Versuchsaufbau und Versuchsdurchführung** Der Versuchsaufbau und die Versuchsdurchführung erfolgt entsprechend den Vorgaben in [Aufgabenstellung], wobei die Schaltung entsprechend Abbildung 4 aufgebaut wird.

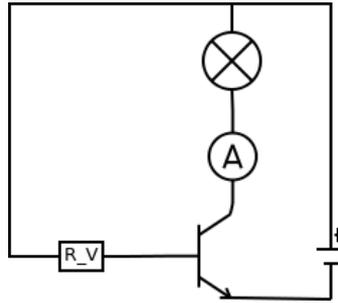


Abbildung 4: Schaltskizze zum Versuch 3.1

## 4.2 Versuch 3.2: Verstärker in Emitterschaltung

**Ziel des Versuchs** In diesem Versuch soll ein Transistor in Emitterschaltung als Verstärker betrieben werden und die wesentlichen Eigenschaften dieses Schaltaufbaus sollen kennengelernt werden.

**Theoretischer Hintergrund: Emitterschaltung eines Transistors** Zu den Grundschaltungen eines Transistors gehört die Emitterschaltung. Hierbei kann der Transistor entweder als Schalter oder zur Spannungsverstärkung eingesetzt werden.

Unter Verwendung einer externen Spannungsquelle  $U$  wird die Ruhespannung des Transistors so eingestellt, dass sich der Transistor für alle auftretenden Eingangsspannungen im Arbeitsbereich befindet. Zusätzlich werden sogenannte Koppelkondensatoren ( $C_1$ ,  $C_2$ ) verwendet, die dafür Sorge tragen, dass die Ruhespannung keinen Einfluss auf die Eingangs- oder Ausgangsspannung hat. Es ist jedoch zu beachten, dass diese Kondensatoren groß genug gewählt werden müssen, sodass sie als Bestandteil von frequenzabhängigen RC-Spannungsteilern das Eingangs- und Ausgangssignal nicht verändern.

Die Spannungsverstärkung  $v$  und der Stromverbrauch sowie die Schaltschnelligkeit der Schaltung werden über den Arbeitswiderstand  $R_C$  festgelegt, wobei für große  $R_C$  die Spannungsverstärkung  $v$  groß und der Stromverbrauch gering ist. Allerdings können für kleinere  $R_C$  höhere Schaltfrequenzen verarbeitet werden. Die Spannungsverstärkung  $v$  ist hierbei definiert durch das Verhältnis von Ausgangsspannung der Schaltung  $u_a$  zur Eingangsspannung  $u_e$ :

$$v = \frac{u_a}{u_e}$$

Zu kritisieren an der Emitter-Schaltung ist, dass die Spannungsverstärkung  $v$ , da diese stark vom dynamischen Basis-Emitter-Widerstand  $r_B = \frac{u_{CE}}{i_C}$  abhängt, nur in einem kleinen Bereich um den Arbeitsbereich des Transistors als konstant angesehen werden kann.

Der Aufbau einer reinen Emitterschaltung ist deshalb auf Grund der nichtlinearen Verstärkung unzuweckmäßig und in der Praxis wird deshalb zusätzlich ein Basiswiderstand  $R_B$  eingesetzt, der zu einer lineareren, aber auch kleineren Verstärkung führt. Vorteilhaft kann dies allerdings sein, wenn ein Schutzwiderstand für die BE-Diode benötigt wird.

**Versuchsaufbau und Versuchsdurchführung** Der Versuch wird entsprechend den Vorgaben in [Aufgabenstellung] aufgebaut und durchgeführt, wobei die Schaltung entsprechend Abbildung 5 verwendet wird.

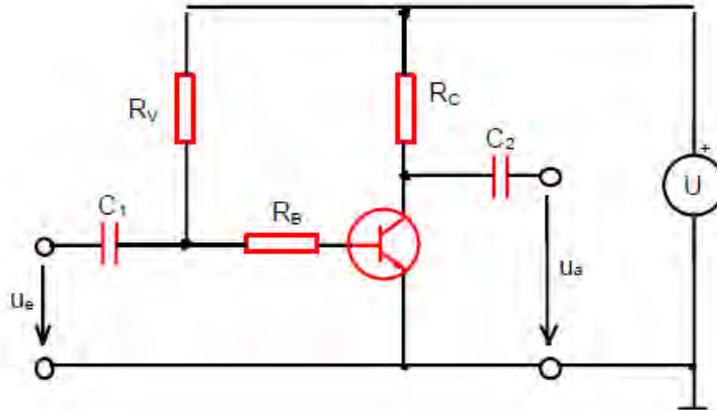


Abbildung 5: Schaltskizze zum Versuch 3.2: Entnommen aus [Vorbereitungshilfe]

**Ablesen der Kenngrößen aus dem Kennlinienfeld** Aus dem zuvor gezeichneten Kennlinienfeld lassen sich folgende Größen ablesen:

- Der Basis-Emitterwiderstand  $r_B$  kann als Steigung im 3. Quadranten abgelesen werden, wobei er wie folgt definiert ist:

$$r_B = \frac{u_{BE}}{i_B}$$

- Der Kollektor-Emitterwiderstand  $r_c$  kann als Inverse der Steigung im 1. Quadranten abgelesen werden, wobei er wie folgt definiert ist:

$$r_c = \frac{u_{CE}}{i_c}$$

- Der Stromverstärkungsfaktor  $\beta$  kann als Steigung im 2. Quadranten abgelesen werden, wobei er wie folgt definiert ist:

$$\beta = \frac{i_c}{i_B}$$

**Berechnung der dynamischen Schaltungskenngrößen** In der [Vorbereitungshilfe] sind die folgenden Transistorkenngrößen gegeben:

- Stromverstärkungsfaktor:  $\beta = 133$
- Basis-Emitterwiderstand:  $r_B = 500\Omega$
- Kollektor-Emitterwiderstand:  $r_C = 7.5\text{ k}\Omega$

Für die Schaltungskenngrößen gelten folgende Formeln:

$$\begin{aligned} \text{Spannungsverstärkung : } v &= \frac{u_a}{u_e} = \beta \frac{Z_a}{Z_e} \\ \text{Eingangsimpedanz : } Z_e &= \frac{u_e}{i_e} = r_B + R_B \\ \text{Ausgangsimpedanz : } Z_a &= \frac{u_a}{i_a} = \frac{1}{\frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C}} \end{aligned}$$

Für die in der [Aufgabenstellung] gegebenen Basiswiderstände  $R_B = 0\Omega$  und  $R_B = 680\Omega$  ergeben sich dann folgende Zahlenwerte:

- $R_B = 0\Omega$ :  $v = 235, Z_e = 500\Omega, Z_a = 882\Omega$
- $R_B = 680\Omega$ :  $v = 100, Z_e = 1180\Omega, Z_a = 882\Omega$

**Angabe des Aussteuerbereichs** Der Aussteuerbereich ist für einen vorzugebenden Prozentsatz durch den Bereich der Eingangsspannungen, in dem die Spannungsverstärkung  $v$  nur um den festgelegten Prozentsatz schwankt, definiert. Weiterhin hängt die Spannungsverstärkung  $v$  vom gewählten Basiswiderstand  $R_B$  und dem Basis-Emitterwiderstand  $r_B$ , die den Basisstrom  $I_B$  bestimmen.

Aus diesem Grund kann man den Aussteuerbereich direkt aus dem 3. Quadranten des Kennlinienfelds bestimmen.

Möchte man die Spannungsverstärkung nun um einen bestimmten Prozentsatz verändern, so muss man aus der Kennlinienfeld die Eingangsspannungen ablesen, die  $\frac{1}{r_B + R_B}$  um den gewählten Prozentsatz verändern.

**Berechnung des Eingangskoppelkondensators  $C_1$**  Der Eingangskoppelkondensator  $C_1$  wird eingesetzt, um störende Gleichspannungsanteile aus dem Eingangssignal zu filtern. Zusammen mit dem Basis-Emitterwiderstand  $r_B$  wirkt er allerdings als frequenzabhängiges RC-Glied, sodass auch der Wechselstromanteil verzerrt wird.

Durch geeignete Dimensionierung des Koppelkondensators  $C_1$  kann allerdings – wie gefordert – erreicht werden, dass der Dachabfall des Rechtecksignals unter 2 % bleibt. Dies heißt, dass der Kondensator  $C_1$  sich um nicht mehr als 2 % aufladen darf, da der Ladestrom und die abfallende Spannung am Kondensator proportional zueinander sind.

Für den Ladestrom eines Kondensators gilt:

$$I(t) = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

In dem betrachteten Fall sind  $R = r_B$ ,  $C = C_1$  und  $t = \frac{T}{2}$  gegeben. Die Ladezeit  $t$  entspricht hierbei der halben Periodendauer  $T$ , weil nur während dieser Zeitdauer das Signal konstant bleibt, sodass für  $t$  folgt:

$$t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2 \cdot f}$$

$$t = \frac{1}{2 \cdot 1 \text{ kHz}}$$

Hieraus kann man nun durch Umformen die Kapazität des Koppelkondensators  $C_1$  berechnen:

$$e^{-\frac{t}{r_B \cdot C_1}} \geq 0.98$$

$$\Rightarrow C_1 \geq -\frac{t}{r_B \cdot \ln(0.98)}$$

$$\Rightarrow C_1 \geq 49.5 \mu\text{F}$$

Es muss also der größte zur Verfügung stehende Kondensator  $C_1 = 120 \mu\text{F}$  für den Versuch gewählt werden.

### 4.3 Versuch 3.3: RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

**Ziel des Versuchs** In diesem Versuch soll ein RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung aufgebaut werden und die zuvor berechnete Oszillatorfrequenz mit der gemessenen Frequenz verglichen werden.

**Rückkopplung eines Transistors** Beim Transistor in Emitterschaltung handelt es sich um einen Umkehrverstärker. Dies heißt, dass das Ausgangssignal um  $180^\circ$  gegenüber dem Eingangssignal verschoben ist.

Würde man das Ausgangssignal direkt auf den Eingang zurückführen, so ergäbe sich eine gegenkoppelnde Rückkopplung und somit keine Schwingung.

Sorgt man allerdings dafür, dass das Ausgangssignal selbst nochmal um  $180^\circ$  phasenverschoben ist, so kann man mit dem zurückgeführten Signal eine mitkoppelnde Rückkopplung erreichen und es entsteht eine Schwingung, wenn das rückgeführte Signal genauso groß ist wie das ursprüngliche Eingangssignal. Die Größe des rückgeführten Signals ist hierbei durch die sogenannte Schleifenverstärkung gegeben, die dem Produkt aus der Verstärkung des Ausgangssignals und dessen anschließender Abschwächung durch die Phasenverschiebung entspricht.

Für die geforderte Phasenverschiebung von  $180^\circ$  und der notwendigen Schleifenverstärkung von Eins ist die Verwendung von mindestens drei RC-Gliedern erforderlich, da andernfalls entweder die Phasenverschiebung zu gering wäre oder die Größe des rückgeführten Signals zu klein.

Nach der [Vorbereitungshilfe] ergibt sich die Kreisfrequenz  $\omega$  für die geforderte Phasenverschiebung an einer dreistufigen RC-Kette näherungsweise zu

$$\omega \approx \frac{1}{\sqrt{6} \cdot R \cdot C} \quad ,$$

woraus sich die Oszillatorfrequenz  $f$  zu

$$f \approx \frac{\omega}{2\pi}$$
$$f \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C}$$
$$f \approx 955.5 \text{ Hz}$$

ergibt.

**Versuchsaufbau und Versuchsdurchführung** Der Aufbau und die Durchführung des Versuchs erfolgen entsprechend den Vorgaben in [Aufgabenstellung], wobei die Schaltung entsprechend Abbildung 6 aufgebaut wird.

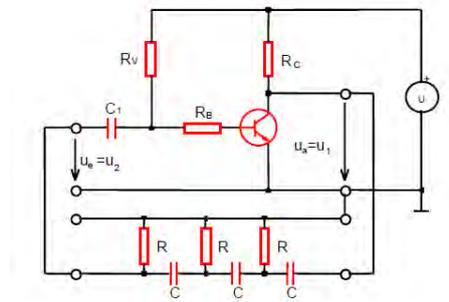


Abbildung 6: Schaltskizze zum Versuch 3.3

## **Literatur**

[Aufgabenstellung] Aufgabenstellung der Versuche P1-50,51,52

[Vorbereitungshilfe] Vorbereitungshilfe zu den Versuchen P1-50,51,52

**Versuche P1-50,51,52**

# **Transistorgrundschaltungen Versuchsvorbereitung**

Thomas Keck, Gruppe: Mo-3  
Karlsruhe Institut für Technologie, Bachelor Physik

Versuchstag: 13.12.2010

## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Halbleiter</b>	<b>3</b>
1.1 Dotierung . . . . .	3
1.2 Diode . . . . .	3
1.3 Transistor . . . . .	4
1.4 Transistorschaltungen . . . . .	5
1.5 Messung der Ein- und Ausgangsimpedanz . . . . .	7
1.6 Überlagerungstheorem . . . . .	8
<b>2 Aufgaben</b>	<b>8</b>
2.1 Transistorkennlinien . . . . .	8
2.2 Überlagerungstheorem . . . . .	8
2.3 Transistorschaltungen . . . . .	9
2.3.1 Transistor als Schalter . . . . .	9
2.3.2 Verstärker in Emitterschaltung . . . . .	10
2.3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung . . . . .	10
<b>Literatur</b>	<b>11</b>

# 1 Halbleiter

## 1.1 Dotierung

Halbleiter wie z.B. Silizium und Germanium besitzen eine geringe Leitfähigkeit, diese kann jedoch drastisch erhöht werden indem Fremdatome in den Kristall eingefügt werden. Der Kristall der üblicherweise Gitterplätze mit 4 bindenden Elektronenpaaren besitzt, wird durch gezielte Verunreinigung durch 3 wertige (p-Dotierung) Fremdatome wie z.B. Bor und Indium oder durch 5 wertige (n-Dotierung) Fremdatome wie z.B. Arsen und Phosphor, leitend gemacht, da durch die Gittereffekte entweder positive Elektronenlücken oder negative Elektronen als Ladungsträger zur Verfügung stehen.

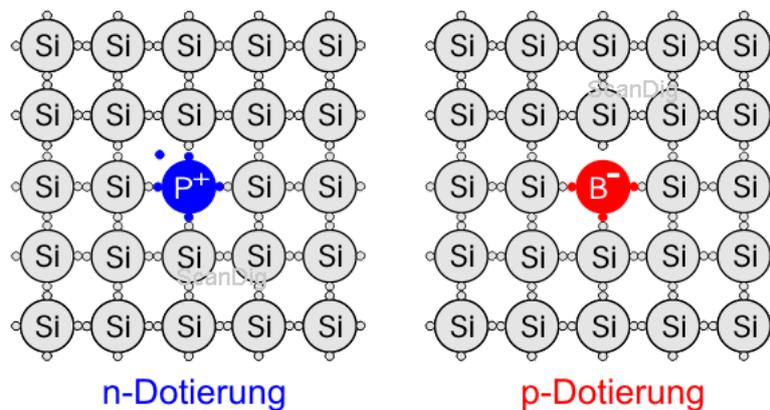


Abbildung 1: p und n Dotierung in Halbleitern

## 1.2 Diode

Verbindet man eine p und eine n dotierte Halbleiterschicht, so wandern die freien negativen Ladungsträger der n Schicht in die Lücken der p Schicht, bis die sich aufbauende Gegenspannung den Prozess stoppt. Zurück bleibt eine an Ladungsträgern verarmte Sperrschicht. Man nennt dieses Bauelement eine Diode.

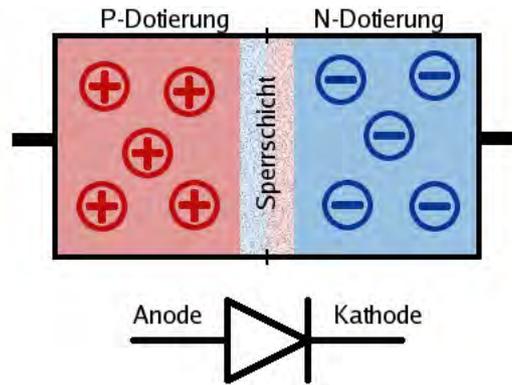


Abbildung 2: Diode - Schematisch und als Schaltsymbol

Legt man nun eine äußere Spannungsquelle mit dem positiven Pol an die n-Seite und negativen an der p-Seite (Polung in Sperrichtung), so werden die restlichen Ladungsträger aus der Sperrschicht abgezogen bis die Diode vollständig sperrt. Es fließt keine Ladung mehr, da keine Ladungsträger in der verarmten Sperrschicht vorhanden sind. Den schwachen Sperrstrom aufgrund von thermischen Prozessen die doch wieder Ladungsträger erzeugen kann man meist vernachlässigen.

Im umgekehrten Fall, bei negativem Pol der äußeren Spannungsquelle an der n-Seite, und positiver Pol an der p-Seite (Polung in Durchlaßrichtung) werden die negativen Ladungsträger aus den Lücken der p-Schicht gezogen, neue Ladungsträger von der n-Schicht können nachrücken und ein stark spannungsabhängiger Durchlassstrom fließt durch die Diode.

Die Diodenkennlinie kann durch folgende Gesetzmäßigkeit näherungsweise beschrieben werden:

$$I(U) = I_s \cdot \left( e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) \quad (1)$$

Die Konstante  $I_s$  hängt von der Diode ab, die Konstante  $U_T$  hat den ungefähren Wert 40mV.

### 1.3 Transistor

Ein Transistor besteht im Prinzip aus 2 Dioden, die sich eine Schicht teilen. Der im Praktikum untersuchte npn Transistor besitzt dabei eine n-Schicht, Emitter genannt, eine p-Schicht Basis genannt. Diese bilden zusammen die B-E-Diode. Die Basis und eine weitere n-Schicht, Kollektor genannt, bilden die B-C Diode.

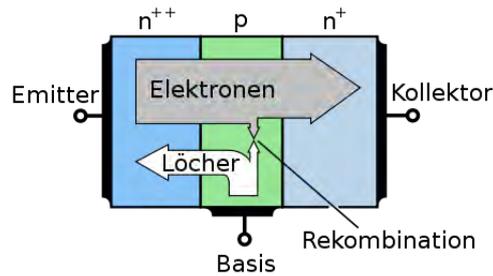


Abbildung 3: Transistor

Nun ist die B-E-Diode in Durchlassrichtung gepolt und die B-C-Diode in Sperrrichtung, durch geschickte Geometrie des Transistors kann jedoch vom Emitter zum Kollektor ein großer Strom  $I_C$  fließen sobald durch die B-E-Diode ein kleiner Steuerungstrom  $I_B$  fließt.

Im Praktikum werden die verschiedenen Kennlinien des Transistors bestimmt, die die verschiedenen Abhängigkeiten von Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$ , Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$ , Basisstrom  $I_B$  und Kollektorstrom  $I_C$  beschreiben.

**Eingangskennlinie** Hier wird der Steuerstrom in Abhängigkeit von der Steuerspannung  $I_B(U_{BE})$  aufgetragen, wegen der geringen Abhängigkeit von  $U_{CE}$  reicht hier eine Kennlinie aus. Aus der Steigung dieser Kurve, kann man den jeweiligen dynamischen Basis-Emitter-Widerstand  $r_b = \frac{u_{be}}{i_b}$  bestimmen. Aus 1 folgt durch Differenzieren:  $r_b \approx \frac{U_T}{I_B}$ .

**Ausgangskennlinie** Hier wird für verschiedene Basisströme der Kollektor-Emitter-Strom  $I_C$  in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung aufgetragen  $I_C(U_{CE})$ . Dabei interessiert uns im Praktikum nur der Arbeitsbereich bei größeren  $U_{CE}$  für die die Kurven getrennt für die einzelnen  $I_B$  sehr flach verlaufen. Aus der Steigung dieser Kennlinie kann man den dynamischen Kollektor-Emitter-Widerstand  $r_c = \frac{u_{ce}}{i_c}$  bestimmen, die für die verschiedenen  $U_{CE}$  als Konstant angenommen werden kann, und damit eine vom Betriebszustand unabhängige Kenngröße des Transistors darstellt.

**Steuerkennlinie** Diese Kennlinie gibt die Abhängigkeit des großen Kollektorstroms von dem kleinen Steuerstrom durch die Basis an  $I_C(I_B)$ , auch hier reicht eine Kennlinie für ein  $U_{CE}$  im Arbeitsbereich aus. Die Steuerkennlinie ist für die meisten Transistoren eine Ursprungsgerade. Die Steigung dieser Geraden gibt gerade den Verstärkungsfaktor  $\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{i_c}{i_b}$  an.

## 1.4 Transistorschaltungen

Transistorschaltungen werden für unterschiedliche Aufgaben verwendet, als Schalter, zur Spannungsverstärkung, Leistungsverstärkung und als Impedanzwandler. Für eine gewählte Schaltung interessieren neben den Transistorkenngrößen vor allem die Schaltungskenngrößen, hierzu

zählen: Der Spannungsverstärkungsfaktor  $v$ , die Eingangsimpedanz  $Z_e$  und die Ausgangsimpedanz  $Z_a$ .

**Emitterschaltung** Die Emitterschaltung ist eine Grundschaltung, sie dient zur Spannungsverstärkung und gelegentlich auch als Schalter. In [Vorbereitungshilfe, Bild 2] sieht man das zugehörige Schaltbild. Die Spannungsquelle  $U$  dient zur Einstellung der Ruhespannung am Transistor, sie ist so zu wählen, dass der Transistor bei den auftretenden Eingangsspannungen immer im Arbeitsbereich (siehe Ausgangskennlinie) bleibt. Die beiden Koppel-Kondensatoren halten diese Ruhespannungen von den Ein und Ausgängen der Schaltung fern. Diese müssen als frequenzabhängige Spannungsteiler groß genug dimensioniert werden um das Ein bzw. Ausgangssignal nicht unzulässig zu verändern. Der Arbeitswiderstand  $R_C$  bewirkt eine größere Verstärkung und einen geringeren Stromverbrauch je höher dieser ist, für kleinere  $R_C$  lassen sich jedoch höhere Frequenzen verarbeiten. Es gilt  $U_{CE} = U - I_C \cdot R_C$ .

Aus den Ersatzschaltbildern für die Emitterschaltung und dem Überlagerungstheorem werden in der Vorbereitungshilfe folgende Formeln hergeleitet:

$$i_B = \frac{U_e}{R_B + r_B} \quad (2)$$

$$u_a = -\beta \cdot i_B \cdot \left( \frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C} \right)^{-1} \quad (3)$$

$$v = \frac{-\beta \left( \frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C} \right)^{-1}}{R_B + r_B} \quad (4)$$

$$Z_e = R_B + r_B \quad (5)$$

$$Z_a = \left( \frac{1}{r_C} + \frac{1}{R_C} \right)^{-1} \quad (6)$$

Probleme ergeben sich bei dieser Schaltung durch die Starke Abhängigkeit des Verstärkungsfaktor von  $r_B$  welches nur in einer geringen Umgebung des Arbeitspunktes als Konstant angenommen werden kann. Ausgleichen kann man dies über einen höheren Widerstand  $R_B$  an der Basis des Transistors, dadurch wird jedoch auch die Verstärkung geringer. Weiterhin ist die Emitterschaltung stark von den spezifischen Transistoreigenschaften abhängig, um dies zu vermeiden gibt es sogenannte Verstärkungsschaltungen mit Gegenkopplung bei denen vor den Emitter ein weiterer Widerstand  $R_E$  eingefügt wird. In der Vorbereitungshilfe wird über eine Näherungen der Verstärkungsfaktor dieser Schaltung mit folgender Formel angegeben:

$$v = -\frac{R_C}{R_E} \quad (7)$$

Die Verstärkung ist also nicht mehr abhängig von den Transistoreigenschaften.

**RC-Oszillator** Beim RC-Oszillator [Vorbereitungshilfe, Bild 12] wird statt einer gegenkopplenden Rückkopplung eine Mitkoppelnde verwendet. Dies wird erreicht indem das Ausgangssignal um 180 Grad phasenverschoben wieder auf den Eingang zurückgeleitet wird, es kommt

so zu Schwingungen wenn die Schleifenverstärkung ungefähr 1 ist. Die Schleifenverstärkung ist dabei das Produkt aus Verstärkung der Emitterschaltung und Abschwächung durch die RC-Glieder die als Phasenschieber dienen.

Nur für eine bestimmte Frequenz beträgt die Phasenverschiebung dabei die geforderten 180 Grad, da die RC-Glieder frequenzabhängige Spannungsteiler sind. Da mit wachsender Phasenverschiebung die Ausgangsspannung immer kleiner wird, werden wenigstens 3 RC-Glieder benötigt, um die geforderten 180 Grad bei nicht allzu großen Verlusten, d.h. Schleifenverstärkung etwa 1, zu erfüllen.

In der Vorbereitungshilfe wurde der Abschwächungsfaktor für eine Eingangsspannung  $u_1$  hergeleitet, sie beträgt im Falle der gewünschten Phasenverschiebung von 180 Grad (Imaginärteil muss verschwinden):

$$\frac{u_1}{u_2} = 1 - \frac{5}{(\omega \cdot R \cdot C)^2} \quad (8)$$

$$\omega = \frac{1}{R \cdot C \cdot \sqrt{6}} \quad (9)$$

Dies gilt jedoch nur für die unbelastete RC-Kette, die Leerlaufverstärkung sollte daher wesentlich größer sein, als die geforderte Schleifenverstärkung im belasteten Zustand von 1.

## 1.5 Messung der Ein- und Ausgangsimpedanz

Die Messung der Eingangsimpedanz erfolgt über einen Vorwiderstand  $R$ , indem eine Signalspannungsquelle mit vernachlässigbarem Innenwiderstand und bekannter Ausgangsspannung, über diesen Vorwiderstand an die Schaltung angeschlossen wird. Der Vorwiderstand wird nun so gewählt dass an der Schaltung nur noch die Hälfte der Ausgangsspannung anliegt. Dann ist der Vorwiderstand gleich der Eingangsimpedanz der Schaltung. Alternativ kann auch ein fester Widerstand benutzt werden. Die Eingangsimpedanz muss dann jedoch berechnet werden über:

$$Z_e = \frac{U_{Ze}}{U_e - U_{Ze}} \cdot R \quad (10)$$

Dabei ist  $U_{Ze}$  die Spannung die am Eingang anliegt, und  $U_e$  die ursprüngliche Eingangsspannung. Für  $U_e = 2 \cdot U_{Ze}$  ergibt sich gerade der Spezialfall von oben.

Für die Ausgangsimpedanz leitet man das Ausgangssignal über einen Lastwiderstand, so dass nur noch die Hälfte des Leerlaufsignals am Widerstand anliegt. In dieser Situation ist der Lastwiderstand gleich der Ausgangsimpedanz der Schaltung. Alternativ kann auch ein fester Widerstand benutzt werden. Die Ausgangsimpedanz muss dann jedoch berechnet werden über:

$$Z_a = \frac{U_{ll} - R_R}{U_R} \cdot R \quad (11)$$

Dabei ist  $U_{ll}$  die Leerlaufspannung die an der unbelasteten Schaltung abfällt, und  $U_R$  die Spannung die am Widerstand abfällt. Für  $U_{ll} = 2 \cdot U_R$  ergibt sich gerade der Spezialfall von oben.

Beide Spannung lassen sich mit einem Oszilloskop messen und graphisch darstellen.

## 1.6 Überlagerungstheorem

Unter dem Überlagerungstheorem versteht man in der Elektrotechnik einfach nur das aus der Physik bekannte Superpositionsprinzip. Bei den meisten elektrischen Schaltungen handelt es sich um lineare Netze, sodass sich Spannungen und Ströme in der Schaltung linear überlagern. Diese Linearität der herrschenden Gesetze um die Spannungen und Ströme in Netzwerken mit mehreren Spannungs- bzw. Stromquellen zu berechnen. Hierbei werden einfach die Summen der Einzelspannungen und Einzelströme gebildet, bei nur einer wirksamen Quelle. Die Innenwiderstände der übrigen Quellen müssen dabei natürlich weiterhin berücksichtigt werden.

## 2 Aufgaben

Alle Schaltskizzen zu den jeweiligen Schaltungen der einzelnen Aufgaben befinden sich bereits im Anhang an die Vorbereitungshilfe.

### 2.1 Transistorkennlinien

Die 3 gemessenen Kennlinien werden in ein 4 Quadranten-Schaubild eingetragen. Die Eingangskennlinie im Ersten, die Ausgangskennlinie im Zweiten und die Steuerkennlinie im zweiten Feld. Das 4. Feld bleibt unbenutzt. Die Basis-Emitter-Spannung wird mittels einem hochohmigen Voltmeter gemessen, da der Basisstrom kleiner als  $100\mu\Omega$  gehalten wird, und ansonsten durch Ströme durch das Messinstrument selbst die Messung verfälscht werden würde.

### 2.2 Überlagerungstheorem

Die experimentell ermittelten Werte, sollen mit den über das Überlagerungstheorem theoretisch gewonnenen Werten verglichen werden. Die zu berechnende Schaltung findet man in [Vorbereitungshilfe, Bild 15]. Dabei sind die beiden Spannungsquellen  $U_{Re} = \pm 8V$  (1kHz Rechteckspannung) und  $U_{Gl} = +12V$  (Gleichspannung) mit den Innenwiderständen  $R_{Re} = 50\Omega$  und  $R_{Gl} \approx 0\Omega$  über 3 Widerstände  $R_1 = 1k\Omega$   $R_2 = 1.5k\Omega$   $R_3 = 330\Omega$  verbunden.

Gemessen bzw. berechnet wird der Spannungsabfall  $U_{R3}$  über  $R_3$ , für den Fall, dass keine, eine oder alle beide Spannungsquellen wirksam sind.

**Keine Spannungsquelle aktiv** In diesem Fall wird über  $R_3$  auch keine Spannung messbar sein:  $\Rightarrow U_{R3} = 0V$

**Nur  $U_{Re}$  ist aktiv** Da keine frequenzabhängigen Widerstände vorhanden sind kann ganz normal mit ohmschen Widerständen gerechnet werden.

$$R_G = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2 + R_{Gl}} + \frac{1}{R_3}} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 1270.5\Omega$$

$$I_{Re} = \frac{U_{Re}}{R_G}$$

$$U_{R3} = U_{Re} - U_{R1} = U_{Re} - R_1 \cdot I_{Re} = U_{Re} - R_1 \cdot \frac{U_{Re}}{R_G}$$

$$= U_{Re} \cdot \left(1 - \frac{R_1}{R_G}\right) = 0.212 \cdot U_{Re}$$

**Nur  $U_{Gl}$  ist aktiv**

$$R_G = \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_{Re}} + \frac{1}{R_3}} + R_2 = 1751\Omega$$

$$I_{Gl} = \frac{U_{Gl}}{R_G} = 6.85\text{mA}$$

$$U_{R3} = U_{Gl} - U_{R2} = U_{Gl} - R_2 \cdot I_{Gl} = 1.72\text{V}$$

**Beide Quellen sind aktiv** Nach dem Überlagerungstheorem folgt:

$$U_{R3} = 1.72\text{V} + 0.212 \cdot U_{Re}$$

Eine Rechteckschwingung mit der Frequenz von  $U_{Re}$  um 1.72V mit der Amplitude 1.70V.

## 2.3 Transistorschaltungen

### 2.3.1 Transistor als Schalter

Die Arbeitsgeraden sind gerade gegeben durch  $U_{CE} = U - I_C \cdot R_C$ , die Schnittpunkte dieser Geraden mit den Ausgangskennlinien sind gerade die Arbeitspunkte des Transistors. Nun kann der Basisstrom  $I_B$  so angesteuert werden dass  $U_{CE} = 0\text{V}$ , in diesem Fall ist der Transistor ein geschlossener Schalter, der Strom kann ungehindert durch ihn hindurchfließen. Für  $I_C = \beta A$ , also wenn kein Basisstrom anliegt fließt kein Strom durch den Transistor, er funktioniert als geöffneter Schalter.

Bei zu hoher Belastung wird der Transistor zerstört, die maximale Belastung ist gerade durch die Verlustleistung gegeben, die Schnittpunkt der entstehenden Hyperbel schneidet die Ausgangskennlinien ebenfalls, diese Punkte sollten nicht längerfristig überschritten werden, dient der Transistor als Schalter so spielt dies jedoch bei kurzen Schaltvorgängen kaum eine Rolle.

$$P = I_C \cdot U_{CE} = (U - I_C \cdot R_C) \cdot I_C = U \cdot I_C - I_C^2 \cdot R_C$$

Im Praktikumsversuch kann die Verlustleistung über die Messung von  $I_C$  und  $U_{CE}$  bestimmt werden.

### 2.3.2 Verstärker in Emitterschaltung

Mit den gegebenen Transistorkenngrößen:  $\beta = 133$ ,  $r_B = 500\Omega$  und  $r_C = 7.5k\Omega$ , sowie den Widerständen aus der Schaltung:  $R_v = 1M\Omega$  und  $R_C = 1k\Omega$ , kann man die Spannungsverstärkung  $v$ , die Eingangsimpedanz  $Z_e$  und die Ausgangsimpedanz  $Z_a$  nach den Formeln in 1.4 berechnen.

Für  $R_B = 0\Omega$

$$Z_a = 882.3\Omega$$

$$Z_e = 500\Omega$$

$$v = -234.7$$

Für  $R_B = 680\Omega$

$$Z_a = 882.3\Omega$$

$$Z_e = 1180\Omega$$

$$v = -99.4$$

Für verschiedene Eingangsspannung ist  $r_B$  unterschiedlich groß, deshalb ändert sich  $v$  für unterschiedliche Eingangsspannungen. Aus dem Kennlinienfeld der Eingangsspannung kann man deshalb direkt ablesen in welchem Bereich der Aussteuerbereich liegt. Um  $v$  um einen bestimmten Prozentsatz zu variieren muss man dem Eingangskennlinienbild nur die Eingangsspannungen entnehmen die  $\frac{1}{r_B + R_B}$  um den gleichen Prozentsatz verändern.

Das Eingangssignal wird durch die frequenzabhängigen Spannungsteiler  $C_1$  und  $r_B$  verändert. Damit für die Rechteckspannung mit  $f = 1kHz$  der Dachabfall unter 2% bleibt muss der Kondensator entsprechend dimensioniert sein. Betrachtet man den Ladevorgang des Kondensators im Bezug auf die Periodendauer des Signals, so sollte sich der Kondensator um nicht mehr als 2% aufladen, da Strom und Spannung proportional zueinander verlaufen:

$$t = \frac{1}{2000} \text{s}$$

$$I(t) = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{r_B \cdot C_1}} > 0.98$$

$$C_1 > -\frac{t}{r_B \cdot \ln(0.98)}$$

$$\Rightarrow C_1 > 49.4\mu\text{F}$$

Im Versuch muss also der  $120\mu\text{F}$  Kondensator verwendet werden.

### 2.3.3 RC-Oszillator mit Transistorverstärker in Emitterschaltung

Nach 9 ergibt sich für die Oszillationsfrequenz  $f = 955.5\text{Hz}$  für  $R = 1k\Omega$  und  $C = 68\text{nF}$ . Der Abschächungsfaktor beträgt nach  $8 \frac{u_1}{u_2} = -29$ .

## **Literatur**

[Aufgabenstellung] Aufgabenstellung der Versuche P1-50,51,52

[Vorbereitungshilfe] Vorbereitungshilfe zu den Versuchen P1-50,51,52

13.12.2010

Transistor grundschaltungen - Messprotokoll

Aufgabe 1.1: Bestimmung der Eingangskennlinie

Tabelle:

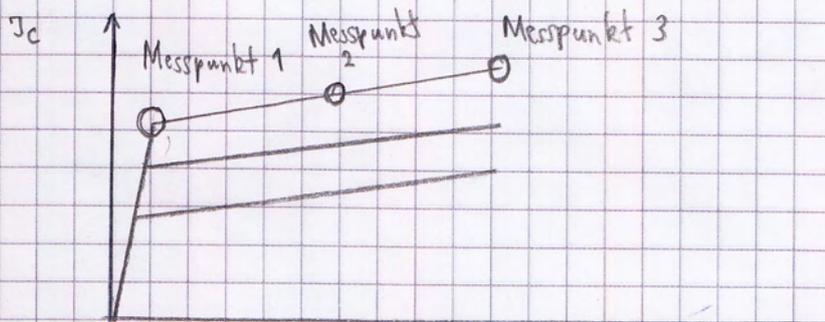
$I_B [\mu A]$	11,5	15	20	25	30	40	45	50	35
$U_{CE} [V]$	0,60	0,62	0,63	0,635	0,64	0,648	0,65	0,655	0,645

$I_B [\mu A]$	55	60	70	80	90	100
$U_{CE} [V]$	0,66	0,665	0,67	0,675	0,678	0,68

Aufgabe 1.2: Bestimmung der Ausgangskennlinie

Skizze zur Messung:

Skizzierung der Messpunkte auf der Ausgangskennlinie



Messpunkt 1		Messpunkt 2		Messpunkt 3		für alle
$I_C [\mu A]$	$U_{CE} [V]$	$I_C [\mu A]$	$U_{CE} [V]$	$I_C [\mu A]$	$U_{CE} [V]$	$I_B [\mu A]$
9	0,2	10	8	11	15	48
19	0,22	20	8	21	15	95
28	0,3	30	8	31,5	15	130
38	0,35	40	8	43,5	15	170
47,5	0,4	50	8	53	15	198

# Transistorgrundschaltungen - Messprotokoll

## Aufgabe 2: Überprüfung des Überlagerungstheorems

Messwert bei Ersetzung der Gleichspannung durch ihren Innenwiderstand

$$U_{R3} = \pm 1,70 \text{ V} \quad \checkmark \quad (\text{Berechnet: } 1,70 \text{ V})$$

Messwert bei Ersetzung der Rechteckspannung durch ihren Innenwiderstand

$$U_{R3} = \pm 1,75 \text{ V} \quad \checkmark \quad (\text{Berechnet: } 1,72 \text{ V})$$

Messwert bei Verwendung beider Spannungsquellen

$$U_{R3} = 3,45 \text{ V} \quad \text{bzw.} \quad 0,5 \text{ V} \quad (\text{Berechnet: } 3,42 \text{ V} \quad \text{bzw.} \quad 0,02 \text{ V})$$

### Fazit:

Die berechneten Werte konnten sehr gut durch die Messwerte bestätigt werden und die Gültigkeit des Überlagerungstheorems konnte gezeigt werden.  $\checkmark$

### Aufgabe 3:1 : Der Transistor als Schalter

$R_V [k\Omega]$	$I_C [mA]$	$U_{CE} [V]$	$P_{Trans} [mW]$	Verhalten der Glühbirne
1	206	0,19	391	Glühbirne leuchtet
10	202	0,54	109	Glühbirne leuchtet
220	10	12	120	Glühbirne <del>leuchtet</del> dunkel

### Aufgabe 3:2 : Transistor in Emitterschaltung

b) Dynamische Transistor Kenngrößen aus dem Kennlinienfeld

Stromverstärkungsfaktor  $\beta$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{6 \text{ mA}}{23 \mu\text{A}} = 261 \quad \checkmark$$

// Dies ist doppelt so groß wie in der Vorbereitung berechnet wurde ( $\beta = 133$ ) ✓

Basen - Emittorwiderstand  $r_B$

$$r_B = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{(0,65 - 0,635) \text{ V}}{(20 - 25) \mu\text{A}} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{\cancel{24 \mu\text{A}}} \quad \checkmark$$

// Auch dieser ist wesentlich größer als aus den Herstellerangaben berechnet wurde ( $R_B = 500 \Omega$ ) ✓

Kollektor - Emittorwiderstand  $r_C$

$$r_C = \frac{U_{CE}}{I_C} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{(15 - 0,2) \text{ V}}{2(11 - 9) \text{ mA}} = 7,4 \text{ k}\Omega \quad \checkmark$$

// Dieser Wert passt sehr gut mit den Herstellerangaben zusammen ( $R_C = 7,5 \text{ k}\Omega$ )

d) Messung der dynamischen Transistor Kenngrößen

Spannungs-  
verstärkung

$u_e [mV]$	$u_a (R_B = 0 \Omega) [V]$	$u_a (R_B = 680 \Omega) [V]$	$r (R_B = 0 \Omega)$	$r (R_B = 680 \Omega)$
5	1,1	0,65	220	130
10	<del>1,1</del> 2,1	1,25	210	125
20	3,9	2,45	195	122,5

### Eingangsimpedanz $Z_E$ :

$U_E$ [mV]	$U_{Z_E} (R_B=0 \Omega)$	$Z_E (R_B=0 \Omega)$ [ $\Omega$ ]
5	2,5 mV	1 k $\Omega$
10	4,5 mV	0,818 k $\Omega$
20	9 mV	0,818 k $\Omega$ ✓

$U_E$ [mV]	$U_{Z_E} (R_B=680 \Omega)$ [ $\Omega$ ]	$Z_E (R_B=680 \Omega)$ [ $\Omega$ ]
5	3 mV	1,5 k $\Omega$
10	6 mV	1,5 k $\Omega$
20	12 mV	1,5 k $\Omega$ ✓

### Ausgangsimpedanz $Z_A$

$U_E$ [mV]	$U_u$ [V]	$U_n$ [V]	$Z_A (R_B=0 \Omega)$
5	1,1	0,52	1,12 k $\Omega$
10	2,1	1,1	0,909 k $\Omega$
20	4,0	2,0	1 k $\Omega$ ✓

$U_E$ [mV]	$U_u$ [V]	$U_n$ [V]	$Z_A (R_B=680 \Omega)$
5	0,6	0,33	0,818 k $\Omega$
10	1,3	0,65	1 k $\Omega$
20	2,5	1,3	0,923 k $\Omega$ ✓

## Auswertung Aufgabe 3.2 d)

### Spannungsverstärkung

Experimentell bestätigt sich, dass die Spannungsverstärkung mit dem Basiswiderstand  $R_B = 680 \Omega$  ungefähr halb so groß ist wie ohne.

Berechnet:  $R_B = 0 \Omega$   $v = ~~237~~ 234,7$

$R_B = 680 \Omega$   $v = 99,4$

### Gemitteltetes Messergebnis:

$R_B = 0 \Omega$   $v = 208,3$

$R_B = 680 \Omega$   $v = 125,8$  ✓

⇒ Theorie und Experiment stimmen im Rahmen der Messungenauigkeit und den Toleranzen des Transistors überein. ✓

### Eingangsimpedanz

Aufgrund des höheren Basis-Emitterwiderstandes war bei der Messung eine höhere Eingangsimpedanz zu erwarten als berechnet dies hat sich bestätigt:

Berechnet:  $R_B = 0 \Omega$   $Z_E = 500 \Omega$  ✓

$R_B = 680 \Omega$   $Z_E = 1,18 \text{ k}\Omega$  ✓

Gemitteltetes Messergebnis:  $R_B = 0 \Omega$   $Z_E \approx \text{Messung } 0,878 \text{ k}\Omega$   
 $R_B = 680 \Omega$   $Z_E = \text{Messung } 1,5 \text{ k}\Omega$

## Ausgangsimpedanz:

Berechnet  $R_B = 0 \Omega$   $Z_A = 882,3 \Omega$

$R_B = 680 \Omega$   $Z_A = 882,3 \Omega$

Gemitteltes  $R_B = 0 \Omega$   $Z_A = 1 \text{ k}\Omega$   
Messergebnis  $R_B = 680 \Omega$   $Z_A = 0,913 \text{ k}\Omega$

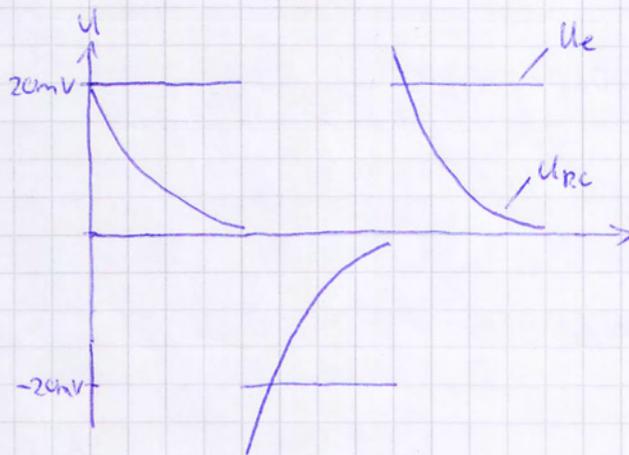
⇒ Auch hier passen Berechnung und Messung  
gut zusammen. ✓

### Aufgabe 3.2

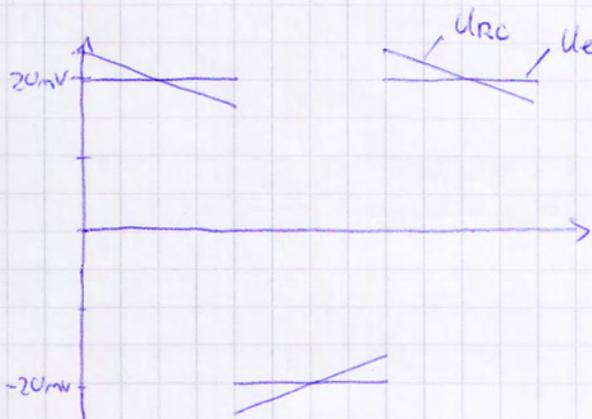
e) Überprüfung des Dachabfalls

Skizze

$$C = 100 \text{ nF}$$



$$C = 1 \mu\text{F}$$



An Hand der Messung am RC-Glied für die verschiedenen verfügbaren Kondensatoren konnte der zunehmende Dachabfall beobachtet werden, wenn man immer kleinere Kondensatoren einsetzt. ~~Das~~ Das RC-Glied zeigt auch ein zunehmendes ~~von~~ Differenzierverhalten.

Beim in der Schaltung eingesetzten Kondensator  $C_1 = 120 \mu\text{F}$  war der Dachabfall jedoch vernachlässigbar. ✓

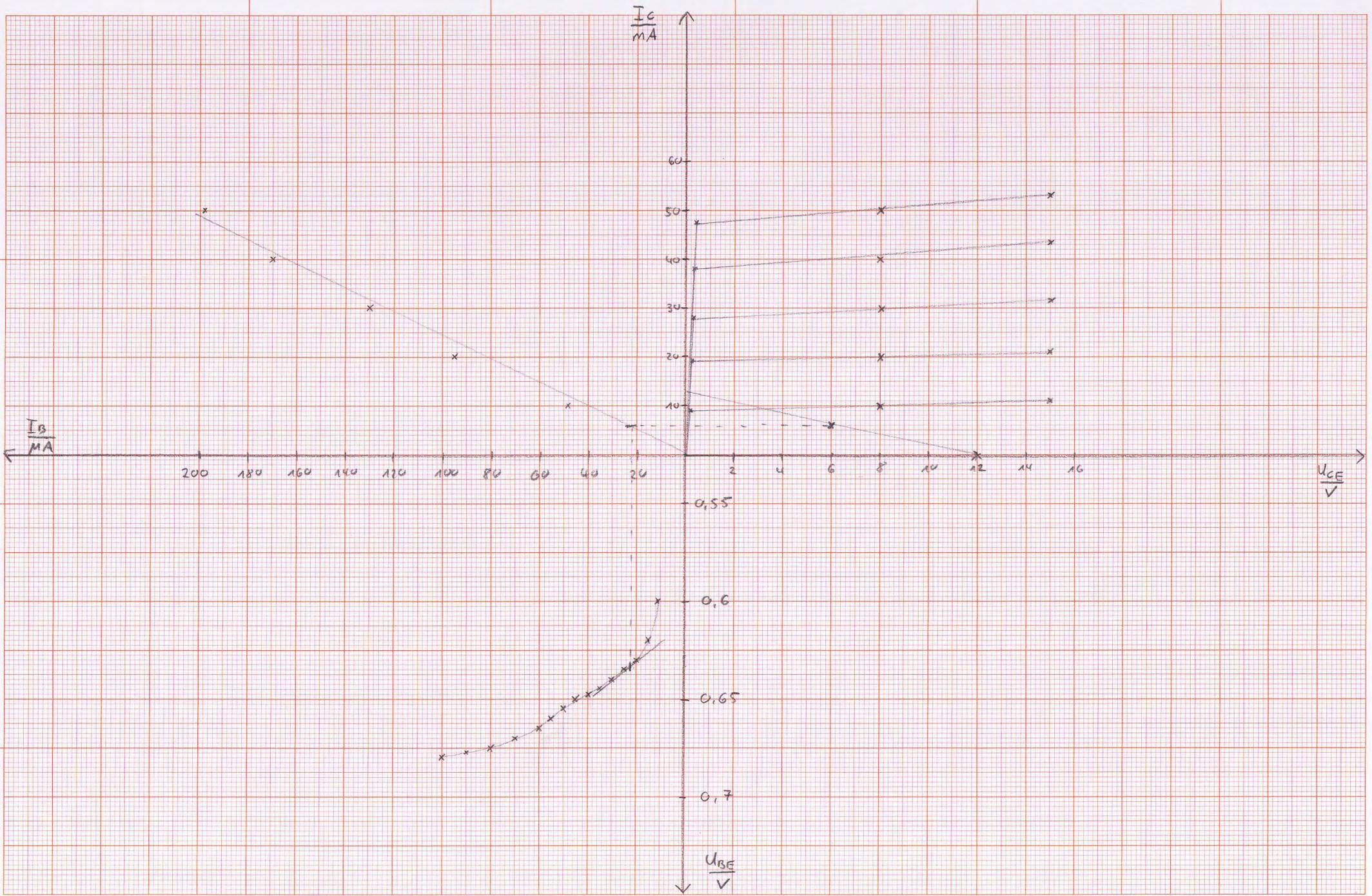
### Aufgabe 3.3

Die Periodendauer ist  $\Delta t = 1,16 \text{ ms}$

$$\Rightarrow f = \frac{1}{T} = 862 \text{ Hz}$$

Dies passt mit den berechneten  $f_R = 955,5 \text{ Hz}$  gut zusammen. ✓

A 4 210 x 297 mm



MADE IN GERMANY