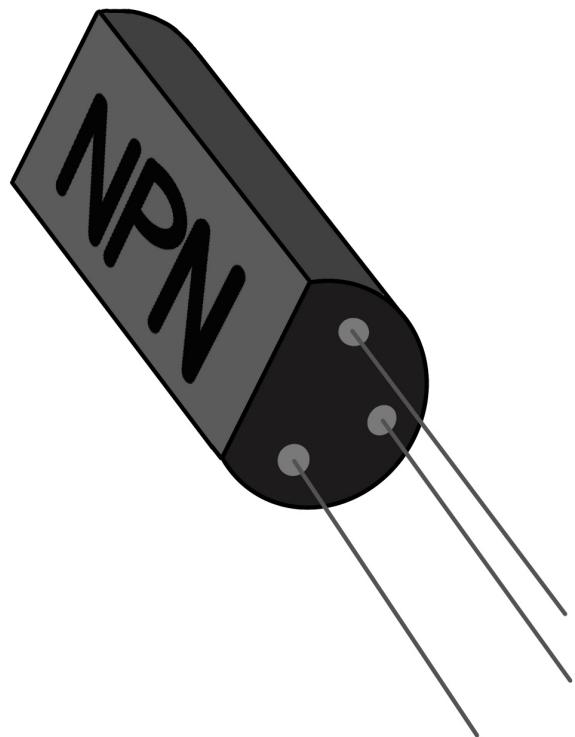


# **Versuch: EL1 Transistor**

Marius Kaiser, Felix Mateo Brunnabend  
Gruppe: 16

12. März 2021

Physikalisches Praktikum  
im Sommersemester 2019  
Versuch durchgeführt am 08.04.2019



# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Motivation</b>	<b>5</b>
<b>2 Fragen zur Vorbereitung</b>	<b>6</b>
2.1 Impedanzen des Hochpass . . . . .	6
2.2 Bauteilkennungen . . . . .	8
2.3 Funktionsweise . . . . .	9
2.4 Kennlinien . . . . .	11
2.5 Schaltungstypen . . . . .	12
2.6 Widerstände Emitterschaltung . . . . .	13
2.7 Allgemeines . . . . .	14
<b>3 Versuchsdurchführung</b>	<b>15</b>
3.1 Verwendete Messgeräte, Bauteile und dessen Fehler . . . . .	15
3.2 Eingangskennlinie des Transistors . . . . .	15
3.3 Ausgangskennlinie des Transistors . . . . .	18
3.4 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung	20
3.4.1 Aufbau . . . . .	20
3.4.2 Dimensionierung . . . . .	20
3.4.3 Charakterisierung . . . . .	23
3.4.4 DC-Verstärkung . . . . .	23
3.4.5 Wechselspannungsverstärkung . . . . .	26
3.4.6 Bestimmung des Ausgangswiderstandes . . . . .	26
3.4.7 Bestimmung des Eingangswiderstandes . . . . .	27
3.4.8 Bestimmung der Leerlaufverstärkung . . . . .	27
<b>4 Auswertung</b>	<b>29</b>
4.1 Eingangskennlinie des Transistors . . . . .	29
4.2 Ausgangskennlinie des Transistors . . . . .	32
4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung	35
4.3.1 Wechselspannungsverstärkung . . . . .	35
4.3.2 Wichtige Größen am Arbeitspunkt . . . . .	37
4.3.3 Charakteristik der Übersteuerung . . . . .	38
4.3.4 Verstärkervergleich . . . . .	39
4.3.5 Ausgangswiderstand . . . . .	40
4.3.6 Eingangswiderstand . . . . .	41
4.3.7 Gegenkopplung . . . . .	41



# 1 Motivation

In der heutigen Welt sind Transistoren nicht mehr wegzudenken.

Egal ob Computer, Smartphones, Auto oder Musikanlagen, Transistoren sind der Kernbestandteil elektrischer Geräte.

Während Vernetzungen von Transistoren schnell sehr komplex Werden, ist der Transistor als Basiselement relativ einfach zu verstehen.

So machen wir nun den Schritt von der bereits behandelten Diode zum Transistor und untersuchen in diesem Versuch die zugrunde liegende Physik hinter diesem Bauteil, indem wir die typischen Kennlinien eines Transistors analysieren.

Denn aus dem zunächst quantenmechanischen Ladungsträgermodell von Halbleiteranordnungen, lässt sich ein funktioneller Zusammenhang in der Elektrodynamik formulieren.

Außerdem ergründen wir die Eigenschaften und Nutzungsweisen der gebräuchlichsten Verschaltung solcher Transistoren und wie solche dimensioniert werden.

## 2 Fragen zur Vorbereitung

### 2.1 Impedanzen des Hochpass

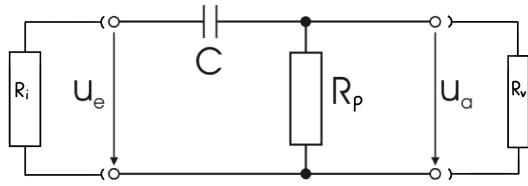


Abbildung 2.1: Hochpass als Komplexer Spannungsteiler

Zuerst berechnen wir den komplexen Widerstand zwischen den Potentialpunkten von  $U_e$  (Eingangsimpedanz). Nach den Kirchoff'schen Regeln für Widerstandsnetzwerke gilt:

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_c + \frac{1}{\frac{1}{R_v} + \frac{1}{R_p}}}}$$

mit:

$$R_c = \frac{1}{i\omega C}$$

ergibt sich:

$$Z_e = \frac{R_i(R_v + R_p + i\omega C R_v R_p)}{R_v + R_p + i\omega C(R_v R_i + R_p R_i + R_v R_p)}$$

und in Real und Imaginärteil:

$$Z_e = \frac{R_i[(R_v + R_p)^2 + \omega^2 C^2 R_v R_p ((R_v + R_p) R_i + R_v R_p)] - i\omega C R_i^2 (R_v + R_p)^2}{(R_v + R_p)^2 + \omega^2 C^2 (R_v R_i + R_i R_p + R_p R_v)^2}$$

## 2.1 Impedanzen des Hochpass

Da der Innenwiderstand  $R_i$  vernachlässigt werden kann, so betrachtet man  $R_i \rightarrow \infty$ :

$$Z_e = \frac{R_v + R_p + i\omega C R_v R_p}{\frac{R_v + R_p}{R_i} + i\omega C (R_v + R_p + \frac{R_v R_p}{R_i})} \xrightarrow{R_i \rightarrow \infty} \frac{R_v + R_p + i\omega C R_v R_p}{i\omega C (R_v + R_p)}$$

Für die Impedanz ohne Last wählt man  $R_v \rightarrow \infty$ :

$$\tilde{Z}_e = \frac{1 + \frac{R_p}{R_v} + i\omega C R_p}{i\omega (1 + \frac{R_p}{R_v})} \xrightarrow{R_v \rightarrow \infty} \frac{1 + i\omega C R_p}{i\omega C} = \frac{1}{i\omega C} + R_p$$

Diese Formel entspricht der erwarteten Reihendarstellung von Kondensatoren und Widerständen. Betrachtet man nun den komplexen Widerstand zwischen den Potentialpunkten  $U_a$  (Ausgangsimpedanz), so erhält man:

$$\begin{aligned} Z_a &= \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_v} + \frac{1}{R_i + \frac{1}{i\omega C}}} \\ &= \frac{(i\omega C R_i + 1) R_v R_p}{R_p + R_v + i\omega C (R_v R_p + R_p R_i + R_i R_v)} \end{aligned}$$

Mit den gleichen Überlegungen wie vorher erhält man:

$$\begin{aligned} Z_a &= \frac{(i\omega C + \frac{1}{R_i}) R_v R_p}{i\omega C (\frac{R_v R_p}{R_i} + R_p + R_v) + \frac{R_v + R_p}{R_i}} \\ &\xrightarrow{R_i \rightarrow \infty} \frac{R_v R_p}{R_p + R_v} = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_v}} \end{aligned}$$

und

$$\tilde{Z}_a = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_v}} \xrightarrow{R_v \rightarrow \infty} R_p$$

Diese Schaltung wird Hochpass genannt, da hochfrequente Eingangsspannungen  $U_e$  am Ausgang ungehindert durchgelassen werden. Für niederfrequente Eingangsspannungen wird der Widerstand sehr groß und die Schaltung sperrt den Durchgang. Dieses Verhalten ist durch den Kondensator am besten durch folgende Betrachtung zu erklären: (Dabei ist  $I_{R_p}$  der Strom am Widerstand  $R_p$ .)

$$\begin{aligned} I_{R_p} &= I_e = U_e \cdot \frac{1}{Z_e} && \text{mit} && Z_e = \frac{R_p i\omega C + 1}{i\omega C} \\ \Rightarrow I_{R_p} &= \frac{i\omega C U_e}{R_p i\omega C + 1} \end{aligned}$$

## 2 Fragen zur Vorbereitung

also ist das der Strom durch  $R_p$  und mit  $U_a = I_{R_p} \cdot R_p$

$$\Rightarrow U_a = U_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{i\omega CR_p}}$$

damit kann man schön erkennen dass:

$$\begin{aligned} U_a &\xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} U_e \\ U_a &\xrightarrow{\omega \rightarrow 0} 0 \end{aligned}$$

## 2.2 Bauteilkennungen

In der realen Messung wird man merken, dass vorhandene Impedanzen von Kabeln und Geräten die Messwerte verfälschen können. Um diese Verfälschung gut möglichst zu kompensieren, kann man eine geeignet dimensionierte Schaltung verwendet, welche aus der Parallelschaltung eines ohmschen Widerstand und eines Kondensators besteht. Gerade am Oszillatoreingang werden damit interne und externe Impedanzen kompensiert, da sowohl Widerstände als auch Kapazitäten zwischen verschiedenen Leitern bestehen können. Die Kenngrößen „ $1 M\Omega, 20 pF$ “ am Oszillatoreingang geben also an, wie groß die parallel geschalteten Bauteile (ohmscher Widerstand und Kondensator) im Oszillatoreingang sind.

Wie schon erwähnt haben also auch Kabel durch äußere Einflüsse und innere Widerstände einen merklichen Widerstand, welcher durch die Angabe der Impedanz des Kabels, hier also  $50 \Omega$ , angegeben wird.

## 2.3 Funktionsweise

Nun wollen wir uns mit der Funktionsweise eines Transistors beschäftigen. Im Vorraus wollen wir dafür zunächst noch einmal die Diode genauer betrachten, da anhand dieser der Transistor leichter verstanden werden kann.

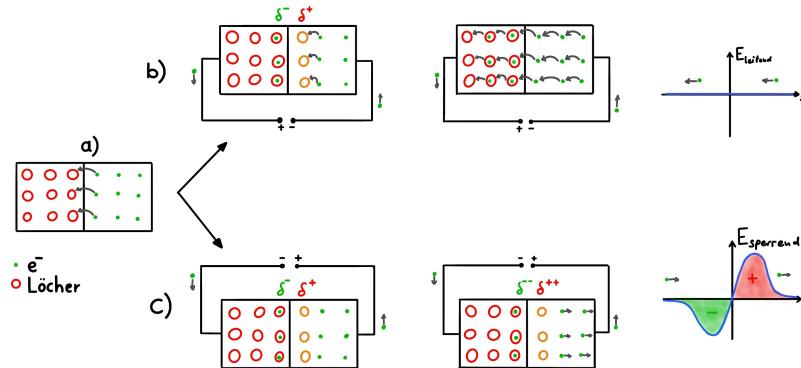


Abbildung 2.2: Funktionsweise Diode

Die Diode ist zunächst nur ein pn-Übergang von dozierten Halbleitern. Im Bild a) (2.2) sehen wir den unbeschalteten Zustand, bei dem im p-Material vorwiegend 'Löcher' und im n-Material vorwiegend Elektronen als Ladungsträger vorliegen.

Durch Diffusion gelangen Elektronen in das p-Material und agieren mit den nächstmöglichen 'Löchern'. Dadurch entstehen negative Partialladungen im p-Material und positive im n-Material, welche ein elektrisches Feld erzeugen. Dieses ist der Diffusion entgegengerichtet und stoppt den Ladungsfluss. (Auch Driftspannung genannt)

Wird nun eine Spannung angelegt, gibt es zwei Möglichkeiten die Pole an zu legen. Wird der Minuspol an das n-Material gelegt und der Pluspol an das p-Material wird die Driftspannung aufgehoben, bzw. übertroffen, und die Elektronen können entlang der 'Löcher' abtransportiert werden. Die Diode leitet den Strom physikalisch ( $- \rightarrow +$ ). (Bildfolge b) 2.2)

Legt man die Pole nun genau andersrum an, so werden die Elektronen aus dem n-Material abgezogen, sodass ein Elektronenmangel im n-Material und ein Elektronenüberschuss im p-Material entsteht. Die Driftspannung wird erhöht und die Diode sperrt den Stromfluss. (Bildfolge c) 2.2)

Nun können wir den Transistor als pnp-Bauteil von Halbleitern betrachten. Dafür modellieren wir zwei entgegengerichtete pn-Übergänge (also entgegengerichtete Dioden). Das im Bild (2.3) gezeigte Modell eines Transistors wird als Ersatzschaltbild für die zu diskutierende Emitterschaltung genutzt. Vorerst sei  $U_{BE} = 0$  und  $U_{CE}$  beliebig im realistischen Maßstab.

Wie gerade für Dioden erklärt, würde die untere Diode potentiell durchlassen, die

## 2 Fragen zur Vorbereitung

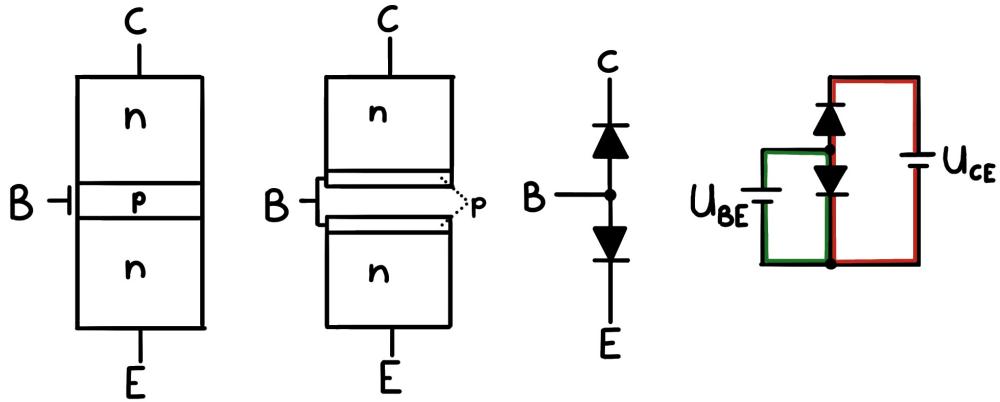


Abbildung 2.3: Transistormodell

obere jedoch sperren, wodurch an der unteren kein Potentialgefälle anliegt. Wird nun ein Pluspol an die Basis mit kleiner Spannung ( $0,4V < U_{BE} < 0,7V$ ) angelegt, so kann also ein kleiner Strom fließen, welcher die Driftspannung in der oberen Diode überlagert. Dadurch können Elektronen nun durch die höhere Spannung  $U_{CE}$  über die obige Diode fließen bzw. tunneln.

Der besondere Effekt der Emitterschaltung ist also, dass durch kleine Ströme im Sekundärstromkreis (also durch die Basis), die Driftspannung so abbauen und große Ströme im Hauptstromkreis ermöglichen. Abbildung (2.4)

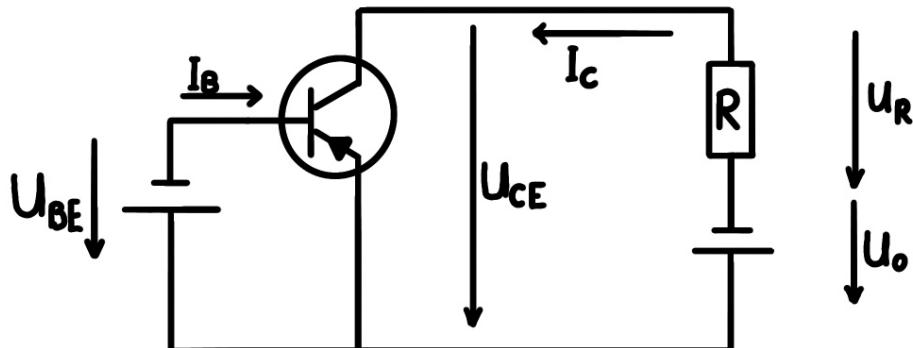


Abbildung 2.4: pnp-Transistor in Emitterschaltung

Nichts desto trotz müssen die Elektronen auch im leitenden Betrieb Arbeit verrichten, da die Diffusionsprozesse immernoch stattfinden. Das äußert sich durch Spannungsabfälle, welche bei jedem Material unterschiedlich sind. Für Germanium

sind das ca.  $0,2 - 0,4\text{ V}$  und für Silizium ca.  $0,6 - 0,7\text{ V}$  (siehe Versuch SK). Diese Spannungsverluste lassen sich durch eine dementsprechend gewählte Arbeitsspannung kompensieren.

Aus der Abbildung 2.4 lässt sich zusätzlich noch folgende Relation aufstellen:

$$U_{CE} = U_0 - U_R = U_0 - I_c R$$

## 2.4 Kennlinien

Als Eingangskennlinie eines Transistors wird die Funktion  $I_B(U_{BE})$  und als Ausgangskennlinie die Funktion  $I_C(U_{CE})$  beschrieben.

Da die Eingangskennlinie die Stromstärke  $I_C$  nicht beeinflusst, sondern lediglich den Transistor schaltet, entspricht diese der Funktion einer Diode (wie in SK):

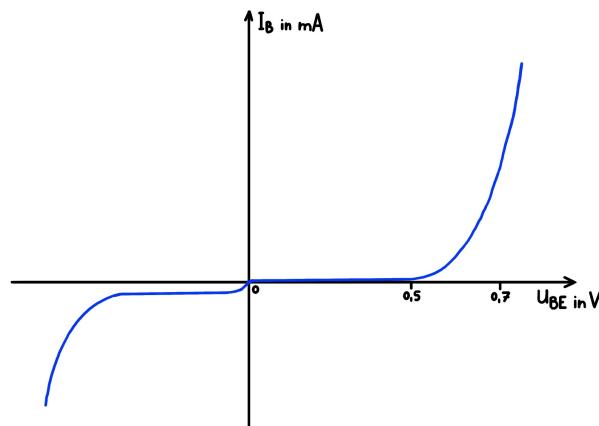


Abbildung 2.5: Eingangskennlinie

Die Ausgangskennlinien stellen einen Zusammenhang zwischen dem Collektorstrom und der Collektor-Emitterspannung her. Im Bereich  $0\text{V} < U_{CE} < 0,7\text{V}$  findet eine starke Steigung des Collektorstromes  $I_C$  statt. Danach nähert sich der Strom einer konstanten geraden an.

Diskussion:

Ein Collektorstrom  $I_C$  kann nur fließen, wenn der pn-Übergang zwischen Collektor und Basis in Sperrrichtung betrieben wird. Da die Basisspannung bereits ca.  $0,7\text{V}$  beträgt, muss also das Collektorpotential höher sein.

Das bedeutet, dass für eine Collektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  unter  $0,7\text{V}$  ein Collektorstrom  $I_C$  fließt, der geringer ist als aus der Basis-Spannung resultierenden Stromstärke, wie man im Graphen erkennen kann. Dieser Bereich wird als Sättigungsbereich bezeichnet. Ist nun die Collektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  größer als  $0,7\text{V}$ , so wird

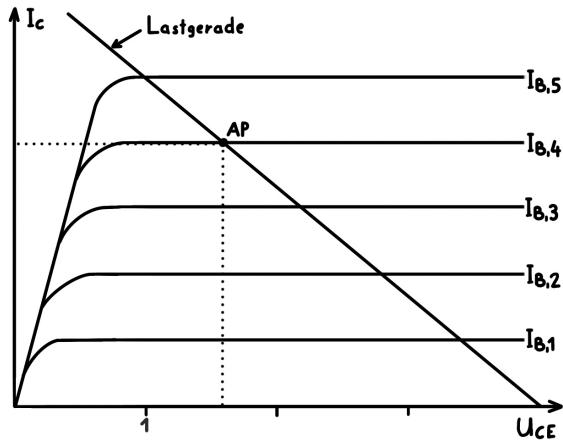


Abbildung 2.6: Ausgangskennlinienfeld

der pn-Übergang zwischen Basis und Collektor in Sperrrichtung betrieben und es stellt sich ein nahezu Konstanter Collektor-Strom  $I_C$  ein.

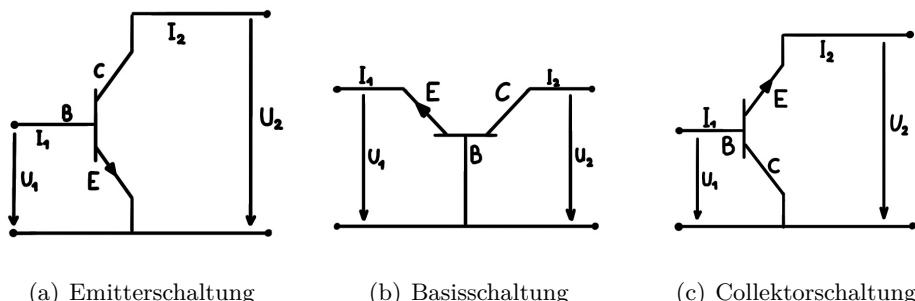
Das Verhalten lässt sich für verschiedene konstante Basistrome  $I_B$  beobachten.

Ein Arbeitspunkt eines Transistors ist der lineare Bereich seiner Kennlinie. Das ist wichtig, da die Kennlinie in der Nähe des Ursprungs extrem nicht-linear ist und dort einkommende Signale verzerrt.

Die **Widerstandsgerade**, auch Lastgerade genannt, dient dazu, den Arbeitspunkt im Kennlinienfeld zu Bestimmen und wird durch den Collektor-Widerstand  $R_C$  (in Emitterschaltung) festgelegt. Er stellt einen Zusammenhang zwischen  $I_C$  und  $U_{CE}$  her (vgl. Abbildung 2.4):

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R}$$

## 2.5 Schaltungstypen



Im Folgenden wollen wir kurz die entscheidenden Unterschiede der drei Schaltungstypen betrachten. Dabei gehen wir auf die für die Verstärkung wichtigen Größen Eingangs- und Ausgangswiderstand, sowie der Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung ein.

Emitterschaltung:

Wird ein mittelgroßer Widerstand am Eingang ( $U_1$  klein,  $I_1$  noch kleiner) und ein großer Widerstand am Ausgang ( $U_2$  und  $I_2$  wesentlich größer) verwendet, so erhält man eine große Strom- und Spannungsverstärkung, wodurch auch eine hohe Leistungsverstärkung folgt.

Basisschaltung:

Dadurch, dass  $U_1 \ll U_2$  und  $I_1 \geq I_2$ , folgt ein sehr kleiner Eingangswiderstand bei hohem Ausgangswiderstand. Damit logischerweise eine schwache Stromverstärkung aber hohe Spannungsverstärkung.

Collektorschaltung:

Durch die Verhältnisse  $I_1 \ll I_2$  und  $U_1 \geq U_2$ , folgt ein hoher Eingangswiderstand und niedriger Ausgangswiderstand. Und damit eine hohe Stromverstärkung und niedrige Spannungsverstärkung.

## 2.6 Widerstände Emitterschaltung

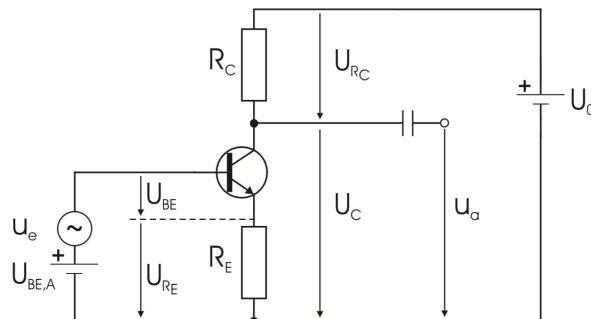


Abbildung 2.7: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Aus der Abbildung 2.7 kann man heraussehen, dass

$$u_a = 0 - i_C R_C \quad \text{und} \quad u_e = i_B r_{BE} + i_E R_E \approx i_B r_{BE} + i_C R_E$$

## 2 Fragen zur Vorbereitung

Damit folgt die Gleichung (6) aus dem Skript:

$$\frac{u_a}{u_e} = -\frac{i_C R_C}{i_B r_{BE} + i_C R_E} = -\frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E}$$

Umgeschrieben ergibt sich:

$$\frac{r_a i_C}{r_e i_B} = -\frac{i_C R_C}{i_B r_{BE} + i_C R_E} \quad \Leftrightarrow \quad r_e = r_{BE} + \beta R_E \quad \text{und} \quad r_a \approx R_C$$

Das Ungefährzeichen ergibt sich aus dem Grund, dass wir den Kondensator  $C_a$  nicht berücksichtigt haben. Je größer der Frequenzbereich, desto kleiner der Widerstand des Kondensators. Da wir uns im Frequenzbereich 1kHz befinden ist der Widerstand relativ klein und  $r_a \approx R_C$  eine gute Näherung.

## 2.7 Allgemeines

Auf das Prinzip eines Transistor wurde 1925 ein Patent von J. E. Lilienfeld angemeldet. Da es zu dieser Zeit nicht möglich war einen solchen Transistor zu realisieren, dominierte der Einsatz von Vakuumröhren weiterhin. Im Jahre 1947 gelang William Shockley, John Bardeen und Walter H. Brattain in den USA der entscheidende Durchbruch mit der Entwicklung des sogenannten Spitzentransistors (Germanium). Im Laufe der 60er und 70er Jahre wurde Germanium durch Silizium ersetzt, da Silizium einerseits als Elementarhalbleiter einfacher zu gewinnen und handzuhaben ist und andererseits dessen Oxide nicht leiten. Das ermöglicht anders als bei wasserlöslichen Germaniumoxiden relativ stabile elektrische Eigenschaften. (Oxide an der Oberfläche isolieren Bauteil und schützen vor Verschmutzung, Kriechströme usw.) Ein weiterer Grund ist die Hitzeempfindlichkeit von Germanium (bricht bei rund 85°C), wohingegen Silizium eine Betriebstemperatur bis 150°C hat.

Erstmals marktauglich eingeführt wurde der Siliziumtransistor um 1954 von Gordon Teal bei Texas Instruments und Morris Tannenbaum.

# 3 Versuchsdurchführung

## 3.1 Verwendete Messgeräte, Bauteile und dessen Fehler

- Oszilloskop (Voltcraft 71450):  
Eingangsimpedanz:  $1M\Omega$ ,  $25pF$   
Genauigkeit:  $(1 \text{ bis } 2) \frac{mV}{cm} \rightarrow s_r = 5\% \cdot x$   
 $(5 \text{ bis } 20) \frac{mV}{cm} \rightarrow s_r = 3\% \cdot x$   
Ablesefehler: 1 Digit
- Frequenzgenerator (Agilent 72781):  
Amplitudengenauigkeit:  $(1\text{kHz}) s_r = 1\% \cdot x_{amp} + 1mV_{pp}$   
Offsetgenauigkeit:  $s_r = 2\% \cdot x_{off} + 0,5\% \cdot x_{amp} + 2mV$   
Ablesefehler:  $s_a = 0,5$  Digit
- Stromquelle: (Hameg HM7042-5)  
$$s_r = 0,017V$$
$$r_a = 3 \text{ Digit}$$
- DMM: 2x Voltcraft VC270 (1100989528 und 1100989678)  
bis 400mV  $s_r = 0,8\% \cdot x + 3$  Digit  
bis 400V  $s_r = 0,8\% \cdot x + 1$  Digit  
bis  $4\mu A$   $s_r = 1\% \cdot x + 2$  Digit  
bis 400mA  $s_r = 1,2\% \cdot x + 3$  Digit  
200mA+  $s_r = 1,5\% \cdot x + 5$  Digit  
bis  $400\Omega$   $s_r = 1,2\% \cdot x + 2$  Digit  
bis  $400k\Omega$   $s_r = 1\% \cdot x + 2$  Digit
- Transistoren:
  - Silizium-Transistor BC 107 (npn)
  - Germanium-Transistor AC 128 (pnp)
- Widerstandsdekade (17342):  $s_r = 1\% \cdot x + 0,3\Omega$
- Steckbrett (526851)
- Drehpotentiometer als Spannungsteiler

## 3.2 Eingangskennlinie des Transistors

Als erstes wollen wir die Eingangskennlinie eines BC107- und AC128-Transistors messen. Dafür schließen werden die Transistoren jeweil an der Basis und am Emitter

### 3 Versuchsdurchführung

angeschlossen und mit zwei DMM die Stromstärke und die Spannung über dem Transistor gemessen. Um den Transistor vor zu hohen Strömen zu schützen schalten wir einen  $1\text{k}\Omega$  Widerstand vor. Die Spannungsversorgung ist bei den Transistoren jeweils genau umgekehrt gepolt aber gleich implementiert.

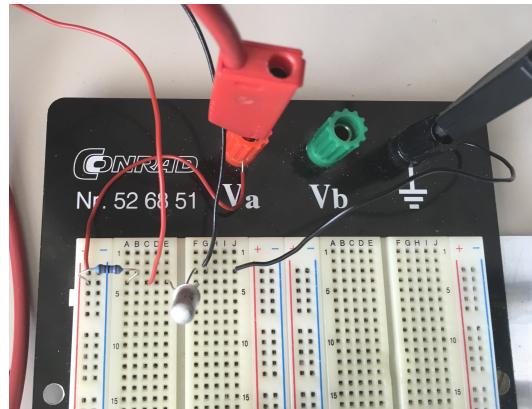


Abbildung 3.1: Implementierung auf dem Steckbrett

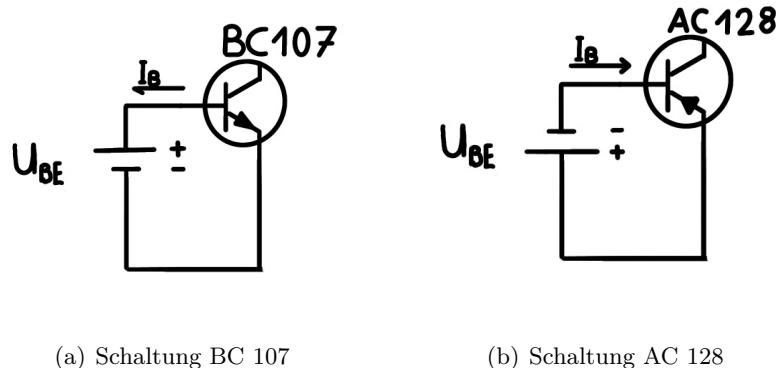


Abbildung 3.2: Schaltungen Aufgabe 1

Die Spannung wird bis auf einen Wert von etwa 0,01mA für die Stromstärke erhöht und dann werden die Werte für die jeweiligen Stromstärken und Spannungen abgelesen. Dabei vergrößern wir die Abstände, da wir einen exponentiell ansteigenden Graphen erwarten. (Diodenkennlinie)

Tatsächlicher Widerstand:  $R = 2,692\text{k}\Omega$  (da kein  $1\text{k}\Omega$  Widerstand vorhanden)

### 3.2 Eingangskennlinie des Transistors

$I_B$ in mA	$U_{BE}$ in mV
0,01	574
0,05	604
0,10	624
0,25	656
0,50	679
0,75	693
1,00	703
1,25	710
1,50	717
1,75	722
2,00	727
2,50	735
3,00	741
3,50	746
4,00	749

Tabelle 3.1: Messtabelle für BC 107

$I_B$ in mA	$U_{BE}$ in mV
0,01	40
0,05	67
0,10	88
0,25	114
0,50	137
0,75	151
1,00	162
1,25	171
1,50	178
1,75	185
2,00	191
2,50	200
3,00	209
3,50	216
4,00	222

Tabelle 3.2: Messtabelle für AC 128

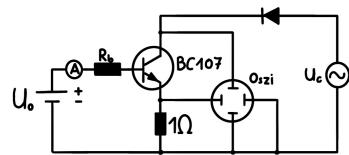
### 3 Versuchsdurchführung

#### 3.3 Ausgangskennlinie des Transistors

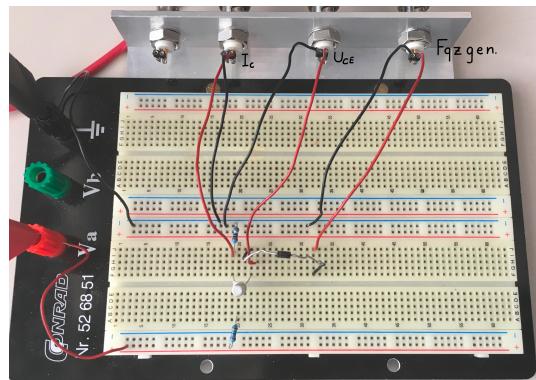
Nun wollen wir die Ausgangskennlinie  $I_C(U_{CE})$  für verschiedene Basisströme  $I_B$  aufnehmen.

Die Gleistromquelle liefert eine konstante Gleichspannung  $U_b$  und der Frequenzgenerator eine Wechselspannung  $U_C$ , um die Kollektor-Emitter-Spannung zu variieren. Dabei wird der Basisstrom mit einem DMM und die Ausgangskennlinie mit dem Oszilloskop gemessen, indem wir über einen kleinen Widerstand ( $1\Omega$ ) den Spannungsabfall messen. Der Frequenzgenerator wird so eingestellt, dass er eine rein positive Spannung liefert, daher müssen wir eine zusätzliche Diode in den Primärstromkreis einbauen. (Da laut Skript eine Amplitude von 10V bei 200Hz verwendet werden soll) Wie schon erwähnt messen wir nicht direkt  $U_{CE}$  sondern  $U_R$ . Der dabei entstehende Fehler  $U_R = RI_E$  ist vernachlässigbar klein zum Gesamtwert.

Wir bauen nach folgendem Schaltbild auf:



(a) Schaltbild zur Ausgangskennlinie



(b) Implementierung auf dem Steckbrett

Abbildung 3.3: Schaltungen Aufgabe 2

Mit den Widerstandswerten  $R_b = 2695\Omega$ ,  $R = 0,9\Omega$  und der Ch2-Einstellung auf 20 mV  $\hat{=} 20$  mA erhalten wir folgende Bilder für verschiedene Basisströme  $I_B$ :

### 3.3 Ausgangskennlinie des Transistors

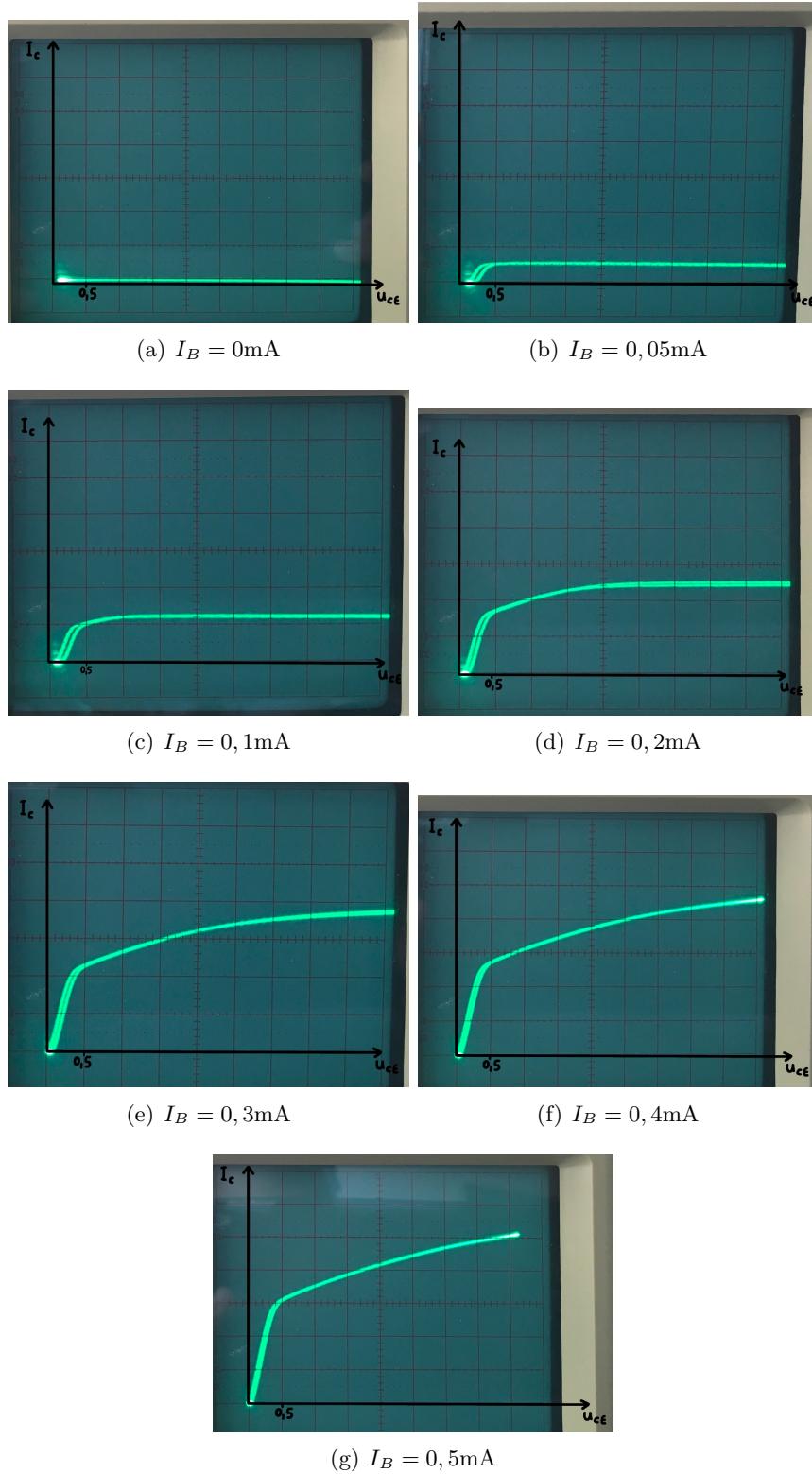


Abbildung 3.4: Ausgangskennlinien

### 3.4 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Nun bauen wir die Emitterschaltung mit einem BC107 Transistor auf. Dafür müssen wir aber vorher eine geeignete Dimensionierung berechnen.

#### 3.4.1 Aufbau

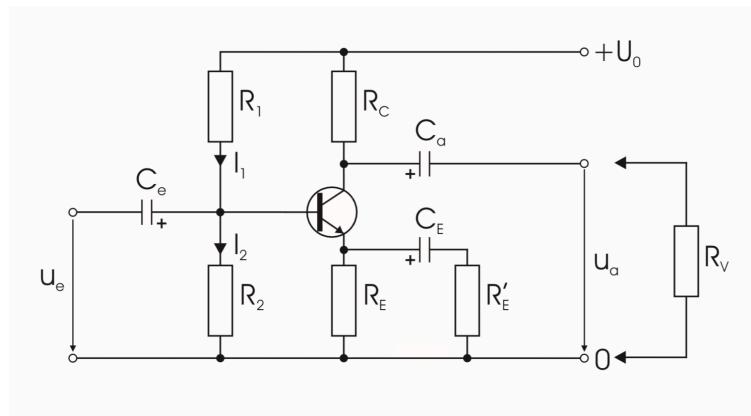


Abbildung 3.5: Verwendete Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung und Basisspannungsteiler

#### 3.4.2 Dimensionierung

Für die Dimensionierung sind folgende Werte angegeben:

- Eingangsspannung:  $U_0 = 12V$
- Arbeitspunkt:  $U_{CE,A} = \frac{U_0}{2}$  und  $I_{C,A} = 2mA$
- Driftverstärkung:  $v = 5$
- niedrigste Frequenz:  $f_{min} = 100Hz$

### 3.4 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Aus dem Datenblatt<sup>1</sup> entnehmen wir:

- DC-Verstärkung:  $B = h_{FE} = 110$
- AC-Verstärkung:  $\beta = h_{fe} = 250$
- Eingangsimpedanz:  $r_{BE} = h_{ie} = (4 \pm 0,5)k\Omega$  (Fehler mithilfe anderer Datenblätter geschätzt)
- BE-Spannung:  $U_{BE} = V_{BE(on)} = 650mV$

Mit dem angegebenen Arbeitspunkt lässt sich also folgendes berechnen:

$$\begin{aligned} U_0 &= U_{C,A} + U_{R_C} = \frac{U_0}{2} + U_{R_C} & \Leftrightarrow U_{R_C} &= \frac{U_0}{2} = R_C I_{C,A} \\ && \Leftrightarrow R_C &= \frac{U_0}{2I_{C,A}} = 3k\Omega \\ v &= \frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E} & \Leftrightarrow R_E &= \frac{R_C}{v} - \frac{r_{BE}}{\beta} \\ && &\Leftrightarrow R_E = 584\Omega \approx 600\Omega \end{aligned}$$

Es gilt:

$$U_{B,A} = U_{BE} + U_{R_E} = 0,65V + R_E I_C = 1,85V$$

Der Spannungsteiler wird durch  $\frac{R_2}{R_1}$  gebildet und es folgt:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_{B,A}}{U_0 - U_{B,A}} \approx \frac{1,85}{10,15} \approx 0,18$$

Dabei darf der Eingangswiderstand nicht zu klein sein, es soll gelten:

$$\begin{aligned} I_2 &\approx 10I_B \Rightarrow I_2 = 10 \frac{I_C}{\beta} \\ \Rightarrow R_2 &= \frac{U_{B,A}}{I_2} = \frac{1,85V}{2mA} \cdot \frac{\beta}{10} \approx 23k\Omega \end{aligned}$$

Damit folgt trivialer Weise:  $R_1 \approx 130k\Omega$

Wir wählen also folgende Widerstände aus der E12-Reihe:

- $R_C = 2,7k\Omega$
- $R_E = 560\Omega$
- $R'_E = 0\Omega$  (vorerst kurzgeschlossen)
- $R_1 = 120k\Omega$
- $R_2 = 22k\Omega$

---

<sup>1</sup>Datenblatt: <https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/0109/0900766b80109ff9.pdf>

### 3 Versuchsdurchführung

Bauteil	berechneter Wert	benutzter Wert
$R_1$	= 120 kΩ	= 120,9 kΩ
$R_2$	= 22 kΩ	= 21,94 kΩ
$R_C$	= 2,7 kΩ	= 2,695 kΩ
$R_E$	= 560 Ω	= 558 Ω
$C_E$	= 100 μF	= 470 μF
$C_e$	= 47 μF	= 220 μF
$C_a$	= 47 μF	= 220 μF

Tabelle 3.3: Dimensionierung

Damit erhalten wir die folgende konkretere Daten:

$$v \approx -\frac{R_C}{R_E} = -4,83$$

$$U_{C,A} = 5,4 \text{ V}$$

$$U_{B,A} = 1,77 \text{ V}$$

$$r_a \approx R_C = 2,7 \text{ kΩ}$$

$$r_e = \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE} + \beta(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_E})^{-1}} \right]^{-1} = 3,3 \text{ kΩ}$$

$$\text{Da } (\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_E})^{-1} \xrightarrow{R_E \rightarrow \infty} 0.$$

Die Kondensatoren müssen so gewählt werden, dass unterhalb der Frequenz der Wechselspannung von 100 Hz kaum etwas übertragen wird und dessen Widerstand kleiner ist als der in Reihe geschaltete ohmsche Widerstand.

Um Signale unter 100 Hz also zu dämpfen, berechnen wir folgendes:

$$\begin{aligned} C_{a/e} &\geq \frac{10}{\omega_{\min} r_{a/e}} = \frac{10}{2\pi f_{\min} r_{a/e}} \\ &\Rightarrow C_a \geq 6 \mu\text{F} \\ &\Rightarrow C_e \geq 5 \mu\text{F} \end{aligned}$$

Auch  $C_E$  muss klein gewählt werden, aber so, dass  $R_E$  kurzgeschlossen wird. Das bedarf also einer sehr viel kleineren Kapazität gemäß:

$$C_E \gg \frac{\beta}{\omega_{\min} r_{BE}} = \frac{\beta}{2\pi f_{\min} r_{BE}} = 100 \mu\text{F}$$

Damit folgt für die Bauteile nach E12- und E3-Reihe:

### 3.4 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

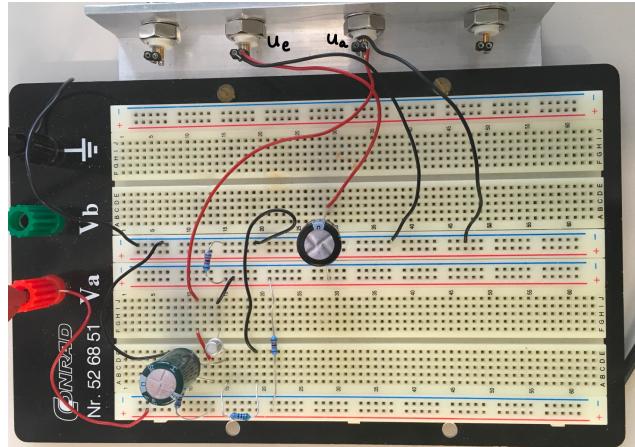


Abbildung 3.6: Implementierung Aufgabe 3.3

#### 3.4.3 Charakterisierung

Nun bauen wir die Schaltung auf und charakterisieren sie nach Abbildung 3.5. Für die Charakterisierung werden die Kondensatoren und  $R'_E$  vorerst weggelassen und die Grundspannung  $U_0$  auf 12,1V (mit DMM) eingestellt. Zuerst messen wir die Potentiale ohne Eingangssignal mit dem DMM 1100989678.

$$\begin{aligned} U_E &= 1,069 \text{ V} \\ U_B &= 1,703 \text{ V} \\ U_C &= 5,12 \text{ V} \end{aligned}$$

Tabelle 3.4: Charakterisierungswerte

#### 3.4.4 DC-Verstärkung

Nun werden die Kondensatoren  $C_E$  und  $C_B$  eingebaut und das Eingangssignal  $u_e$  wird am Oszilloskop Kanal 2 und das Ausgangssignal  $u_a$  am Kanal 1 angesteckt. Der Frequenzgenerator wird auf eine Frequenz von  $f = 1 \text{ kHz}$  eingestellt und beginnend mit der kleinstmöglichen Amplitude von  $20 \text{ mV}_{\text{pp}}$  schrittweise erhöht.

Bei der Messwertaufnahme haben wir beabsichtigt die Verstärkung übersteuert, um das Phänomen gut erkennbar auf zu nehmen.

Dabei verhält sich der Graph zwischen den Eingangsspannungen  $u_e = (20 \text{ bis } 60) \text{ mV}_{\text{pp}}$  wie eine Sinuskurve mit zunehmender Amplitude wie in Abbildung 3.7 (a).

Ab einer Eingangsspannung von  $70 \text{ mV}_{\text{pp}}$  deformed sich der Graph stark und es

### 3 Versuchsdurchführung

$u_e$ in $\text{mV}_{\text{pp}}$	$u_a$ in $V_{\text{pp}}$
20	3,8
30	5,6
40	7,2
50	8,4
60	9,6
70	10,0
80	10,4
90	10,6
100	10,8
150	11,2
200	11,4
250	11,6
300	11,8

Tabelle 3.5: Messwerttabelle 3

scheint sich an der unteren Amplitude ein Plateau zu bilden, Abbildung 3.7 (b). Dabei haben wir die Ausgangsspannung trotzdem von Peak to Peak/Plateau gemessen.  
Erhöht man weiter die Eingangsspannung, so nähert sich der Graph immer stärker einer Rechecksfunktion, wie in Abbildung 3.7 (c).

### 3.4 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

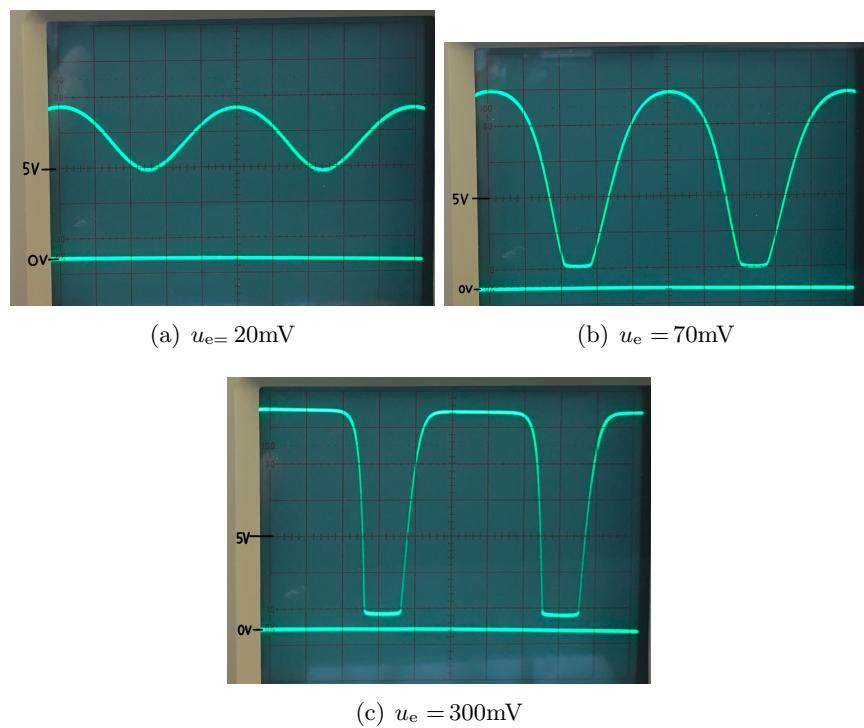


Abbildung 3.7: Auffälligkeiten der DC-Verstärkung

### 3 Versuchsdurchführung

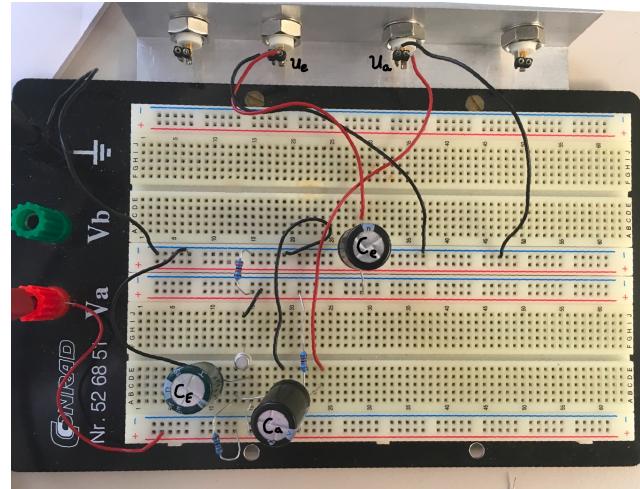


Abbildung 3.8: Implementierung Aufgabe 3.4

#### 3.4.5 Wechselspannungsverstärkung

Jetzt wird auch  $C_a$  eingebaut und der einstellbare Spannungsteiler benutzt, um bei verschiedenen kleinen Eingangsspannungen  $u_e$  die Wechselspannungsverstärkung  $v = \frac{u_a}{u_e}$  zu messen. Es werden immer beide Spannungen Peak-to-Peak am Oszilloskop gemessen.

$u_e$ in $[10^{-3} V]$	$u_a$ in $[V]$
20,0	0,5
18,0	0,4
16,0	0,3
14,0	0,28
12,0	0,22
10,0	0,18
8,0	0,16
6,0	0,13
4,0	0,10
2,0	0,06

#### 3.4.6 Bestimmung des Ausgangswiderstandes

Der Ausgangswiderstand  $r_a$ , ist der Widerstand, bei dem die Amplitude der Ausgangsspannung auf die Hälfte des Wertes abfällt, im Vergleich zur unbelasteten Amplitude. Um  $r_a$  zu messen wird eine Widerstandsdekade parallel zum Oszilloskop CH1 geschaltet, wo die Ausgangsspannung  $u_a$  gemessen wird. (Siehe Abbildung 3.9) Dafür wurde auf dem Oszilloskop das Signal so skaliert, dass die Peak-to-Peak Amplitude 4 Kästchen entspricht. Der Widerstand wurde dazu geschaltet und so lang

### 3.4 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

erhöht, bis die Amplitude halb so groß war. Dies war bei  $r_a = (2,8 \pm 0,1) \text{ k}\Omega$  der Fall.

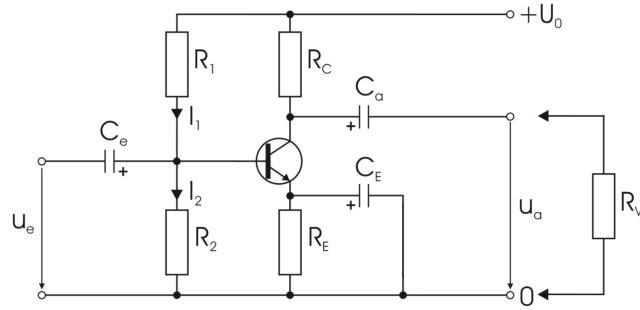


Abbildung 3.9: Schaltung Aufgabe 3.5

#### 3.4.7 Bestimmung des Eingangswiderstandes

Um den Eingangswiderstand  $r_e$  der Verstärkerstufe  $r_e$  zu bestimmen, wird eine Widerstandsdekade  $R_D$  in Serie mit der Eingangsspannung geschaltet. (Siehe Abbildung 3.10) Dabei wird die Dekade so eingestellt, dass  $u_e = \frac{u_s}{2}$  ist. Die Empfindlichkeit des Oszilloskop wurde so gewählt, dass die Amplitude so groß wie möglich erscheint und gleichzeitig die Hälfte des Wertes gut abzulesen ist.

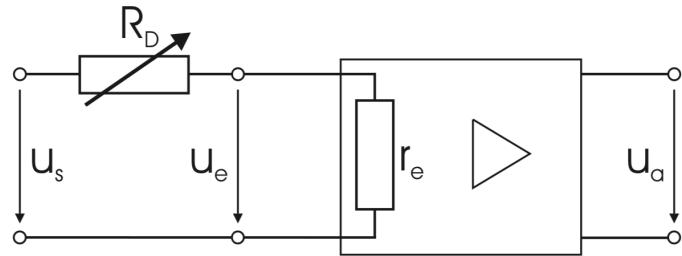
Der Ausgangswiderstand beträgt  $r_e = (3,6 \pm 0,1) \text{ k}\Omega$ .

#### 3.4.8 Bestimmung der Leerlaufverstärkung

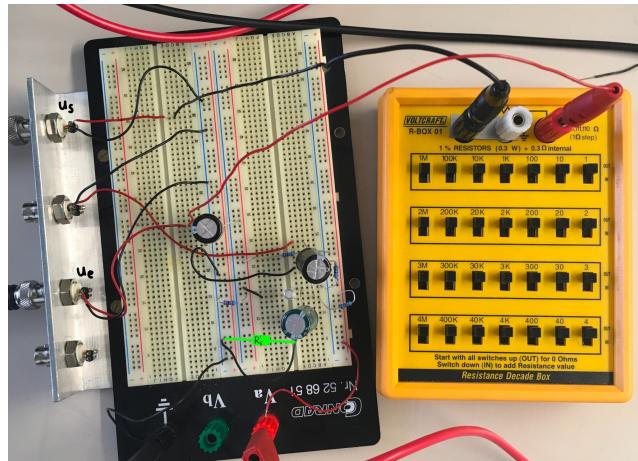
In der Schaltung wird  $R'_E = 68 \Omega$  gemäß dem Schaltplan Abbildung 3.10 (grün eingezeichnet) hinzugefügt. Danach wird die Leerlaufverstärkung  $v'$  und der Eingangswiderstand  $r'_e$  bestimmt. Dieser Vorgang wird mit  $R'_E = 150 \Omega$  und  $R'_E \rightarrow \infty$  wiederholt.

	$u_e$ in [mV]	$u_a$ in [mV]	$r'_e$ in [ $\text{k}\Omega$ ]
$R'_E = 67,5 \Omega$	20	720	10
$R'_E = 149,1 \Omega$	20	400	14
$R'_E \rightarrow \infty$	20	96	17

### 3 Versuchsdurchführung



(a) Schaltung 3.6



(b) Implementierung

Abbildung 3.10: Schaltung Aufgabe 3.6

# 4 Auswertung

## 4.1 Eingangskennlinie des Transistors

Wir wollen nun die Daten zur Eingangskennline der beiden Transistoren auswerten. Dabei interessiert uns der Graph  $I_B(U_{BE})$ , welcher die Eingangskennline beschreiben soll. Als erstes müssen wir dafür die Fehler bestimmen, welcher durch die Fehler der DMMs bestimmt wird. Dabei beachten wir, dass für beide Transistoren der Stromstärkebereich bis 400 mA geht und der Spannungsbereich für BC 107 bis 400 V und für AC 128 bis 400 mV. Die Ablesefehler sind jeweils 0,5 Digit. Damit folgt die Rechnung (für  $s_r$  siehe Fehlerangaben Seite):

$$s_{I_B} = \sqrt{s_r^2 + 0,005^2} \quad \text{und}$$

Damit ergeben sich folgende Tabellen und Graphen:

$I_B$	BC 107				AC 128		
	$s_{I_B}$	$U_{BE}$	$s_{U_{BE}}$	$s_{I_B}$	$U_{BE}$	$s_{U_{BE}}$	
0,01	0,03	0,574	0,006	0,03	0,040	0,001	
0,05	0,03	0,604	0,006	0,03	0,067	0,002	
0,10	0,03	0,624	0,006	0,03	0,088	0,002	
0,25	0,03	0,656	0,006	0,03	0,114	0,002	
0,50	0,04	0,679	0,006	0,04	0,137	0,002	
0,75	0,04	0,693	0,007	0,04	0,151	0,002	
1,00	0,04	0,703	0,007	0,04	0,162	0,002	
1,25	0,05	0,710	0,007	0,05	0,171	0,002	
1,50	0,05	0,717	0,007	0,05	0,178	0,002	
1,75	0,05	0,722	0,007	0,05	0,185	0,003	
2,00	0,05	0,727	0,007	0,05	0,191	0,003	
2,50	0,06	0,735	0,007	0,06	0,200	0,003	
3,00	0,07	0,741	0,007	0,07	0,209	0,003	
3,50	0,07	0,746	0,007	0,07	0,216	0,003	
4,00	0,08	0,749	0,007	0,08	0,222	0,003	

Tabelle 4.1: Messwerte mit Fehlern

#### 4 Auswertung

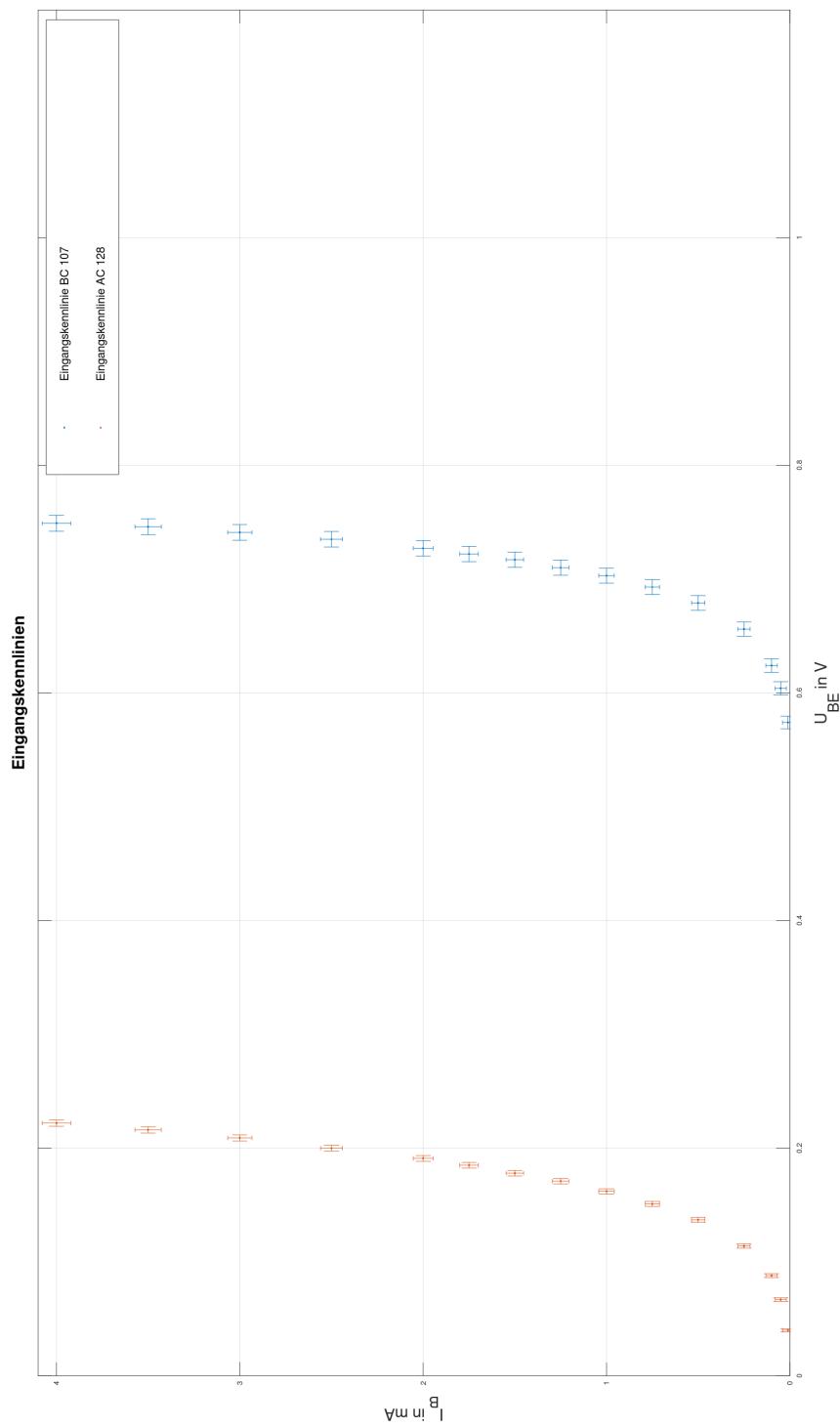


Abbildung 4.1: Eingangskennlinien

#### 4.1 Eingangskennlinie des Transistors

Diese Graphen entsprechen ziemlich genau unseren Erwartungen. Für die Silizium-Basis (BC) ist eine die Schleusenspannung von ca.  $0,65 \pm 0,05$  V und für die Germanium-Basis (AC) eine von ca.  $0,15 \pm 0,05$  V zu sehen. Dabei ist der Wert für die Silizium-Basis sehr charakteristisch, die für die Germanium-Basis jedoch etwas kleiner als unser recherchierter Wert. Das kann aber durch die Effekte wie in Frage 7 erklärt werden, da diese Transistoren sicherlich schon etwas älter sind. Die Funktionen entsprechen einer Exponentialfunktion der Form  $\exp[\alpha(x - \beta)^2] - 1$  und haben nach ihrer jeweiligen Schleusenspannung einen extremen Anstieg.

Nun wollen wir den differentiellen Eingangswiderstand  $r_{BE}$  bestimmen. Da wir für unsere Zwecke nicht am Arbeitspunkt auswerten brauchen und unsere Messungen ein dikrestes Spektrum liefern, können wir die Gleichung wie folgt umschreiben:

$$r_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \Big|_{U_{BE,A}} \quad \Leftrightarrow \quad \tilde{r}_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{U_{BE}^{(i+1)} - U_{BE}^{(i)}}{I_B^{(i+1)} - I_B^{(i)}}$$

für den Fehler folgt gemäß dem Fehlerfortpflanzungsgesetz:

$$s_{\tilde{r}_{BE}} = \sqrt{\left(\frac{\partial \tilde{r}_{BE}}{\partial U_{BE}^{i+1}} \cdot s_{U_{BE}^{i+1}}\right)^2 + \left(\frac{\partial \tilde{r}_{BE}}{\partial U_{BE}^i} \cdot s_{U_{BE}^i}\right)^2 + \left(\frac{\partial \tilde{r}_{BE}}{\partial I_B^{i+1}} \cdot s_{I_B^{i+1}}\right)^2 + \left(\frac{\partial \tilde{r}_{BE}}{\partial I_B^i} \cdot s_{I_B^i}\right)^2}$$

Damit folgen die Werte der Tabelle 4.2 und der Graph Abbildung 4.2:

BC 107		AC 128			
$r_{BE}$ in $\Omega$	$s_{r_{BE}}$ in $\Omega$	$r_{BE}$ in $\Omega$	$s_{r_{BE}}$ in $\Omega$	$\Delta I_B$ in mA (sum)	$s_{\Delta I_B}$ in mA
750	830	675	727	0,06	0,04
400	388	420	370	0,15	0,04
213	87	173	55	0,35	0,05
92	40	92	21	0,75	0,05
56	39	56	17	1,25	0,05
40	38	44	16	1,75	0,06
28	38	36	16	2,25	0,06
28	39	28	16	2,75	0,07
20	39	28	16	3,25	0,07
20	39	24	16	3,75	0,07
16	20	18	8	4,50	0,08
12	20	18	8	5,50	0,09
10	20	14	8	6,50	0,10
6	20	12	8	7,50	0,11

Tabelle 4.2: Differentielle Widerstände  $r_{BE}$

## 4 Auswertung

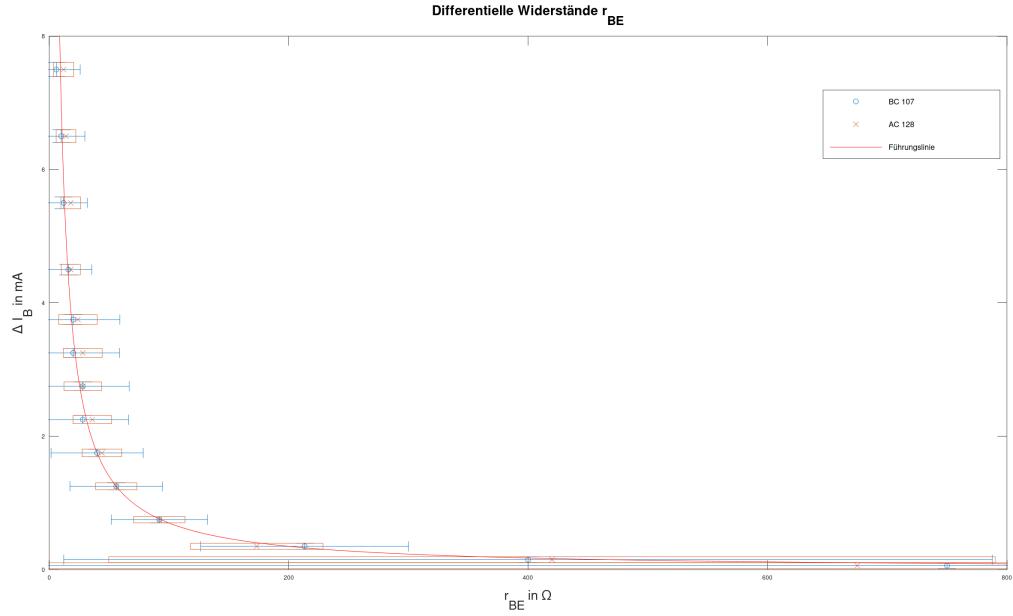


Abbildung 4.2: Differentieller Widerstand

### Diskussion Abbildung 4.2:

Die Fehler sind für die kleinen Stromstärkedifferenzen leider enorm groß, weil diese durch die Ableitung im Fehlerfortpflanzungsgesetz zur 4. Potenz gerechnet werden. Dahingegen ist der Fehler für die Stromstärkedifferenzen recht klein. Dennoch ist Schön der Funktionenverlauf der Form  $\frac{\gamma}{x}$  zu sehen. Außerdem erkennt man, je größer der Strom wird, desto geringer wird der Widerstand. Dahingehen verhalten sich die beiden Transistoren relativ gleich. Das ergibt auch Sinn, da der Coulombwall für kleinere Ströme nicht gut genug abgebaut wird, um die Diffusion der Ladungsträger zu überbrücken und den Stromfluss besser zu ermöglichen.

## 4.2 Ausgangskennlinie des Transistors

Nun wollen wir das Ausgangskennlinienfeld auswerten und diskutieren. Dafür plotten wir ungefähre Kennlinien der verschiedenen Basisströme (Skizze mit Funktionen der Form  $\alpha \arctan(\beta x)$ ) ins gleiche Diagramm Abbildung 4.3, zusätzlich mit der Maximalleistung.

## 4.2 Ausgangskennlinien des Transistors

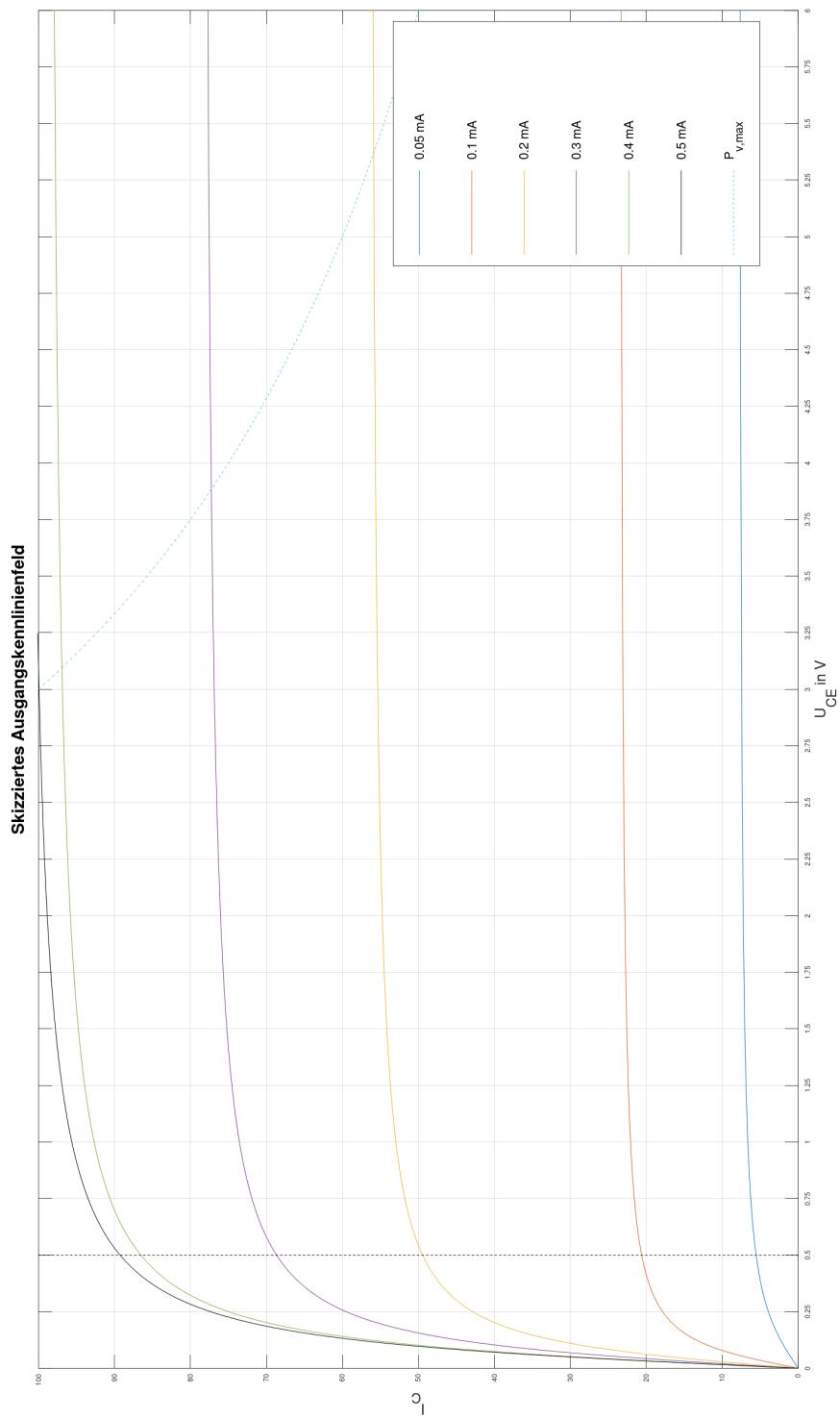


Abbildung 4.3: Ausgangskennlinienfeld

#### 4 Auswertung

Für die Skizze haben wir gerade im oberen Bereich des Basisstromes das Plateau geglättet und den "Knickäbgerundet". Was aber wichtig zu beachten ist, dass für alle Kennlinien die Krümmung/Knick ungefähr bei 0,5 V liegt und dann annähernd linear, mit leichter Steigung, weiterverläuft. Aus den aufgenommen Graphen müssen wir aber dennoch beachten, dass mit steigendem Basisstrom auch diese Steigung größer wird.

Nun betrachten wir den differentiellen Transistor-Ausgangswiderstand.

$$r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_{I_B}$$

Analog zur Annahme, dass  $I_B$  konstant ist, kann man Aussagen zu variablem  $I_B$  bei festem  $I_C$  treffen. Betrachtet man den Graphen, stellt man fest, dass für ein konstentes  $I_C$   $r_{CE}$  für steigende  $I_B$  fällt, also  $r_{CE} \propto \frac{1}{I_B}$ .

Für die maximal zulässige Leistung haben wir den Messbereich vergrößert, um den Verlauf besser zu sehen. Dafür haben wir auch die Kennlinien schätzungweise über den tatsächlichen Messbereich skizziert. Die Werte für diese Kurve haben wir berechnet, indem wir zu der Variablen  $I_C$  im Bereich 0-100 mA mit 1 mA Schritten die Spannungen  $U_{CE}$  berechnet haben, sodass die Gleichung  $P_{v,max} = U_{CE} I_C = 300 \text{ mW}$  erfüllt ist. Diese sollte in der Theorie eigentlich annähernd eine Gerade ergeben (Lastgerade), aber um die Krümmung richtig auswerten zu können ist unser Messbereich leider viel zu klein.

Zuletzt sollen wir noch die DC-Verstärkung  $B = \frac{I_C}{I_B}$  berechnen, welche nicht zu verwechseln ist mit der AC-Verstärkung  $\beta$ . Dafür müssen wir  $I_C$  aus den Graphen im linearen Bereich ablesen, da dort der Arbeitspunkt ist. Damit wir einen ungefähren Fehler abschätzen können, nehmen wir einen etwas größeren Fehler beim Ablesen, um den Fehler des Basisstromes zu vernachlässigen. So berechnen wir den maximalen und den minimalen Wert für  $B$ :

$I_B$	0	0,05 mA	0,1 mA	0,2 mA	0,3 mA	0,4 mA	0,5 mA
$I_C$	0	$11 \pm 2$	$23 \pm 3$	$50 \pm 3$	$73 \pm 3$	$91 \pm 4$	$100 \pm 5$
$B_{\max}$	-	260	260	265	253	237	210
$B_{\min}$	-	180	200	235	233	217	190
$B$	-	$220 \pm 40$	$230 \pm 30$	$250 \pm 15$	$243 \pm 10$	$227 \pm 10$	$200 \pm 10$

Tabelle 4.3: DC-Verstärkung

Aus der Abbildung 4.4 erahnt man einen Glockenartigen Verlauf der Verstärkung in Abhängigkeit des Basisstromes um den ungefähren Wert von 0,2 mA. Das bedeutet dort gibt es die maximale Verstärkung. Das kann dadurch erklärt werden, dass

### 4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

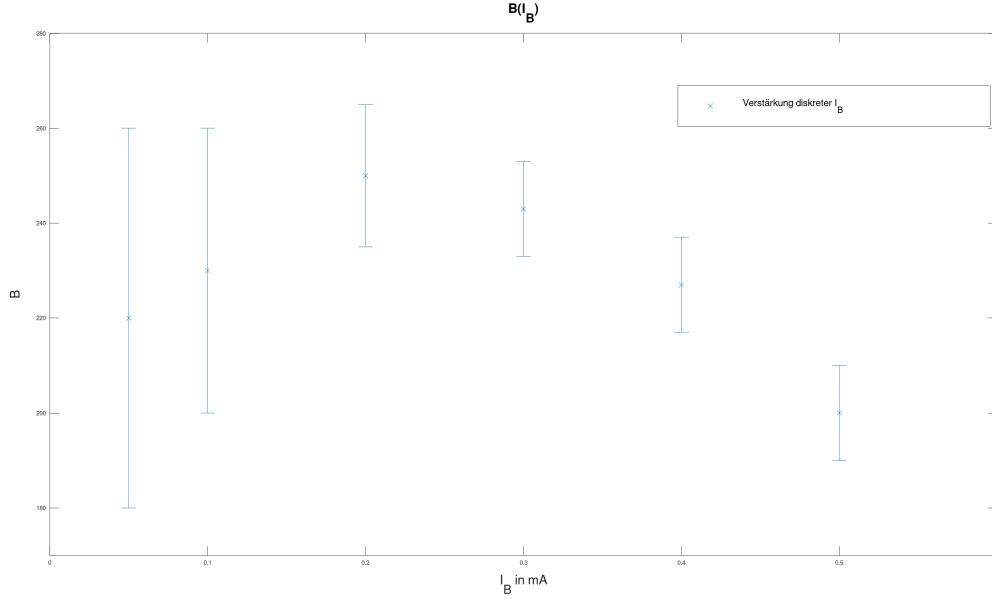


Abbildung 4.4:  $B(I_B)$

bei diesem Strom der Coulombwall weitestgehend abgebaut ist und höhere Ströme nicht mehr zum Durchlass beitragen. Außerdem müssen wir berücksichtigen, dass bei höheren Basisströmen ein nicht sonderlich linearer Bereich zu sehen ist, sodass die letzteren Werte nicht so verlässlich sind.

## 4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

### 4.3.1 Wechselspannungsverstärkung

Betrachtet man die Abbildung 3.5 so lässt sich der folgende Zusammenhang herleiten:

$$\begin{aligned}
 u_e &= i_B (\tilde{R} + r_{BE}) \\
 \tilde{R} &= \left( \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_E + \frac{1}{i\omega C_e}}} \right) = \left( \frac{R_E (1 + i\omega C_E R'_E)}{i\omega C_E (R_E + R'_E) + 1} \right) \xrightarrow{R_E, R'_E \rightarrow 0} 0 \\
 u_a &= -i_C R_C \quad \text{(Gleichstromanteil ist 0)} \\
 \Rightarrow v &= \frac{u_a}{u_e} = -\frac{i_C R_C}{i_B (\tilde{R} + r_{BE})} = -\beta \frac{R_C}{\tilde{R} + r_{BE}} \\
 \Rightarrow v &\xrightarrow{R_E, R'_E \rightarrow 0} -\beta \frac{R_C}{r_{BE}} \quad \text{Gl. (3) aus Skript}
 \end{aligned}$$

## 4 Auswertung

Analog und wie in den Fragen wird Gl. (6) hergeleitet

$$v = -\frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E}$$

Setzen wir nun unsere Werte aus der Dimensionierung 3.3 und die aus dem Datenblatt ein, so ergibt sich:

$$v_3 = -168,44 \quad \text{und} \quad v_6 = -4,6788$$

Für die Fehler ergibt sich mit den Fehler des DMMs

$$s_{R_C} = 28,95\Omega$$

$$s_{R_E} = 7,6\Omega$$

$$s_{v_3} = \sqrt{\left(-\frac{\beta s_{R_C}}{r_{BE}}\right)^2 + \left(\frac{\beta R_C s_{r_{BE}}}{(r_{BE})^2}\right)^2} = 21,132$$

$$s_{v_6} = \sqrt{\left(\frac{s_{R_C}}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E}\right)^2 + \left(\frac{R_C \cdot s_{R_E}}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E}\right)^2} = 0,079607$$

und damit folgt letztlich

$$v_3 = -168 \pm 21 \quad \text{und} \quad v_6 = -4,69 \pm 0,08$$

Der Ein- und Ausgangswiderstand lässt sich analog zu den Fragen zur Vorbereitung berechnen.

$$r_e = (R_1^{-1} + R_2^{-1} + r_{BE}^{-1})^{-1} = 3291,1\Omega$$

$$s_{r_e} = \sqrt{(R_1^{-2} s_{R_1} r_e^2)^2 + (R_2^{-2} s_{R_2} r_e^2)^2 + (r_{BE}^{-2} s_{r_{BE}} r_e^2)^2} = 338,52\Omega$$

$$r_a = R_C = 2695\Omega$$

$$s_{r_a} = 28,96\Omega$$

und somit folgt

$$r_e = (3,29 \pm 0,34)\text{k}\Omega$$

$$r_a = (2,70 \pm 0,03)\text{k}\Omega$$

Jetzt betrachten wir, wie sich ein Temperaturdrift von  $\Delta T = 10\text{K}$  auswirkt.

$$\begin{aligned} \frac{U_0 - U_C}{R_C} &= I_C \approx I_E = \frac{U_e - U_{BE}}{R_E} \\ \Rightarrow \frac{U_C}{R_C} &\approx -\frac{U_e}{R_E} + \frac{U_{BE}}{R_E} + \frac{U_0}{R_C} \end{aligned}$$

### 4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Dabei gilt für Temperaturänderungen:

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial T} \left( \frac{U_C}{R_C} \right) &= \frac{\partial}{\partial T} \left( -\frac{U_e}{R_E} + \frac{U_{BE}}{R_E} + \frac{U_0}{R_C} \right) \\ \Rightarrow \frac{\partial U_C}{\partial T} &= \frac{R_C}{R_E} \frac{\partial U_{BE}}{\partial T}\end{aligned}$$

Aus dem Skript entnehmen wir die Gl. (5)

$$\begin{aligned}\left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} \right|_{I_B} &= -2 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \\ \Rightarrow \Delta U_C &= \frac{R_C}{R_E} \Delta T (-2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}) \\ \Delta U_C &= -96,3 \text{ mV}\end{aligned}$$

#### 4.3.2 Wichtige Größen am Arbeitspunkt

Jetzt wollen wir einige wichtige Werte am Arbeitspunkt berechnen.

Dafür haben wir die Spannungen an Collektor, Basis und Emitter am Arbeitspunkt aufgenommen (siehe Tabelle ??) und berechnen nun die Fehler wie folgt:

$$s_U = \sqrt{s_r^2 + s_a^2}$$

Damit folgen die Fehler

$U_C$ in mV	$s_{U_C}$ in mV	$U_B$ in mV	$s_{U_B}$ in mV	$U_E$ in mV	$s_{U_E}$ in mV
5120	71,136	1703	16,632	1069	11,563

Damit können nun die Werte für  $U_{CE}$ ,  $U_{BE}$ ,  $I_C$ ,  $I_E$  und dessen Fehler nach dem Fehlerfortpflanzungsgesetz berechnet werden:

$$\begin{aligned}U_{CE} &= U_C - U_E = 4,0510 \text{ V} & s_{U_{CE}} &= 0,072070 \text{ V} \\ U_{BE} &= U_B - U_E = 0,6340 \text{ V} & s_{U_{BE}} &= 0,020256 \text{ V} \\ I_C &= \frac{U_C}{R_C} = 1,8998 \text{ mA} & s_{I_C} &= 0,033367 \text{ mA} \\ I_E &= \frac{U_E}{R_E} = 1,9158 \text{ mA} & s_{I_E} &= 0,030703 \text{ mA}\end{aligned}$$

Zusammengefasst:

$U_{CE}$ in V	$U_{BE}$ in V	$I_C$ in mA	$I_E$ in mA
$4,05 \pm 0,07$	$0,63 \pm 0,02$	$1,90 \pm 0,03$	$1,92 \pm 0,03$

Die Ergebnisse entsprechen ziemlich genau unseren Erwartungen. Die Collektor-Emitter-Spannung fällt löslicherweise etwas kleiner aus, da wir am Collektor statt

## 4 Auswertung

ca. 6 V nur 5,12 V gemessen haben und liegt somit auch in unseren Erwartungen. Die Basis-Emitter-Spannung trifft sich ziemlich gut mit dem theoretischen Wert und der Emitterstrom ist um rund 2% größer als der Kollektorstrom. Damit bestätigen wir also die Richtigkeit unserer Dimensionierung.

### 4.3.3 Charakteristik der Übersteuerung

Zuerst untersuchen wir die minimale und maximale Kollektorspannung. Für die maximale C-Spannung sperrt der Transistor und es fließt kein Strom  $I_{R_C}$ , sodass die Spannung  $U_{R_C} = R_C I_{R_C} = 0$ , woraus folglich  $U_C^{\max} = U_0$ .

Für die minimale C-Spannung lässt der Transistor maximalen Stromfluss zu, sodass fest  $U_{CE} = 0,7$  V, also  $U_0 - U_{CE}$  teilt sich über den Spannungsteiler  $R_C - R_E$  auf:

$$\frac{U_0 - U_{CE}}{U_C^{\min}} = \frac{R_E + R_C}{R_E}$$

$$\Leftrightarrow U_C^{\min} = R_E \frac{U_0 - U_{CE}}{R_E + R_C} = 1,3635 \text{ V}$$

mit  $s_{U_C^{\min}} = U_C^{\min} \sqrt{\left(\frac{s_{U_0}}{U_0}\right)^2 + (R_C + R_E)^{-2} \cdot \left[(s_{R_C})^2 + \left(s_{R_C} \frac{R_C}{R_E}\right)^2\right]} = 0,061809 \text{ V}$

damit folgt

$$U_C^{\min} = (1,36 \pm 0,06) \text{ V}$$

Betrachtet man die Graphen des Oszilloskop, so erkennt man, dass bei der Plateaubildung die maximale Peak-Peak-Amplitude erreicht ist. Zur Bestimmung der maximale P-P-Amplitude am Ausgang  $U_{pp}^{\max}$  subtrahiert man also den oberen und unteren Plateau-Wert.

$$U_p^{\max} = 12 \pm 0,3 \quad U_p^{\min} = 0,85 \pm 0,3$$

$$U_{pp}^{\max} = (12 - 0,85) \text{ V} = 11,15 \text{ V}$$

$$s_{U_{pp}^{\max}} = \sqrt{0,3^2 + 0,3^2} \text{ V} = 0,42426 \text{ V}$$

$$\Rightarrow U_{pp}^{\max} = (11,2 \pm 0,4) \text{ V}$$

Sehr deutlich sieht man, dass keine symmetrische Übersteuerung bei positiver und negativer Halbwelle  $u_a$  stattfindet. Dabei hat die positive Halbwelle eine größere Amplitude als die negative. Außerdem ist das obere Plateau wesentlich breiter, was durch die nichtlineare Verstärkung nach oben bewirkt wird. Die Kondensatoren verschieben zudem die Durchgangspunkte bei  $U_C = 5,12$  V. So beobachten wir also, dass vom Arbeitspunkt aus eine höhere Spannungsdifferenz zu  $U_0$  also zur Masse besteht. Bei leicht zu hoher Eingangsspannung sieht man auf negativer halbwelle also zuerst ein Plateau, da dort das Limit  $U_p^{\min}$  schneller erreicht wird. Wird das Eingangssignal weiter erhöht übersteuert die Verstärkung stärker und es entsteht da obere Plateau. (wie auf den Bildern 3.7)

## 4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

### 4.3.4 Verstärkervergleich

Wie schon erwähnt erkennen wir aus den Graphen eine nichtlineare Verstärkung, aber überprüfen wir das! Dafür haben wir die Ein- und Ausgangsspannung von Peak zu Peak aufgenommen. Wir schätzen dabei den Ablesefehler von  $u_a$  auf  $\pm 0,3$  (Gerätefehler Oszi.). Die Fehler von  $u_e$  ergeben sich aus den Fehlern des Frequenzgenerators.

$u_e$ in mV	$s_{u_e}$ in mV	$u_a$ in V	$s_{u_a}$ in V	$v = \frac{u_a}{u_e}$	$s_v$
20	1,30000	3,8	0,51420	190,00000	12,35000
30	1,39284	5,6	0,52747	186,66667	8,66655
40	1,48661	7,2	0,54466	180,00000	6,68973
50	1,58114	8,4	0,55991	168,00000	5,31263
60	1,67631	9,6	0,57701	160,00000	4,47015
70	1,77200	10,0	0,58310	142,85714	3,61634
80	1,86815	10,4	0,58936	130,00000	3,03575
90	1,96469	10,6	0,59256	117,77778	2,57107
100	2,06155	10,8	0,59580	108,00000	2,22648
150	2,54951	11,2	0,60241	74,66667	1,26909
200	3,04138	11,4	0,60578	57,00000	0,86679
250	3,53553	11,6	0,60918	46,40000	0,65620
300	4,03113	11,8	0,61263	39,33333	0,52853

Aus der Abbildung 4.5 erkennt man die starke Nichtlinearität des Verstärkungsver-

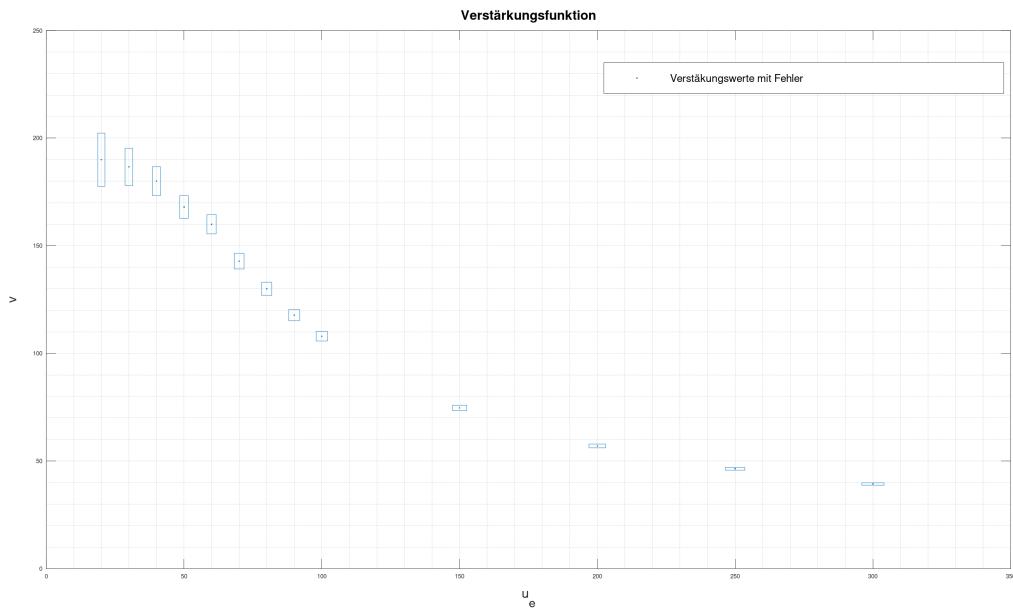


Abbildung 4.5: Verstärkungsfunktion

haltens. Allgemein stellt man aber fest, dass die Verstärkung mit zunehmendem

## 4 Auswertung

Eingangsspannung abnimmt. Dabei fallen (bei genauem Hinsehen) ca. im Bereich 60 bis 70 mV die Messwerte schneller ab, und ab 100 mV wieder flacher (konvergierend). Das passt relativ gut zu unseren vorherigen Überlegungen bzgl. der Übersteuerung. Um eine Vorstellung der Verstärkung im Bereich ohne Übersteuerung zu erhalten, mitteln wir die Verstärkungswerte im Bereich zwischen 20 und 60 mV und berechnen dessen Fehler über die Varianz. Damit folgt:

$$\bar{v} = 176,93 \quad s_{\bar{v}} = 5,6631$$

$$\Rightarrow v = 178 \pm 6$$

Da wir zu der Phasenbeziehung von Ein- und Ausgangsspannung keine Werte aufgenommen haben, können wir nur argumentativ eine Schätzung abgeben. Durch die Eingangsspannung wird ein Strom erzeugt, welcher durch den Kondensator  $C_E$  um  $\frac{\pi}{2}$  phasenverschoben wird. Dieser "verschobene" Strom schaltet den Transistor, sodass der Strom  $I_C$  fließen kann, welcher wiederum durch den Kondensator  $C_a$  auch um  $\frac{\pi}{2}$  phasenverschoben wird. Da wir die Ausgangsspannung zu diesem Strom messen, haben wir also eine Phasenverschiebung von  $\pi$ . Wir müssen aber dem Transistor auch einen Drift zuordnen, da dieser auch Zeit zum abbauen des Coulombwall benötigt. Da wir diesen Drift nicht berechnen können, können wir nur eine allgemeine Phasenverschiebung von  $\pi + \epsilon$  zuordnen.

### 4.3.5 Ausgangswiderstand

Leider haben wir vergessen die Implementierung für die Messung des Ausgangswiderstandes zu fotografieren, dafür betrachten wir das vereinfachte Schaltbild 4.6. In

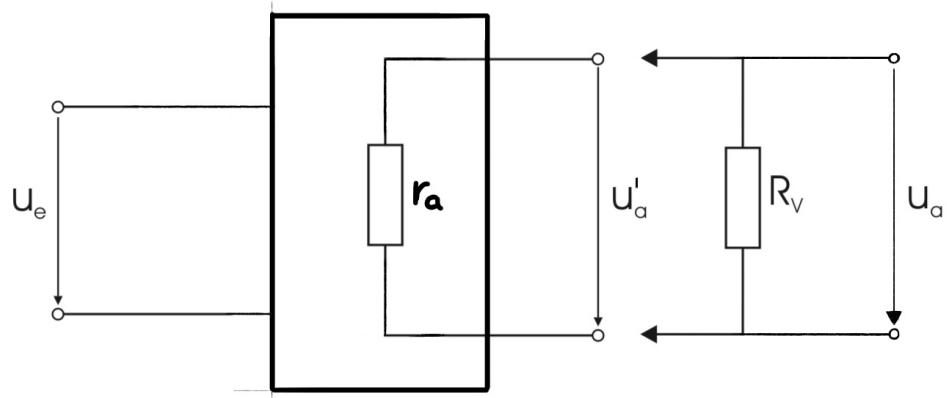


Abbildung 4.6: Benutztes Schaltbild

### 4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

dieser Messung aben wir also am Oszilloskop  $u'_a$  und  $u_a$  verglichen. Diese Messtechnik ist die gleiche der Wheatstonebrücke. Lässt man  $R_V = \infty$ , so erhält man  $u_a = u'_a$ . Möchte man erreichen, dass  $u'_a = \frac{u_a}{2}$  gilt, so muss  $r_a = R_V$  sein. Damit kennt man dann trivialerweise  $r_a$ . (Aus dem ohmschen Gesetz folgt, dass bei doppeltem Widerstand die Spannung halbiert wird) Vergleichen wir nun den berechneten und gemessenen Wert miteinander. Aus der Dimensionierung wissen wir für den berechneten Wert  $r_{a,t} \approx R_C$ . Dabei setzt sich der Fehler für den gemessenen Wert aus dem selbst angegeben Fehler und dem der Dekade zusammen.

$r_{a,t}$ in $\Omega$	$s_{r_{a,t}}$ in $\Omega$	$r_{a,m}$ in $\Omega$	$s_{r_{a,m}}$ in $\Omega$	$r_{a,t}$ in $k\Omega$	$r_{a,m}$ in $k\Omega$
2696	28,954	2800	103,65	$2,70 \pm 0,03$	$2,8 \pm 0,1$

Der gemessene Wert ist leicht höher als der theoretische Wert, überschneiden sich aber an den Grenzwerten. Das kann durch erhöhte Widerstände an den Steckplätzen, den Näherungen bei der Rechnung und evtl. Leitungswiderstände zustande kommen und ist daher nicht verwunderlich.

#### 4.3.6 Eingangswiderstand

Analog zur vorherigen Aufgabe kann auch hier die Messung beschrieben werden. Den theoretischen Eingangswiderstand berechnen wir erneut mit den nachgeprüften Werten der Bauteile und dessen Fehler wie folgt:

$$r_e = \left[ R_1^{-1} + R_2^{-1} + r_{BE}^{-1} \right]^{-1}$$

$$s_{r_e} = |r_e|^2 \sqrt{\left( \frac{s_{R_1}}{(R_1)^2} \right)^2 + \left( \frac{s_{R_2}}{(R_2)^2} \right)^2 + \left( \frac{s_{r_{BE}}}{(r_{BE})^2} \right)^2}$$

Der Fehler des gemessenen Eingangswiderstandes wird wieder durch unseren geschätzten Fehler und dem der Dekade berechnet.

Damit folgt:

$r_{e,t}$ in $\Omega$	$s_{r_{e,t}}$ in $\Omega$	$r_{e,m}$ in $\Omega$	$s_{r_{e,m}}$ in $\Omega$	$r_{e,t}$ in $k\Omega$	$r_{e,m}$ in $k\Omega$
3291,1	338,52	3600	106,38	$3,29 \pm 0,34$	$3,6 \pm 0,1$

Auch hier sehen wir wieder einen höheren gemessenen Eingangswiderstand bzgl. des theoretischen. Das kann aber die gleichen Gründe wie beim Ausgangswiderstand haben.

#### 4.3.7 Gegenkopplung

Als letztes untersuchen wir nun noch den Einsatz verschiedener  $R'_E$  als Gegenkopplungssystem. Dafür berechnen wir zuerst die theoretischen Werte des Eingangswiderstandes.

## 4 Auswertung

Allgemein:

$$r'_e = \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE} + \beta(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_E})^{-1}} \right]^{-1}$$

$$s_{r'_e} = |r_e|^2 \sqrt{\left( \frac{s_{R_1}}{(R_1)^2} \right)^2 + \left( \frac{s_{R_2}}{(R_2)^2} \right)^2 + \left[ r_{BE} + \frac{\beta(R_E + R'_E)}{R_E R'_E} \right]^{-4} \cdot \left[ s_{r_{BE}}^2 + \frac{\beta^2 s_{R_E}^2}{(R_E)^4} + \frac{\beta^2 s_{R'_E}^2}{(R'_E)^4} \right]}$$

für  $R'_E \rightarrow \infty$

$$r'_e = \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE} + \beta R_E} \right]^{-1}$$

$$s_{r'_e} = |r_e|^2 \sqrt{\left( \frac{s_{R_1}}{(R_1)^2} \right)^2 + \left( \frac{s_{R_2}}{(R_2)^2} \right)^2 + \frac{s_{r_{BE}}^2 + \beta^2 s_{R_E}^2}{(r_{BE} + \beta R_E)^4}}$$

Damit ergeben sich folgende Werte:

$r'_{e,t,68}$	$= 9404,4 \Omega$	$s(r'_{e,t,68})$	$= 2758,4 \Omega$	$r'_{e,t,68} = (9,4 \pm 2,8) \text{ k}\Omega$
$r'_{e,t,150}$	$= 11936,49329 \Omega$	$s(r'_{e,t,150})$	$= 4448,3 \Omega$	$r'_{e,t,150} = (11,9 \pm 4,4) \text{ k}\Omega$
$r'_{e,t,\infty}$	$= 16442,28669 \Omega$	$s(r'_{e,t,68})$	$= 129,28 \Omega$	$r'_{e,t,\infty} = (16,4 \pm 0,1) \text{ k}\Omega$

Auffällig sind hier die großen Fehler der ersten beiden theoretischen Werte, welche durch die Terme  $\frac{1}{(R_E)^4}$  und  $\frac{1}{(R'_E)^4}$  dominiert werden (da dann  $r_e^2$  durch etwas größeres geteilt wird), daher sind sie nicht verwunderlich. Betrachten wir dazu die gemessenen Werte (Fehler diesmal nur von der Dekade):

$r'_{e,m,68}$	$= 10,0 \pm 0,1 \text{ k}\Omega$
$r'_{e,m,150}$	$= 14,0 \pm 0,1 \text{ k}\Omega$
$r'_{e,m,\infty}$	$= 17,0 \pm 0,2 \text{ k}\Omega$

Hier sehen wir auch die Tendenz der etwas höher gemessenen Widerstandswerte, jedoch befinden sich hier die ersten beiden ( $R'_E \neq 0$ ) durch die großen theoretischen Fehler im Fehlerbereich. Der Widerstand für  $R'_E = \infty$  jedoch liegt höher und außerhalb beider Grenzenwerte. Der theoretische Fehler

Als letztes wollen wir die theoretischen und gemessenen Verstärkungen zu den

#### 4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Gegenkopplungswiderständen vergleichen. Dabei gilt:

$$v_m = \frac{u_a}{u_e} \quad s_{v_m} = \sqrt{\left(\frac{s_{u_a}}{u_e}\right)^2 + \left(\frac{s_{u_e} u_a}{u_e^2}\right)^2}$$

$$v_t = -R_C [R_E^{-1} + R'_E^{-1}] \quad \text{Gl. (6) aus Skript mit } R_E || R'_E$$

$$s_{v_t} = |v| \sqrt{\left(\frac{s_{R_C}}{R_C}\right)^2 + \left(\frac{s_{R_E}}{R_E}\right)^2 + \left(\frac{s_{R'_E}}{R'_E}\right)^2}$$

Damit folgen die Werte:

Rechenwert	Fehler	Ergebnis
$v_{t,68} = 44,756$	$s_{v_{t,68}} = 2,0230$	$v_{t,68} = 45 \pm 2$
$v_{m,68} = 36$	$s_{v_{m,68}} = 2,1986$	$v_{m,68} = 36 \pm 2$
$v_{t,150} = 22,905$	$s_{v_{t,150}} = 0,69186$	$v_{t,150} = 22,9 \pm 0,7$
$v_{m,150} = 20$	$s_{v_{m,150}} = 1,2258$	$v_{m,150} = 20 \pm 1,2$
$v_{t,\infty} = 4,8297$	$s_{v_{t,\infty}} = 0,077168$	$v_{t,\infty} = 4,83 \pm 0,08$
$v_{m,\infty} = 4,80$	$s_{v_{m,\infty}} = 0,30422$	$v_{m,\infty} = 4,8 \pm 0,3$

Diese Ergebnisse zeigen, dass für kleinere Verstärkungen die Theorie und Praxis gut übereinstimmen. Für die größte Verstärkung ( $R'_E = 68 \Omega$ ) liegen die beiden Werte jedoch nicht im jeweilig anderen Grenzbereich, wobei der Wert aus den Messwerten wesentlich kleiner ist. Dennoch stimmen bei dieser Methode bzgl. Vergleichungen zwischen Theorie und Praxis, die Werte am besten überein.

## **5 Zusammenfassung und Fazit**

In diesem Versuch haben wir uns nun ausgiebig mit den Kennlinien und Kenngrößen von Transistoren beschäftigt. Außerdem lernten wir das Dimensionieren der Transistorverschaltung und wie man wichtige Kenngrößen darin misst und den Zusammenhang zu der Theorie herstellt. Besonders erstaunlich waren in diesem Versuch die Abweichungen zwischen eben der Theorie und Praxis, aber dennoch funktionierte diese Schaltung mit diesen erstaunlichen Abweichungen ziemlich gut. Außerdem interessant war, wie effektiv Widerstände und Kondensatoren zu diesem Transistor verbaut werden können, um ganz spezielle, wichtige Daten aufzunehmen. Allerdings sollte man für noch genauere Messungen auch die Widerstände von Steckbrett und Kabeln mit verzeichnen um die Abweichungen zu minimieren. Im Großen und Ganzen ist die Besonderheit eines Transistors und dessen Vielfältigkeit klar geworden.

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Hochpass als Komplexer Spannungsteiler . . . . .	6
2.2	Funktionsweise Diode . . . . .	9
2.3	Transistormodell . . . . .	10
2.4	pnp-Transistor in Emitterschaltung . . . . .	10
2.5	Eingangskennlinie . . . . .	11
2.6	Ausgangskennlinienfeld . . . . .	12
2.7	Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung . . . . .	13
3.1	Implementierung auf dem Steckbrett . . . . .	16
3.2	Schaltungen Aufgabe 1 . . . . .	16
3.3	Schaltungen Aufgabe 2 . . . . .	18
3.4	Ausgangskennlinien . . . . .	19
3.5	Verwendete Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung und Basisspannungsteiler . . . . .	20
3.6	Implementierung Aufgabe 3.3 . . . . .	23
3.7	Auffälligkeiten der DC-Verstärkung . . . . .	25
3.8	Implementierung Aufgabe 3.4 . . . . .	26
3.9	Schaltung Aufgabe 3.5 . . . . .	27
3.10	Schaltung Aufgabe 3.6 . . . . .	28
4.1	Eingangskennlinien . . . . .	30
4.2	Differentieller Widerstand . . . . .	32
4.3	Ausgangskennlinienfeld . . . . .	33
4.4	$B(I_B)$ . . . . .	35
4.5	Verstärkungsfunktion . . . . .	39
4.6	Benutztes Schaltbild . . . . .	40