

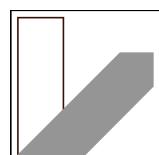
SS2021

PPBphys1

Protokoll EL1

Charlotte Geiger - Manuel Lippert - Leonard Schatt

Gruppe 4



Informationen

Versuchstag	26. März 2021
Versuchsplatz	NWII 2.1.01.470
Betreuer	Michael Buchhorn
Gruppen Nr.	4
Auswertperson	Charlotte Geiger
Messperson	Manuel Lippert
Protokollperson	Leonard Schatt

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	5
2 Fragen zur Vorbereitung	6
2.1 Eingangs- und Ausgangsimpedanz eines Hochpass	6
2.2 Beschriftung Oszilloskop und Kabelimpedanz	7
2.3 Transistor - Funktionsweise und Aufbau	7
2.4 Ein- und Ausgangskennlinien	9
2.5 Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung	9
2.6 Emitterschaltung	10
2.7 Allgemeines	11
3 Messprotokoll	12
4 Auswertung und Diskussion	33
4.1 Eingangskennlinie des Transistors	33
4.2 Ausgangskennlinie des Transistors	39
4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung	41
4.3.1 Wechselspannungsverstärkung	41
4.3.2 Messgrößen am Arbeitspunkt	42
4.3.3 Übersteuerung	43
4.3.4 Wechslespannungsverstärkung im Vergleich	44
4.3.5 Ausgangswiderstand der Emitterschaltung	45
4.3.6 Eingangswiderstand der Emitterschaltung	45
4.3.7 Gegenkopplung durch das Verbauen unterschiedlicher R'_E	46
5 Fazit	48

1 Einleitung

Die Kommunikation der Welt beruht auf Apps und Features auf Handys und Laptops immer und überall erreichbar sein für jeden und überall Informationen abrufen können, das sind die Anforderungen an die Technik heutzutage. Möglich ist dies nur durch die kleinen und leichten Geräte, die es derzeit auf dem Markt gibt. Ein zentraler Bauteil der Mikroelektronik der Geräte ist der Transistor. Dieser ermöglicht es, ohne mechanischen Prozessen, Stromflüsse innerhalb einer elektrischen Schaltung zu kontrollieren. Das ist der Grund, weshalb man Millionen von Transistoren in Beispielsweise Smartphones vorfindet. Der dauerhafte alltägliche Nutzen verdeutlicht die Wichtigkeit, die dieses elektronische Bauteil einnimmt und den Grund, weshalb der Versuch so wichtig ist. In dem Versuch eignen wir uns diesen Baustein anhand von selbstgesteckten Schaltungen an und erlernen unter anderem anhand von der Dimensionierung mit unterschiedlichen Schaltungen damit umzugehen.

2 Fragen zur Vorbereitung

2.1 Eingangs- und Ausgangsimpedanz eines Hochpass

Die Definition einer Eingangsimpedanz ist der Widerstand am Eingang eines Gerätes. Niedrige Ausgangsimpedanzen ermöglichen lange Kabelwege ohne Beeinträchtigung. Bei Frage 1 wird nach der Eingangs- und Ausgangsimpedanz des komplexen Spannungsteiler in folgender Abb. 2.1 gefragt.

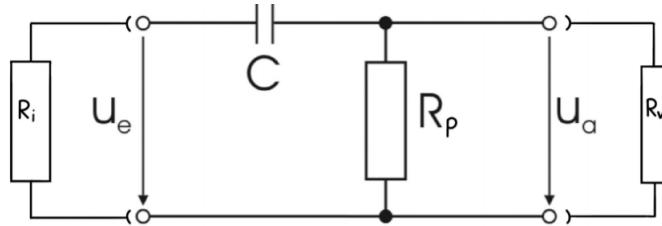


Abbildung 2.1: Hochpass als komplexer Spannungsteiler

Zuerst wird der komplexe Widerstand von der Eingangsimpedanz berechnet. So gilt nach den Kirkoff'schen Regeln des Widerstandsnetzes:

$$\begin{aligned}
 Z_e &= \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_C + \frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_P}}} \\
 \xrightarrow{R_C = \frac{1}{i\omega C}} \quad Z_e &= \frac{R_i(R_V + R_P + i\omega C(R_V R_P))}{R_V + R_P + i\omega C(R_V R_i + R_P R_i + R_V R_P)} \quad (2.1) \\
 &= \frac{R_V + R_P + i\omega C(R_V R_P)}{\frac{1}{R_i}(R_V + R_P + i\omega C(R_V R_P)) + i\omega C(R_V + R_P)}
 \end{aligned}$$

Da der Innenwiderstand der Eingangs-Spannungsquelle vernachlässigt werden kann, nimmt man an, dass R_i gegen unendlich geht.

$$\xrightarrow{R_i \rightarrow \infty} \quad Z_e = \frac{R_V + R_P + i\omega C(R_V R_P)}{i\omega C(R_V + R_P)} \quad (2.2)$$

Für Impedanz ohne Last ($R_V \rightarrow \infty$):

$$Z_e = \frac{1 + \frac{R_P}{R_V} + i\omega C R_P}{i\omega C(1 + \frac{R_P}{R_V})} \quad \xrightarrow{R_V \rightarrow \infty} \quad Z_e = \frac{1 + i\omega C R_P}{i\omega C} = R_P + \frac{1}{i\omega C} \quad (2.3)$$

2.2 Beschriftung Oszilloskop und Kabelimpedanz

Diese Lösungsformel beschreibt die Reihendarstellung von Kondensator und Widerstand. Nun wird die der komplexe Widerstand der Ausgangsimpedanz betrachtet. Man geht analog zu oben vor, jedoch beginnt man bei der Betrachtung der Widerstandsreihenfolge auf der rechten Seite des Schaltbildes.

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_i + \frac{1}{i\omega C}}} = \frac{R_V R_P (i\omega C R_i + 1)}{R_P + R_V + i\omega C (R_V R_P + R_P R_i + R_i R_V)} \quad (2.4)$$

Analog zu oben:

$$\begin{aligned} \text{Innenwiderstand vernachlässigbar: } & \xrightarrow{R_i \rightarrow \infty} Z_a = \frac{R_V R_P}{R_P + R_V} = \frac{1}{\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_P}} \\ \text{Impedanz ohne Last: } & \xrightarrow{R_V \rightarrow \infty} Z_a = R_P \end{aligned} \quad (2.5)$$

Bei solch einer Schaltung werden hochfrequente Eingangsspannungen U_e am Ausgang ungehindert durchgelassen, weshalb die Schaltung Hochpass genannt wird.

2.2 Beschriftung Oszilloskop und Kabelimpedanz

Kabelimpedanz (auch Leistungswellenwiderstand) ist einer von vielen Parametern bzw. Kenngrößen von längshomogenen Leitungen und steht synonym zum komplexen Widerstand. Der Strom, der nötig ist, um das Ende des Kabels bzw. Leitung auf der Spannung U zu halten hängt linear von U ab und gleicht daher echten Widerstand. Das ist also auch die charakteristische Impedanz einer Leitung, wenn man von einem "50-Ω-Kabelspricht". Wenn am Eingang eines Oszilloskops "1MΩ, 20pF" vermerkt ist, bedeutet dies die Eingangsimpedanz. Die Eingangsimpedanz eines Oszilloskops sagt aus, wie groß der komplexe Widerstand des Kanaleingangs ist, wird in Ohm und Fahrrad getrennt angegeben und erfolgt meist als Aufdruck neben der Kanaleingangsbuchse am Oszilloskop. Übliche Werte für die Impedanz sind 1MΩ und 10 bis 25pF für die Parallelkapazität. Die Angabe liegt also in der Norm von Oszillatoren.

2.3 Transistor - Funktionsweise und Aufbau

Der Transistor ist ein Halbleiterbauelement, das in einer elektrischen Schaltung verbaut ist. Über den Transistor kann man die Ströme in dem Stromfluss so beeinflussen, dass überhaupt kein Strom fließt (er fungiert als Schalter), oder man kann den Fluss verstärken bzw. beschleunigen, wodurch deutlich stärkerer Strom fließt (er fungiert als Verstärker). Jeder Transistor besteht aus drei dünnen übereinandergelegten Halbleiterschichten, die mit metallischen Anschlüssen versehen sind. Die drei Anschlüsse sind: die Basis (B), der Kollektor (C) und der Emitter (E).

Es wird je nach Reihenfolge der Dotierung zwischen NPN-Transistor und PNP-Transistor unterschieden. Zweiterer besteht aus zwei p-leitenden Schichten zwischen denen eine

2 Fragen zur Vorbereitung

dünne n-leitende Schicht liegt. Im Schaltkreis ist dies so gekennzeichnet, dass der Pfeil des Emitters zur Basis hin zeigt. Dotierung bedeutet das Einbringen von Fremdatomen bei dem Herstellungsprozess in eine Schicht des hochreinen Halbleitermaterials, um die Kristallstruktur zu verändern. Somit kann durch äußeren Einfluss Ladungsträger verschoben werden.

Die konkrete Funktion von Transistoren beruht auf freien Ladungsträgern beim Emitter. Durch eine angelegte Spannung zwischen Basis und Emitter wird eine Sperrschiicht abgebaut und die Ladungsträger wandern in die Basis-Zone. Ein kleiner Steuerstrom auf der Basis-Emitter-Strecke führt zu Raumladungszonenveränderungen im Inneren des Bipolartransistors, wodurch ein großer Strom auf der Kollektor-Emitter-Strecke gesteuert werden kann. Konkret beim PNP-Transistor: Der Emitter (p-dotiert) hat Löcher als freie Ladungsträger. Bei positiver Spannung zwischen Basis und Emitter wird die Sperrschiicht dazwischen abgebaut und die "Löcher wandern in die Basis Zone. Die eingedrungenen Ladungsträger werden nun vom starken elektrischen Feld in Richtung Kollektor beschleunigt. Bipolartransistoren sind grundsätzlich immer selbstsperrend: Ohne Ansteuerung mittels eines kleinen Stromes durch die Basis-Emitter-Strecke sperrt der Transistor auf der Kollektor-Emitter-Strecke

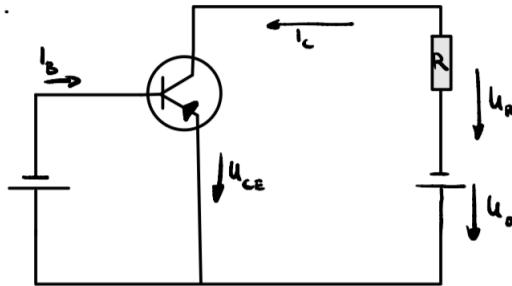


Abbildung 2.2: pnp-Transistor in Emitterschaltung

Im folgenden werden die Eigenschaften eines bipolaren PNP-Transistors aufgelistet/zusammengefasst:

1. Der Transistor wirkt wie ein elektrisch gesteuerter Widerstand. Die Ursache dabei ist die Basisstromänderung, wodurch auch der Kollektorstrom sich verändert. Dieser fließt nur, wenn auch ein Basisstrom fließt.
2. Der Kollektorstrom ist um ein Vielfaches größer als der Basisstrom, der Unterschied röhrt von der Aufteilung des Elektronenflusses von Kollektor und Basis.
3. Der Basisstrom fließt erst, wenn die Schwellspannung an der Basis-Emitter-Strecke überwunden ist. Wenn der Basisstrom nicht fließt, dann sperrt der Transistor
4. Der bipolare Transistor hat zwei Stromkreise, der dieser vereint. Den Steuerstromkreis und den Arbeits-bzw. Laststromkreis.

2.4 Ein- und Ausgangskennlinien

Der Zusammenhang zwischen relevanten Werten des Transistors wird in Kennlinienfeldern dargestellt. Kennlinienfelder sind Diagramme, in denen der Kollektorstrom als Funktion der Kollektorspannung aufgetragen wird, da der Zusammenhang abhängig von der Basis-Stromstärke ist, gibt es mehrere Kennlinien in dem Kennlinienfeld. Bei bipolaren Transistoren, die als Schalter oder Verstärker genutzt werden, reichen 4 Kennlinienfelder aus, der Zusammenhang aller relevanter Werte wird dann in einem sogenannten Vierquadrantenkennlinienfeld dargestellt.

1. Eingangskennlinien(-feld)

Als Eingangskennlinie wird die Funktion $I_B(U_{BE})$ benannt und ist von der Temperatur abhängig. Je höher die Temperatur, desto größer die Eigenleitfähigkeit des Halbleiterkristalls. Dann leitet die Basis-Emitterstrecke schon bei kleineren Steuerspannungen und bewirkt einen höheren Basisstrom.

Bei Auswertung des Basisstroms als Funktion der Basis-Emitterspannung im Diagramm, so zeigt sich die Durchlasslinien einer SI-Diode.

2. Ausgangskennlinien(-feld)

Ausgangskennlinien werden als Funktion von $I_C(U_{CE})$ beschrieben. Im Ausgangskennlinienfeld wird die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Kollektor-Emitterspannung bei konstantem Basissteuerstrom dargestellt.

Wie oben schon beschrieben kann man verschiedene Kennlinienfelder zu einem kompakten Feld zusammenschließen, wodurch es deutlich übersichtlich wird. Weitere Kennlinienfelder sind Spannungsrückwirkungs- und Stromverstärkungskennlinienfelder

2.5 Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung

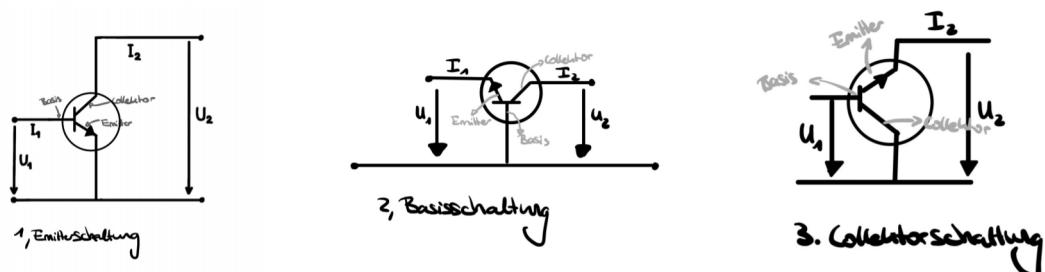


Abbildung 2.3: Schaltungstypen

Im folgenden werden kurz die herausstechenden Unterschiede der drei Schaltungstypen umrissen. Ausschlaggebend sind Ein- und Ausgangswiderstand, sowie Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung.

1. Emitterschaltung

Diese Schaltung ist mit Abstand die am häufigsten verwendete Schaltung im Niedrfrequenzbereich. Sie ist eine Universal-Verstärkungsschaltung, die zur Erzeugung

2 Fragen zur Vorbereitung

sehr hoher Spannungsverstärkungen genutzt wird. Jedoch ist die Schaltung sehr frequenzabhängig, je höher die Frequenz, desto niedriger die Verstärkung.

Bei dieser Schaltung wird das zu verstärkende Signal an die Basis angelegt und das Ausgangssignal am Kollektor abgegriffen. Der Verstärkungsfaktor und der Ausgangswiderstand sind in dieser Schaltung hoch. Die Emitterschaltung besteht vor allem aus dem Kollektorwiderstand R_C , einem Transistor, der Eingangssignalquelle U_e mit dem Basis-Vorwiderstand R_V oder einem Spannungsteiler (R_1 und R_2) und der Betriebsspannung U_B . Ausgangspunkt für die Ausgangsspannung U_a ist der Kollektoranschluss des Transistors. Gemeinsame Bezugspunkt von Eingangs- und Ausgangsspannung ist der Emitteranschluss. Daher auch der Name der Emitterschaltung.

2. Basisschaltung

Durch $U_1 \ll U_2$ und $I_1 \approx I_2$ folgt eine schwache Stromverstärkung, aber eine hohe Spannungsverstärkung. Bei der Basisschaltung ist die Besonderheit, dass der Basisanschluss des Transistors durch einen Kondensator wechselstrommäßig an Masse liegt. Die Stromverstärkung einer Basisschaltung ist immer kleiner als 1. Sie erreicht diesen Wert genau dann, wenn der Arbeitswiderstand groß gegen den Lastwiderstand ist. Die Anwendungsbereiche dieser Schaltung ist vorzugsweise bei Hochfrequenz-Verstärkern. Die kapazitive Belastung einer hochfrequenten Signalquelle ist sehr gering, wodurch der Verstärker eine große Bandbreite besitzt.

3. Kollektorschaltung

Diese Schaltung entspricht dem Schaltauflbau einer Emitterschaltung nur ohne Kollektorwiderstand. $I_1 \ll I_2$ und $U_1 \approx U_2$ Daraus folgt dass der Eingangswiderstand hoch ist und der Ausgangswiderstand niedrig. Damit folgt eine hohe Stromverstärkung und eine niedrige Spannungsverstärkung. Dieses Schaltbild eignet sich hervorragend als Impedanzwandler bzw. Spannungsverstärker, wegen der hohen Eingangs- und niedrigen Ausgangsimpedanzen der Schaltung.

2.6 Emitterschaltung

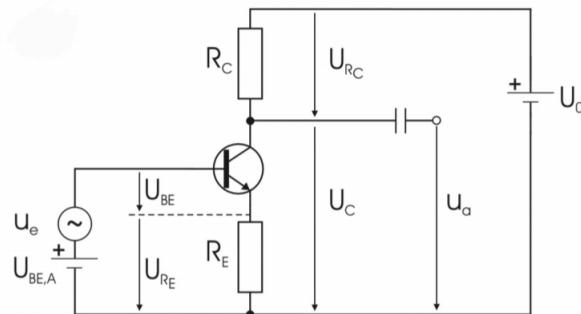


Abbildung 2.4: Emitterschaltung mit Stromgegenpolung

2.7 Allgemeines

Es soll die Gleichung (6) aus dem Skript hergelitten werden.

$$v = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_C}{(\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E)} \approx -\frac{R_C}{R_E} \quad (2.6)$$

Wobei $v = \frac{u_a}{u_e}$ der Spannungsverstärker ist.

Bereits bekannt ist $u_a = -i_C R_C$ und $u_e = i_B r_{BE}$. Mit Einfügen des Widerstandes R_E wird u_e zu $u_e = i_B r_{BE} + i_E R_E$ Somit ergibt sich folgendes:

$$v = \frac{-i_C R_C}{i_B r_{BE} + i_C R_E} \quad (2.7)$$

Mit dem Umstellen der differentiellen Stromverstärkung $\beta = \frac{i_C}{i_B}$ bekommt man den Ausdruck:

$$v = -\frac{i_C R_C}{i_C r_{BE} + i_E R_E} \quad (2.8)$$

Mit dem Zusammenhang $i_C \sim i_E$ und nach kürzen von i_C bekommt man die Gleichung (6):

$$v = -\frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E} \quad (2.9)$$

Mit der Annahme, dass R_E deutlich größer als r_{BE} ist, erkennt man, dass

$$v = \frac{u_a}{u_e} \approx -\frac{R_C}{R_E} \quad \Rightarrow \quad r_e = r_{BE} = \beta R_E \text{ und } r_a \approx R_C \quad (2.10)$$

2.7 Allgemeines

Die Erfindung des Transistors revolutionierte die Menschheit so wie kaum eine andere Erfindung. Erfunden wurde der Transistor von Julius Edgar Lilienfeld 1925, der in seiner Arbeit ein elektronisches Bauelement beschreibt, das Elektronenröhreneigenschaften aufweist. Es gibt zwei Verschiedene Arten von Transistoren. Zum einen den Feldefekttransistor (FET) (unipolare Transistoren) oder den Bipolartransistor (BJT). Die Bezeichnung Transistor wird abgeleitet von transfer resistor, da bei Widerstandsänderung in Schicht A einer Halbleiterschicht auch der Widerstand in einer Schicht B beeinflusst wird. Bipolare Transistoren bestehen heutzutage üblicherweise aus Silizium. Der Grund weshalb heutzutage mehr Silizium-Transistoren als Germanium-Transistoren verwendet werden, ist zum Einen die unterschiedliche Beschaffenheit der Materialien. So bricht Germanium bei einer Temperatur von 82 Grad und ist daher nicht sehr Hitzebeständig und bei Silizium ist dies nicht der Fall und zusätzlich schützen Oxide das Silizium und isolieren das Bauteil. Auch ist Silizium als Elementarhalbleiter deutlich einfacher zu gewinnen und zu handhaben.

3 Messprotokoll

Das Messprotokoll wurde am Versuchstag handschriftlich erstellt und hier als PDF-Datei eingefügt. Dabei wird die Dimensionierung (Datenblatt ¹) und die gemessenen Widerstände nach dem eigentlichen Messprotokoll eingefügt.

Zusatz:

Da die Bilder der Steckbretter und des Oszilloskops im Protokoll schlecht zu erkennen sind, werden noch zusätzlich die Bilder und angefertigt Schaltpläne der Steckbretter noch angefügt. Es ist noch anzumerken, dass uns beim Ausdrucken der Bilder für (2.2) zwei Bilder (für Messwerte 0.05 mA und 0 mA) vergessen wurden, welche nun im Zusatz nachgereicht werden.

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

Versuch El 1

25.03.2021

Messperson : Manuel

Auswertung : Charlotte

Protokoll : Leo

Raum : Sitzplatz : Mitte links

1.1 Verwendete Messgeräte:

- o Oszillograph (Vektorgrafik): 122421 10Г

Eingangsimpedanz : $R = 1 \text{ M}\Omega$ $L = 25 \text{ pF}$
Genauigkeit : $\leq 3\% + 0,1 \text{ digit}$
Ablesefehler : 0,1 div

- o Frequenzgenerator (72786) :

Amplitudengenauigkeit : $+1\% \cdot x + 1 \text{ mV p-p}$
Ablesefehler : 0,0005 digit
Offsetgen. : $\geq 2 \text{ mV}$
Ablesefehler : $\geq 1 \text{ mV}$

- o Stromquelle:

$s_r : \geq 17 \text{ mV}$
Ablesegenauigkeit : 0,005 V, 0,005 A
Ber.:
Genau.:
o DMM: 200mV 0,8% + 3 digits
2V, 4V, 400V 0,8% + 1 digit

- o Transistoren:

- Siliziumtransistor BC 107 (pn)

- Germanium - Transistor AC 128 (pnp)

o Widerstandskette (Nr. G 17347): $s_r = 1\% \text{ Resistor} + 0,3 \cdot 2 \text{ internal}$ Nachmessbar

- o Steckbrett (652 051)

- o Drehpotentiometer

3 Messprotokoll

3.1 Eingangskennlinie des Transistors

Ziel: Ziel dieses Versuchsteiles ist es die Eingangskennlinie des npn-Transistors zu vermessen (BC 107, Silizium)

Dazu verwenden wir folgende Schaltung von Manu aufgebaut:

Gemessen wird hier I_B und U_{BE}

Das aktioniertsteil liefert U_b .

In Realität bedeutet das, dass wir den Transistor an Basis und Emitter anschließen und dann die Spannung und Stromstärke über den Transistor mit 2 DMMs messen

(Dekade)

Damit der Transistor heil bleibt schalten wir einen 2 kΩ Widerstand vor.

Im Steckblatt haben wir die Schaltung folgendermaßen verzeichnet:

Für R_B wird hier die Widerstandsdekade verwendet.

Wir erhöhen die Spannung bis eine Spannung von 0,01 mV anliegt.
Von dort aus erhöhen wir die Spannung in immer größer werdenden Schritten (erwartet exponentielles Wachstum).

Nach anfänglichen Störungsschwierigkeiten (Kontakt steckbrett sitzt nicht) können wir anfangen zu messen.

DDM stehen auf mA und V

I_B in mA	U_B in V
0,01	0,559
0,02	0,578
0,03	0,587
0,04	0,593
0,05	0,600
0,08	0,614
0,10	0,620
0,15	0,635
0,20	0,644
0,25	0,651
0,30	0,657
0,35	0,663
0,40	0,667
0,45	0,671
0,50	0,675
0,55	0,678
0,60	0,682
0,65	0,684
0,70	0,687
0,75	0,690
0,80	0,692
0,85	0,694
0,90	0,696
0,95	0,698
1,00	0,700
1,10	0,703
1,20	0,706
1,30	0,709
1,40	0,711
1,50	0,714
1,60	0,716
1,70	0,718
1,80	0,720
1,90	0,722
2,00	0,724
2,50	0,732
3,00	0,738
3,50	0,744
4,00	0,749

3 Messprotokoll

2.2 Ausgangskennlinie des Transistors

Ziel: Aufnahme der Ausgangskennlinie I_C für unterschiedliche Basisströme

Verwenden folgende Messschaltung:

Der Versuch wurde parallel an dem Frensterversuchsplatz durchgeführt.

R_B < R_E

Außerdem bedienen wir uns eines Oszis und tragen wir $U_x = U_{CE} + RI_E \approx U_{CE}$ gegen $U_y = RI_E \approx R I_C$ auf.

Für R wird hier ein kleiner Widerstand von 1Ω verwendet. Der Spannungsabfall, welcher über R gemessen wird, dient dazu die Ausgangskennlinie zu messen ohne die Messung zu verzögern. Dabei wird I_B mit dem DMM gemessen.

Gemessen wird bei $I_B = 0; 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4mA$

U_B wird von einem Gleichspannungsnetzteil geliefert und für Kollektorspannung sorgt der Frequenzgenerator mit Amplitude 10V und Frequenz 200 Hz.

Die Schaltung sah in Realität folgendermaßen aus

Die Schaltung wurde von Charlotte aufgebaut. Nach der ersten Panne (Transistorpfeil eingelegt... Basis und Emitter vertauscht) konnten wir die Sperrschicht-Ausgangskennlinie betrachten.

Das Oszilloskop wird von Charlotte im x-y-Modus betrieben, wobei in Chan-1 U_x und in Chan-2 U_y angezeigt werden.

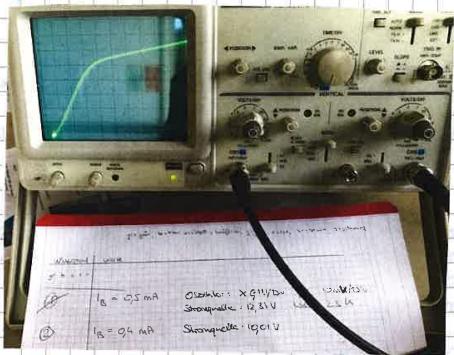
Das Osci steht auf Chan-1 auf $0.1V/div$ und auf Chan-2 bei $1mV/div$

Die Stromstärke I_B wird durch Variation der Spannung an der Gleichstromquelle erreicht. Die Widerstand im Basistreier steht auf Zelle in der Widerstandstabelle

Es ergaben sich folgende Bilder:

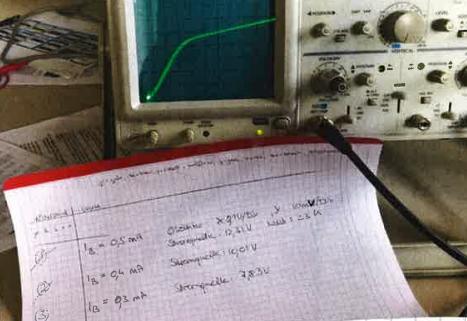
$$I_B = 0.5 \text{ mA}$$

$$U$$



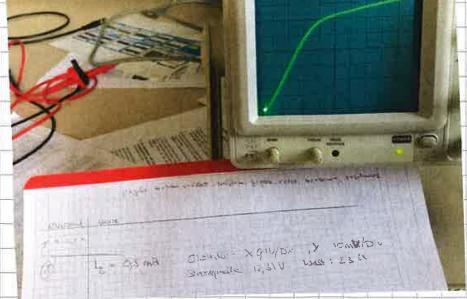
$$I_B = 0.4 \text{ mA}$$

$$U$$

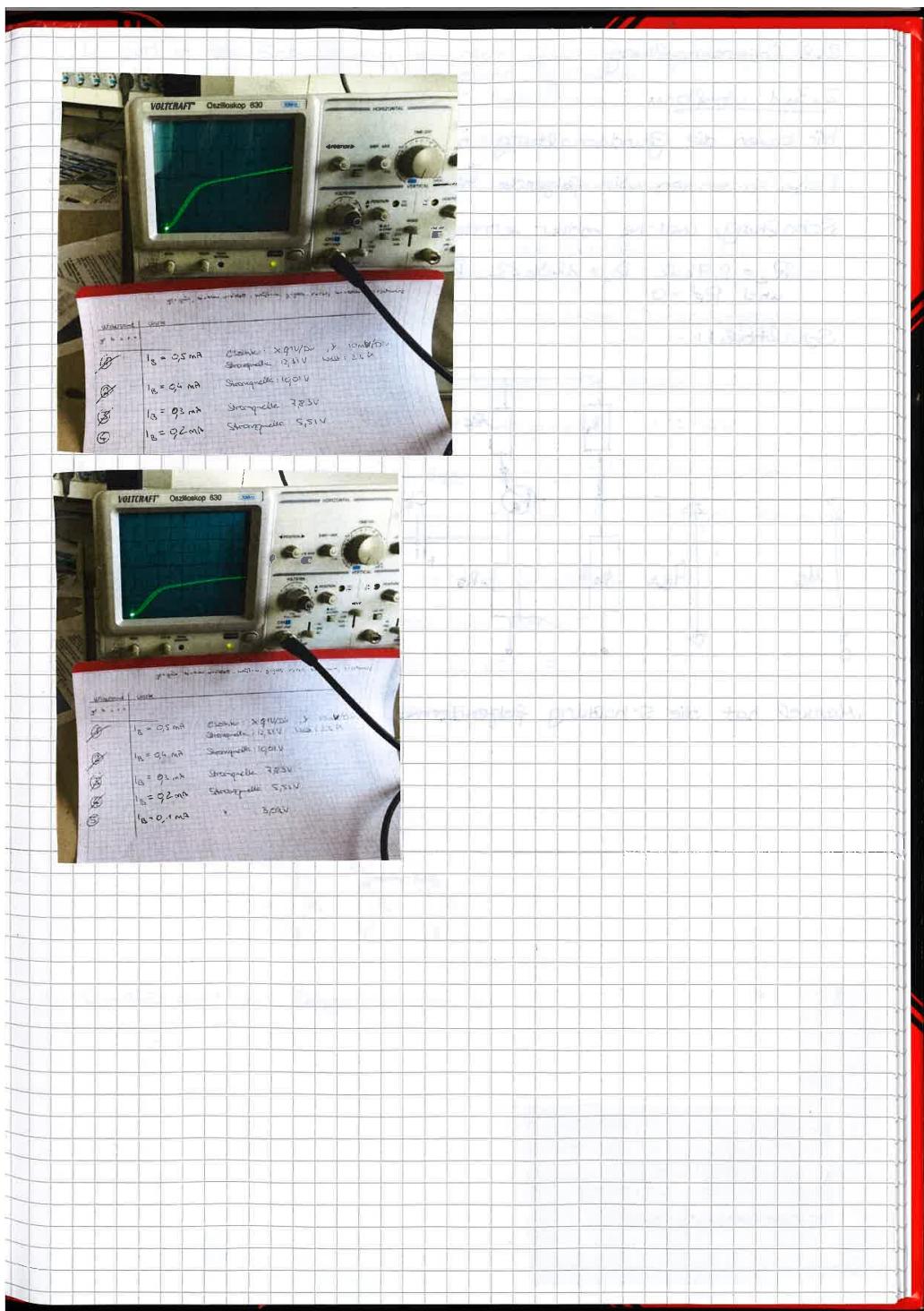


$$I_B = 0.3 \text{ mA}$$

$$U$$



3 Messprotokoll



2.8 Emitterschaltung

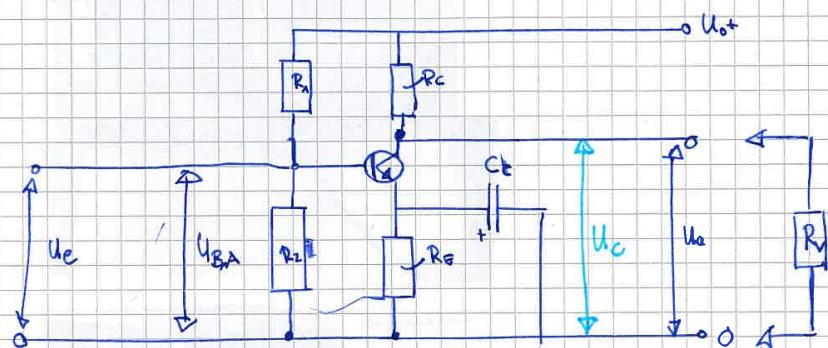
2.8.1 Aufbau

Wir bauen die Grundschaltung nach diesem Schaltbild auf.

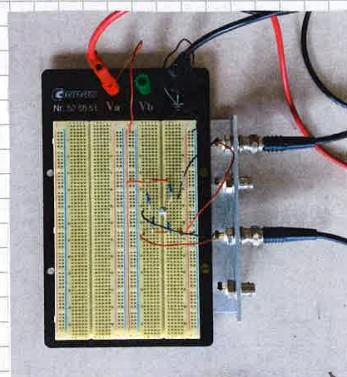
Dabei verwenden wir folgende Werte zur Dimensionierung der Schaltung, welche vorher errechnet wurden.

$$R_c = 2,7k\Omega \quad R_1 = 120k\Omega \quad R_2 = 22k\Omega \quad R_E = 56\Omega \text{ und } R_d = 0$$

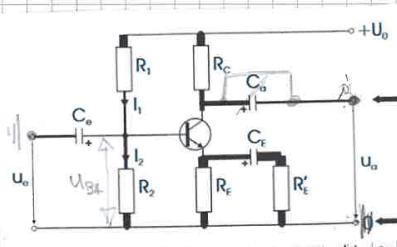
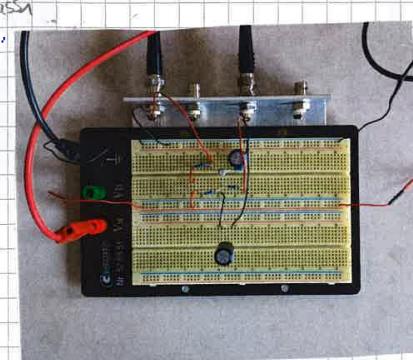
Schaltbild:



Manuel hat die Schaltung folgendermaßen verwirklicht:



3 Messprotokoll

U_0 wird in der Schaltung von der Gleichstromquelle geliefert und U_E wird vom Frequenzgenerator geliefert. Berechnung wurde besprochen & abgenommen.
 fkt
2.3.2 Erweiterung durch Kondensatoren
 Ziel: Erweiterung der Schaltung um die Kondensatoren C_E und C_F
 Wir überprüfen unsere Erwartungen an die Schaltung, indem wir U_{BE} messen, was durch die Dimensionierung bei $\approx 6V$ liegen sollte.
 Unsere Messung ergibt, dass $U_{BE} = 6,4V \Rightarrow$ Mess-Dimensionierung ist wie erwartet
 Des Weiteren werden U_{BA} und U_E gegen die Masse gemessen.
 U_{BA} hatten wir berechnet mit $1,8V \rightarrow$ gemessen $1,798V$
 U_E hatten wir berechnet nach $U_{BE} = U_{BA} - U_E = 1,2V \rightarrow$ gemessen $1,159V$
 Die gemessenen Ergebnisse stimmen mit den Erwartungen überein, vor allem U_E und U_{BA} .
 Im folgenden baut Manuel die Kondensatoren C_E und C_F ein.
 Dabei hat C_E eine Kapazität von $220\mu F$
 und C_F hat eine Kapazität von $470\mu F$.
 Damit ergibt sich folgendes Schaltbild:

 In Realität sieht das folgendermaßen aus:


2.3.3 Übersteuern.

u_e wird vom Frequenzgenerator erzeugt. u_a wird mit dem Oszilloskop gemessen. Wir starten mit dem Versuchsaufbau von 2.3.2 und bei dem kleinsten Wert u_e mit $u_e = 20 \text{ mV}$.

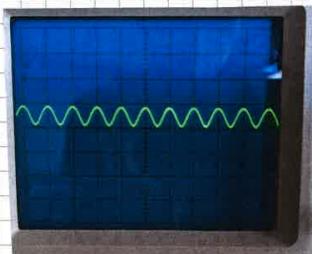
Dann erhöhen wir langsam die Spannung u_e mit bis es stark übersteuert.

Das Signal
noch erkennt ist ab circa 70 mV leicht übersteuert, aber

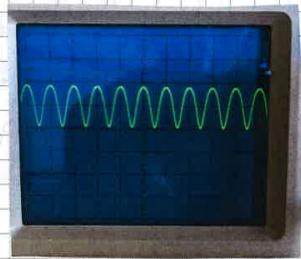
Wir fällt auf, dass die untere Grenze der Einstellskala vergleichsweise hoch ist. Dabei Die Übersteuerung startet bei nichtmal mehr 50 mV über der niedrigsten Einstellung.

Bilder:

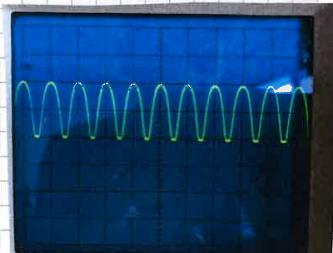
20mV



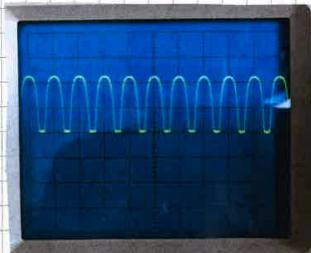
50mV



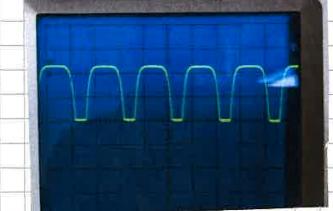
70mV



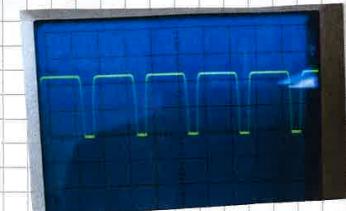
120 mV



200mV



800mV



3 Messprotokoll

3.3.4 Messen der Verstärkung

Ziel: Ziel ist es das Verhältnis von $\frac{U_2}{U_1}$ zu ermitteln
Dabei messen wir im X-Y-Modus. Dies ist möglich da das Signal selbst bei sehr niedrigen Werten noch nicht sehr verwaschen ist.

Im X-Y-Modus setzen wir immer einen Kanal auf "Ground". Der andere Kanal zeigt dann ein Linienelement ab die gut abzulesen ist x_1

Schalterstellung Spannung	U_1 in mV	U_2	Gemessen wird immer Peak-to-Peak
0	0	0 (rauschen)	Genauigkeit Oszil.: 0
1	0,5 div (5 mV/div)	4 div (0,1 div)	Spannungssteiler Stellung: 1
2	0,9 div (5 mV/div)	3,5 div (0,2 V/div)	2
3	1,2 div (5 mV/div)	2,2 div (0,5 V/div)	
4	1,5 div (5 mV/div)	2,4 div (0,5 V/div)	
5	2,0 (5 mV/div)	3,4 div (0,5 V/div)	
6	2,2 (5 mV/div)	4,2 div (0,5 V/div)	
7	2,6 (5 mV/div)	4,8 div (0,5 V/div)	
8	3,0 (5 mV/div)	5,5 div (0,5 V/div)	
9	3,4 (5 mV/div)	6,2 div (0,5 V/div)	
10	3,9 (5 mV/div)	7,0 div (0,5 V/div)	

Ablösefehler: $\pm 0,2$ div

Steckbrett

x_1 Alle Werte werden bei 20mV-Spannungsabziale gemessen

3.2.5 Bestimmen des Ausgangswiderstandes

Bis jetzt war $R_V = \infty$. Für diesen messen wir eine Ausgangsspannung von $\approx 8,8 \text{ V}$ (1 V/div) gemessen. D.h. für den Unbelasteten Stromkreis ist das die Anfallenden.

Jetzt schließen wir die Widerstandsdecke mit ~~alten~~ ^{maximaler} Wider-einstellung an ($> 5 \text{ M}\Omega$).

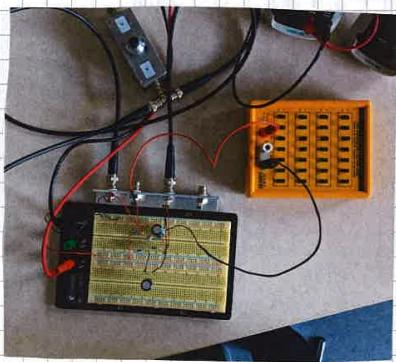
Merkel "schaltet" so viele Widerstände aus, bis wir $\approx 1,8 \text{ div}$ (1 V/div) messen, also der ^{0,5} ursprünglichen Ausgangsspannung messen.

Dieser Wert wird erreicht bei $R_V = 2,5 \text{ k}\Omega$.

Gemessen wurde die Spannung mit dem Oszil.

Bild des Aufbaus:

Bild 6



3 Messprotokoll

30.2.06

Der Widerstand R_p (liegt vor C_e in Reihe geschaltet) ist jetzt neu angeschlossen worden.

Zuerst brauchen wir das Ausgangssignal U_e , daher stellen wir den Widerstand $R_v = 0$.

Die Sinuskurve soll ≈ 2 fache der ursprünglichen Ausgangsspannung ergeben, entsprechend

Wir messen jetzt U_s . Da nun R_p soll so angeglichen werden, dass $U_e = \frac{U_s}{2}$

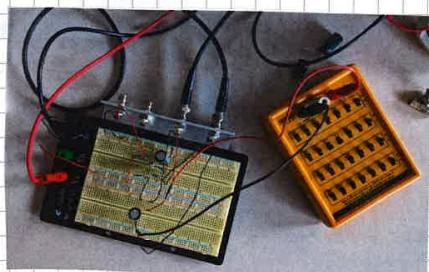
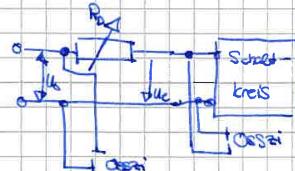
Unser Vorgehen ist, dass die Volts/Div bei U_s doppelt so groß sein soll, wie bei U_e . Dafür 10mV vs. 5mV.

Dann messen wir U_s gegen U_e so, dass sich beide Kurven genau gleichen.

Wir stellen die Widerstandsdeckade so ein, dass sich die Höhe von U_s und U_e in Akkord abstimmt. Aufgrund des Rauschens ist es schwer den genauen Wert abzulesen. (Genauigkeit max $\pm 20\%$)

Bei uns ist die muss R_v auf $20k\Omega$ eingestellt werden.

Bild:



2.3.7. Bestimmen der Leerlaufverstärkung v_l und des Eingangswiderstandes r_i

ziel: Wir wollen Leerlaufverstärkung v_l und Eingangswiderstand messen

Dafür verwenden wir den selben Aufbau, wie bei 2.3.6, nur dass $R_E \neq 0$. Dann messen wir jeweils U_S , U_E und U_A .

U_S messen wir, indem Manuel die Widerstandsdekade auf 0Ω stellt.

Dann stellen wir die Dekade so ein, dass U_E die halbe U_S anzeigt.

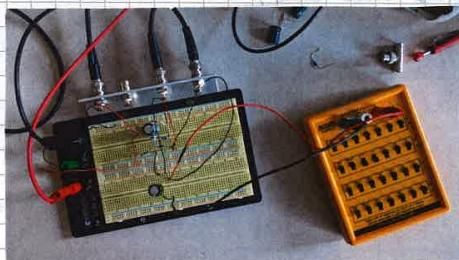
Das geschieht bei $R_D = 10k\Omega$ (Schwier abzulesen)

(Wir messen hier nur an der Stelle U_E und an der Ausgangsspannung.)

Tabelle

R_E	R_D eingestellt	U_S	U_A
68Ω	$10k\Omega$	$2V$ div ($5mV$)	$3,6$ div ($0,2mV$)
150Ω	$22k\Omega$	4 div ($5mV$)	$2,8$ div ($0,5mV$)
∞	$20k\Omega$	4 div ($5mV$)	$2,0$ div ($1mV$)

↳ starkes Rauschen → starke Verkopplung



*^x Dabei ist U_S anfang 4 div ($5mV$). Diese wird im X-Y-Modus betrachtet

ohne dabei der S-Eingang auf Ground steht. Dann halbieren wir den Strich durch umstellen der Widerstandsdekade.

Diese wird einfach im „normalen“ Oszilloskop-Betrieb gemacht. Dabei halbiert es \rightarrow wir die Spannung U_S mit der Widerstandsdekade.

3 Messprotokoll

	Widerstände	Werte
1		55,3 kΩ
2		0,677 kΩ
3		14,34 kΩ
4		21,86 kΩ
5		12,1 Ω
6		1,0 Ω
7		2,682 kΩ
8		113,5 kΩ
9		143,9 Ω
10		0,557 kΩ
11		13,94 kΩ
12		67,8 Ω
13		46,8 kΩ
14		3,287 kΩ

Farbcodierung

gemessen
mit
Digitalmultimeter

Dimensionierung

$$U_0 = 12V, U_{C,A} = \frac{U_0}{2} = 6V \quad f_{min} = 500\text{ Hz}, I_{C,A} = 2\text{mA}, V = 5$$

Aus Datenblatt:

$$\beta = h_{FE} = 110, \gamma = h_{FE} = 250, r_{OE} = h_{ie} = 4\text{k}\Omega, U_{BE(on)} = 0.65\text{ mV}$$

$$U_0 = U_{RE} + U_{C,A}$$

$$R_C = \frac{U_{RE}}{I_{C,A}} = \frac{U_0 - U_{C,A}}{I_{C,A}} = \frac{6V}{2\text{mA}} = \underline{\underline{3\text{k}\Omega}} \Rightarrow V = \frac{R_C}{R_E} \Rightarrow R_E \approx \frac{R_C}{V} = \underline{\underline{0.6\text{k}\Omega}}$$

$$U_{B,A} = U_{BE} + U_{RE} = 0.65\text{V} + R_E I_{C,A} = \underline{\underline{1.85\text{V}}} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_{B,A}}{U_0 - U_{B,A}} = \frac{1.85}{10.15} \approx \underline{\underline{0.18}}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \approx \frac{I_C}{\gamma} \Rightarrow I_2 \approx 10 I_B = 10 \frac{I_C}{\beta} \Rightarrow R_2 = \frac{U_{B,A}}{I_2} = \frac{1.85\text{V}}{2\text{mA}} = \frac{250}{10} \approx \underline{\underline{23\text{k}\Omega}}$$

$$\Rightarrow R_1 \approx \underline{\underline{130\text{k}\Omega}}$$

Werte aus E12-Raute:

$$R_C = \underline{\underline{2.7\text{k}\Omega}}, R_A = \underline{\underline{120\text{k}\Omega}}, R_2 = \underline{\underline{22\text{k}\Omega}}, R_E = \underline{\underline{560\text{k}\Omega}}, R_E' = 0 \text{ (unregeschlossen)}$$

$$\Rightarrow V \approx \underline{\underline{4.83}}, U_{C,A} = \underline{\underline{5.4V}}, U_{B,A} = \underline{\underline{1.77V}}, r_a \approx R_C = \underline{\underline{2.7\text{k}\Omega}}$$

$$r_e = \left[\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{OE} + \beta \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_E'} \right)^{-1}} \right]^{-1} = \underline{\underline{3.3\text{k}\Omega}}$$

$$C_{a/e} \geq \frac{10}{w_{min} r_{a/e}} = \frac{10}{2\pi f_{min} r_{a/e}} \Rightarrow C_a \geq \underline{\underline{5\mu F}}, C_a \geq \underline{\underline{6\mu F}}$$

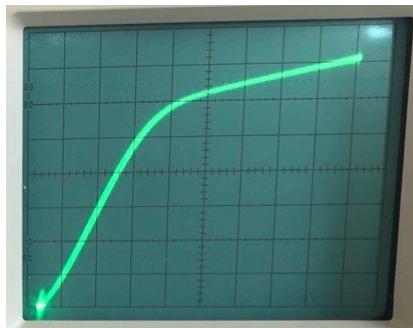
$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f_{min} r_{BE}} = \underline{\underline{100\mu F}}$$

Werte aus E3-Raute: $C_a = C_e = \underline{\underline{4.7\mu F}}$

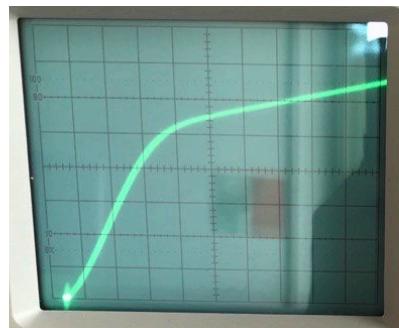
3 Messprotokoll

Zusatz

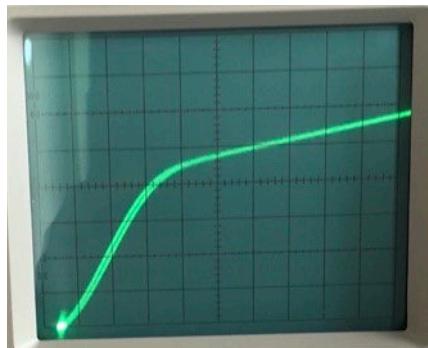
2.2 Widerstand: $23 \text{ k}\Omega$, x: $0,1 \text{ V/Div}$, y: 10 mV/Div



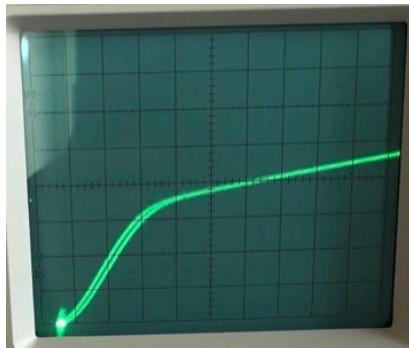
$$I_B = 0,5 \text{ mA} \quad U = 12,31 \text{ V}$$



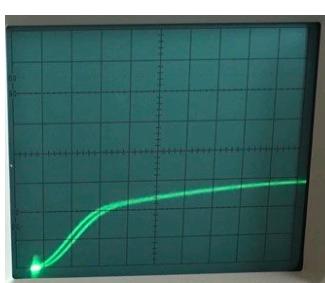
$$I_B = 0,4 \text{ mA} \quad U = 10,01 \text{ V}$$



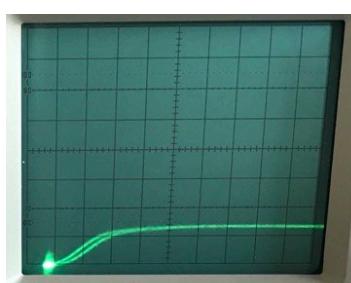
$$I_B = 0,3 \text{ mA} \quad U = 7,83 \text{ V}$$



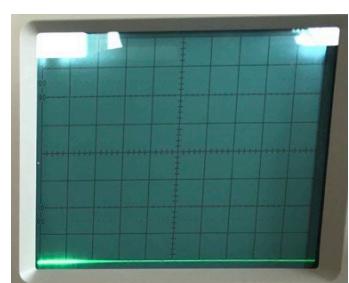
$$I_B = 0,2 \text{ mA} \quad U = 5,51 \text{ V}$$



$$I_B = 0,1 \text{ mA} \quad U = 3,03 \text{ V}$$



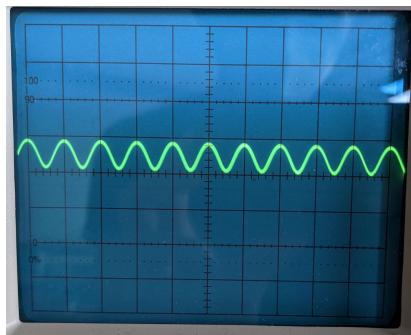
$$I_B = 0,05 \text{ mA} \quad U = 1,79 \text{ V}$$



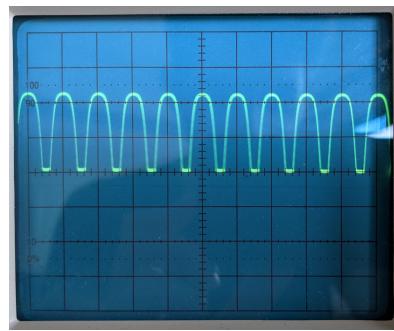
$$I_B = 0 \text{ mA} \quad U = 0 \text{ V}$$

Zusatz

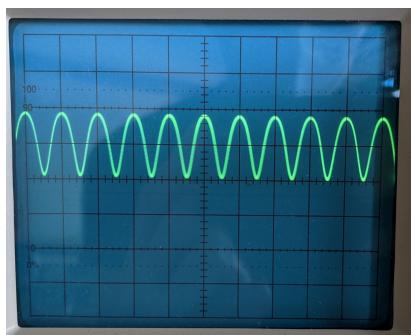
2.3.3



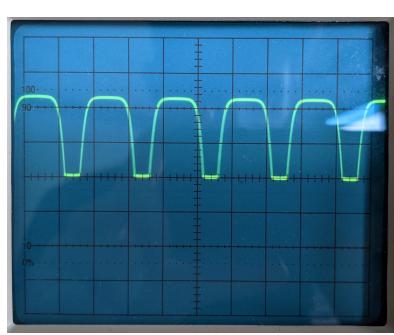
20 mV



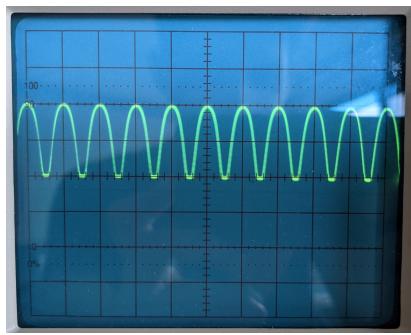
120 mV



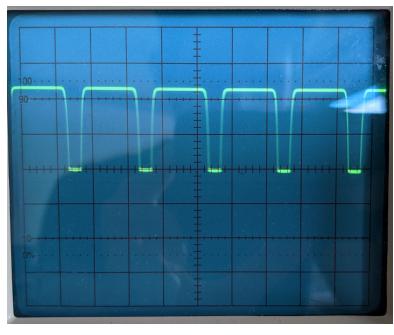
50 mV



200 mV

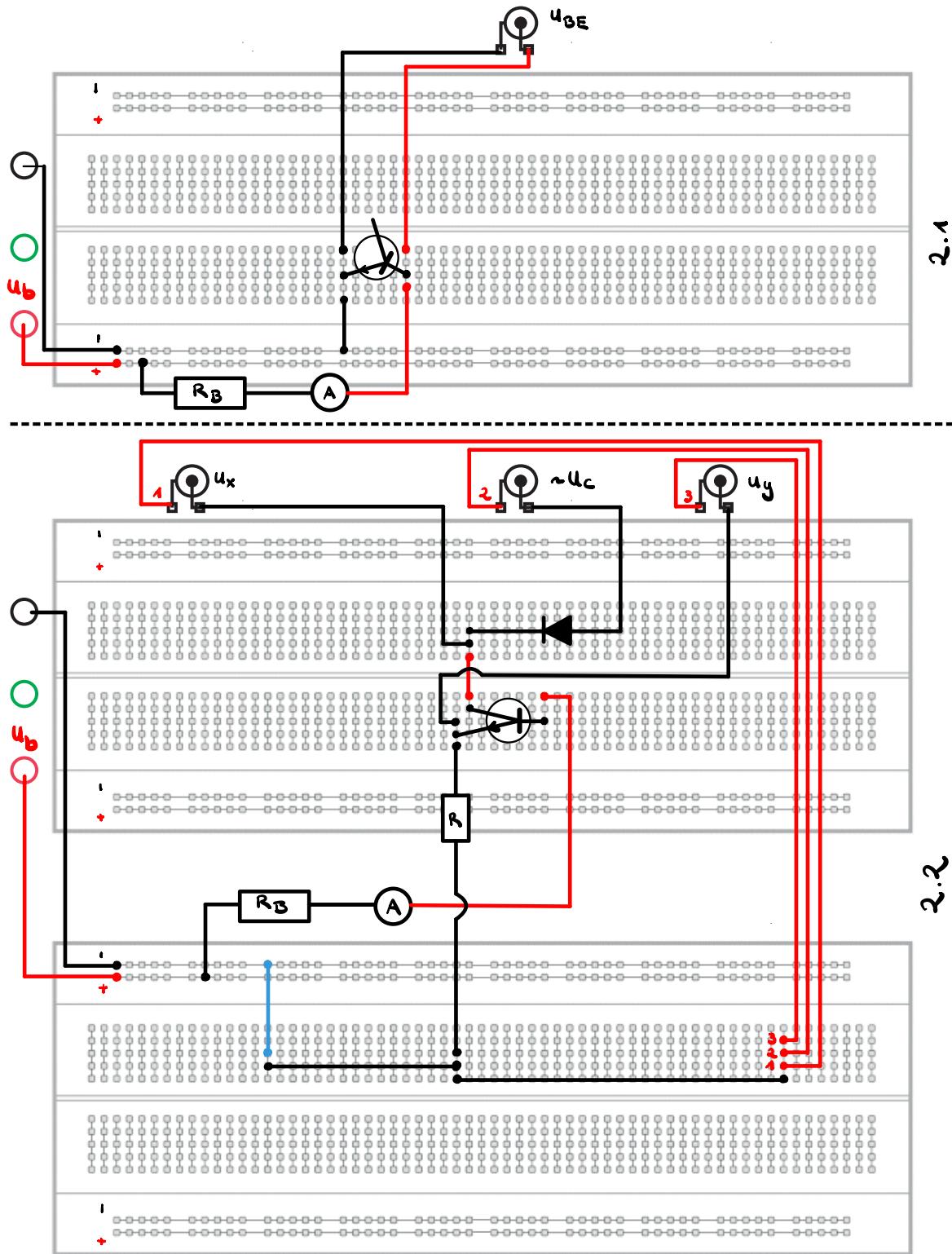


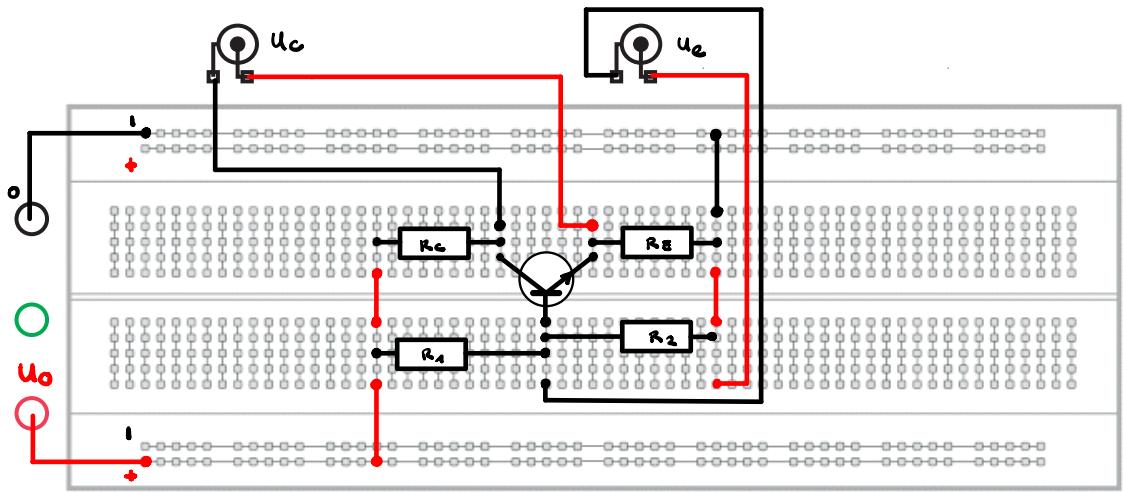
70 mV



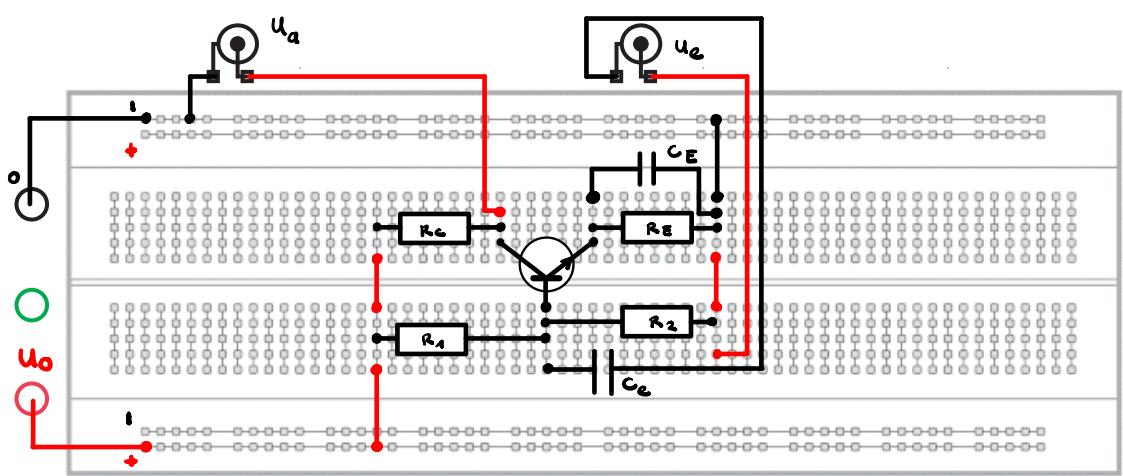
800 mV

3 Messprotokoll

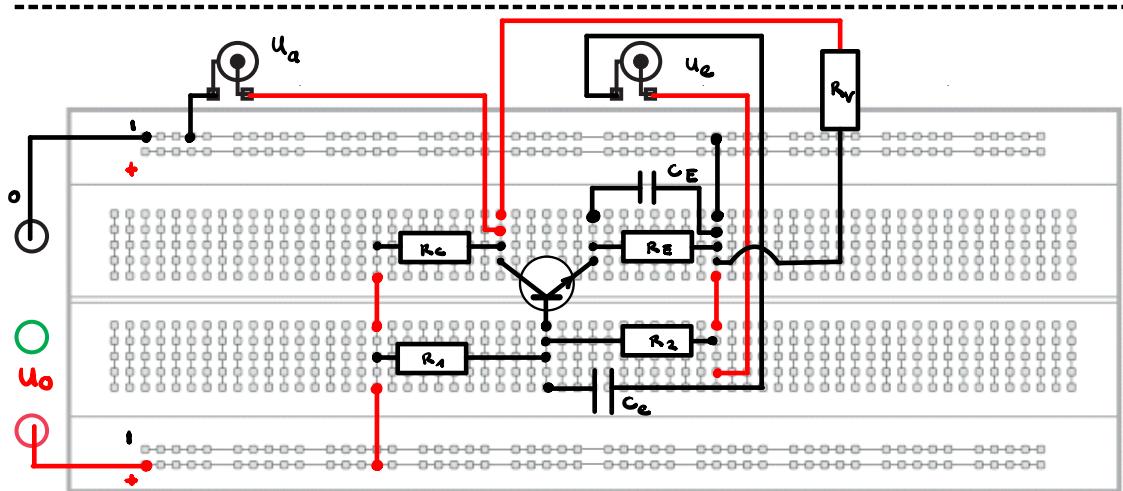




2.3.1

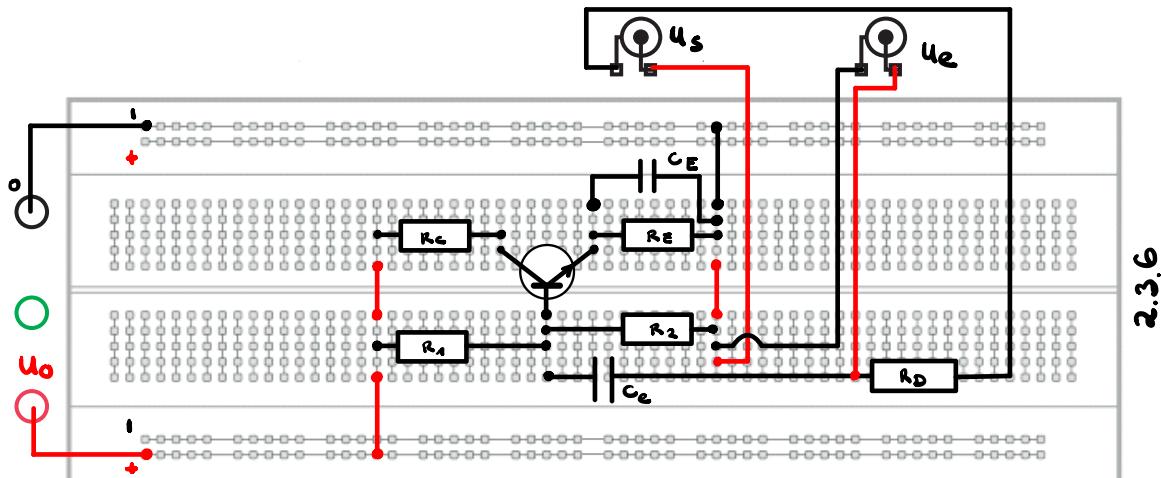


2.3.2-4

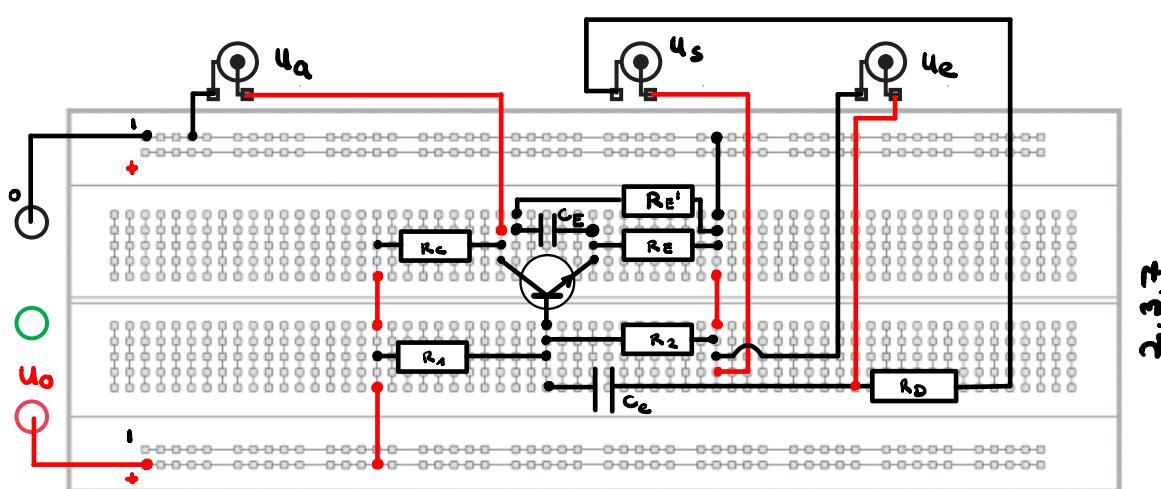


2.3.5

3 Messprotokoll



2.3.6

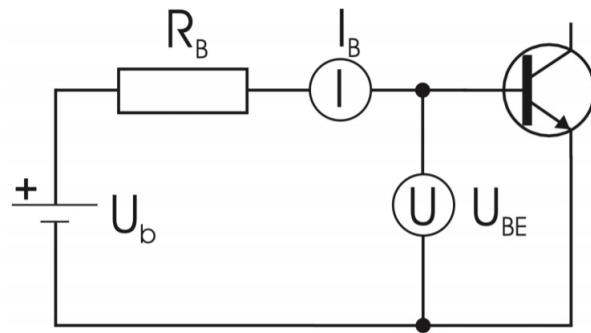


2.3.7

4 Auswertung und Diskussion

4.1 Eingangskennlinie des Transistors

Bei der Auswertung der Eingangskennlinie des Transistors interessiert uns der Graph $I_B(U_{BE})$, welcher die Eingangskennlinie beschreiben soll. Bei der Messaufgabe 1 haben wir die Kennlinie folgender Schaltung gemessen:



Zu messen sind hierbei I_B und U_{BE} mit je einem DMM im Bereich $I_B = 0,01 \text{ bis } 4 \text{ mA}$. Für die Berechnungen sind zuerst die Fehler wichtig. Die Ablesefehler sind jeweils 0,5 Digits. Somit folgt die Rechnung:

$$s_{I_B} = \sqrt{s_r^2 + 0,005^2} \quad (4.1)$$

4 Auswertung und Diskussion

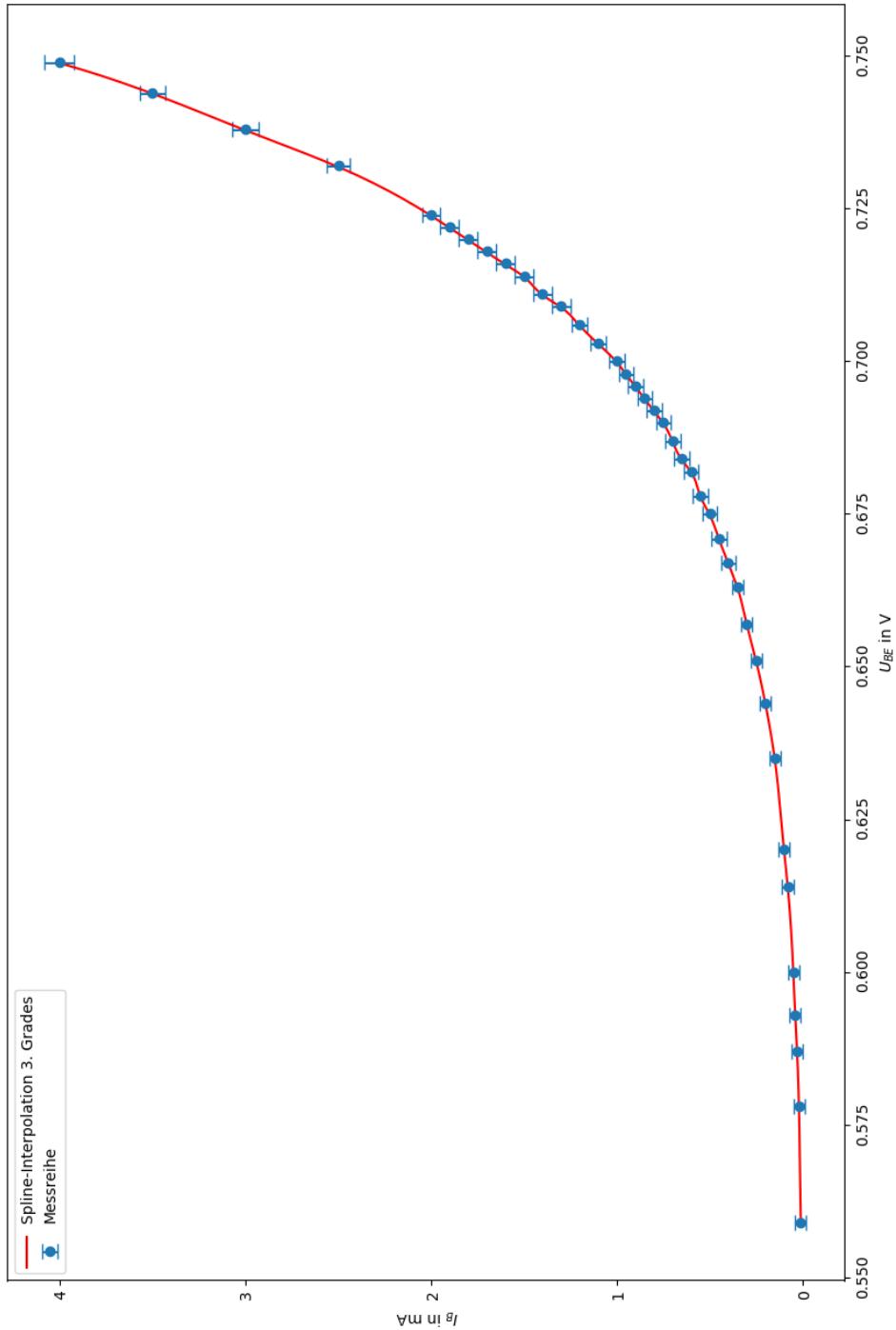
Somit ergeben sich folgende Tabellen und Graphen:

Tabelle 4.1: Messreihe mit Fehler

	I_B/mA	s_{I_B}/mA	U_{BE}/V	$s_{U_{BE}}/\text{V}$
1	0.01	0.03	0.559	0.007
2	0.02	0.03	0.578	0.008
3	0.03	0.03	0.587	0.008
4	0.04	0.03	0.593	0.008
5	0.05	0.03	0.600	0.008
6	0.08	0.03	0.614	0.008
7	0.10	0.03	0.620	0.008
8	0.15	0.03	0.635	0.008
9	0.20	0.03	0.644	0.008
10	0.25	0.03	0.651	0.008
11	0.30	0.03	0.657	0.008
12	0.35	0.03	0.663	0.008
13	0.40	0.04	0.667	0.008
14	0.45	0.04	0.671	0.008
15	0.50	0.04	0.675	0.008
16	0.55	0.04	0.678	0.008
17	0.60	0.04	0.682	0.008
18	0.65	0.04	0.684	0.008
19	0.70	0.04	0.687	0.008
20	0.75	0.04	0.690	0.008
21	0.80	0.04	0.692	0.008
22	0.85	0.04	0.694	0.008
23	0.90	0.04	0.696	0.008
24	0.95	0.04	0.698	0.008
25	1.00	0.04	0.700	0.008
26	1.10	0.04	0.703	0.008
27	1.20	0.04	0.706	0.008
28	1.30	0.05	0.709	0.008
29	1.40	0.05	0.711	0.008
30	1.50	0.05	0.714	0.008
31	1.60	0.05	0.716	0.008
32	1.70	0.05	0.718	0.008
33	1.80	0.05	0.720	0.008
34	1.90	0.05	0.722	0.008
35	2.00	0.05	0.724	0.008
36	2.50	0.06	0.732	0.008
37	3.00	0.07	0.738	0.009
38	3.50	0.07	0.744	0.009
39	4.00	0.08	0.749	0.009

4.1 Eingangskennlinie des Transistors

Abbildung 4.1: $I_B - U_{BE}$ Diagramm - Eingangskennlinie Transistor



4 Auswertung und Diskussion

Da die Funktion nach ihrer Schleusenspannung einen extremen Anstieg aufweist, sieht man sehr gut, dass folgende analytische Funktion die Form der gemessenen Graphen gut beschreibt:

$$\exp[\alpha(x - \beta)^2] - 1 \quad (4.2)$$

Nun berechnen und bestimmen wir den Verlauf der differenziellen Eingangswiderstände r_{BE} . Der Differentielle Widerstand beschreibt ein Maß für die Stromänderung, wenn Spannung am Bauteil geringfügig geändert wird. Dieser kann durch die Ableitung der Kennlinie berechnet werden, oder man kann diesen funktionellen Zusammenhang auch aus den Differenzen benachbarter Messwertpaare U_{BE}^i, I_B^i und U_{BE}^{i+1}, I_B^{i+1} beschreiben.

$$r_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{U_{BE}^{i+1} - U_{BE}^i}{I_B^{i+1} - I_B^i} \quad (4.3)$$

Der Fehler wird mit dem Fehlerfortpflanzungsgesetz ermittelt und ist gegeben als

$$s_{r_{BE}} = \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta I_B} s_{\Delta U_{BE}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B^2} s_{\Delta I_B}\right)^2} \quad (4.4)$$

$$\text{mit} \quad s_{\Delta I_B} = \sqrt{s_{I_B^{i+1}}^2 + s_{I_B^i}^2} \quad s_{\Delta U_{BE}} = \sqrt{s_{U_{BE}^{i+1}}^2 + s_{U_{BE}^i}^2} \quad (4.5)$$

Die Erwartung hierbei ist, je größer der Strom ist, desto geringer der Widerstand, da der Coulomb-Wall für kleinere Ströme nicht gut genug abgebaut wird und daher die Diffusion der Ladungsträger nicht überbrückt werden und somit der Stromfluss nicht so gut ist.

Bei der Berechnung ist auffällig, dass der Fehler $s_{r_{BR}}$ sehr groß ist für niedrige Basisstromänderungen ΔI_B und kontinuierlich abnimmt, wenn sie ΔI_B zunimmt. Das ist offensichtlich da ΔI_B in 4. Potenz im Fehler $s_{r_{BR}}$ eingeht. Zur Übersicht wurden darauf verzichtet die ersten vier berechneten Werte von $s_{r_{BR}}$ in den Plot einzufügen. Weiterhin wird r_{BE} gegen I_B aufgetragen, da aber r_{BE} durch die Berechnung nur 38 Werte besitzt, muss I_B mit 39 Messwerten ein Datenpunkt entfernt werden. Durch die Konstruktion der Werte für r_{BE} wird hier die I_B^i Stützstellen verwendet.

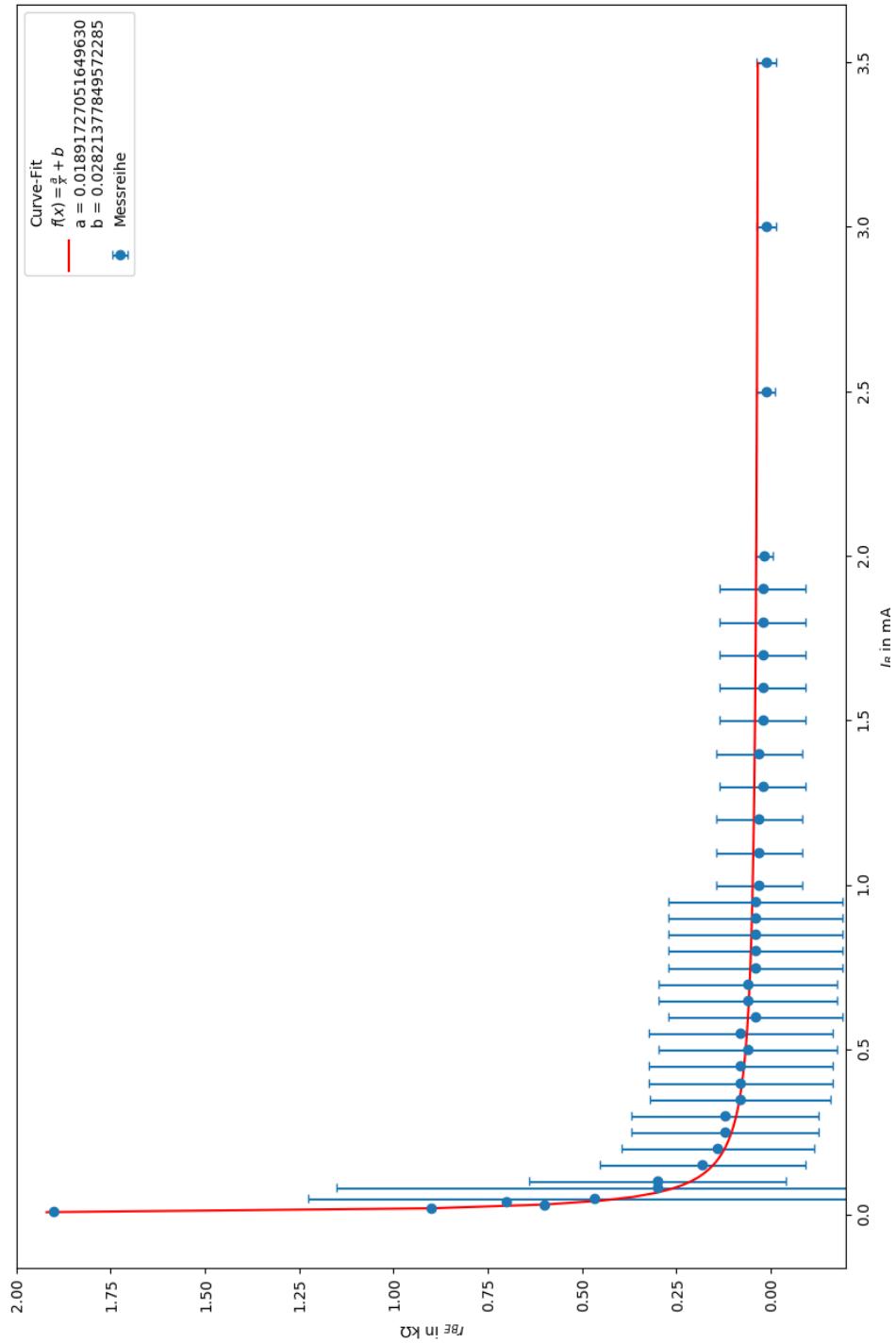
4.1 Eingangskennlinie des Transistors

Tabelle 4.2: Differentielle Widerstand

	$\Delta I_B/\text{mA}$	$s_{\Delta I_B}/\text{mA}$	$\Delta U_{BE}/\text{V}$	$s_{\Delta U_{BE}}/\text{V}$	$r_{BE}/\text{k}\Omega$	$s_{r_{BE}}/\text{k}\Omega$	I_B/mA
1	0.01	0.04	0.019	0.011	1.900	8.13	0.01
2	0.01	0.04	0.009	0.011	0.900	3.98	0.02
3	0.01	0.04	0.006	0.011	0.600	2.79	0.03
4	0.01	0.04	0.007	0.011	0.700	3.18	0.04
5	0.03	0.04	0.014	0.011	0.467	0.76	0.05
6	0.02	0.04	0.006	0.011	0.300	0.85	0.08
7	0.05	0.04	0.015	0.011	0.300	0.34	0.10
8	0.05	0.04	0.009	0.011	0.180	0.27	0.15
9	0.05	0.04	0.007	0.011	0.140	0.26	0.20
10	0.05	0.04	0.006	0.011	0.120	0.25	0.25
11	0.05	0.04	0.006	0.011	0.120	0.25	0.30
12	0.05	0.05	0.004	0.011	0.080	0.24	0.35
13	0.05	0.06	0.004	0.011	0.080	0.24	0.40
14	0.05	0.06	0.004	0.011	0.080	0.24	0.45
15	0.05	0.06	0.003	0.011	0.060	0.24	0.50
16	0.05	0.06	0.004	0.011	0.080	0.24	0.55
17	0.05	0.06	0.002	0.011	0.040	0.23	0.60
18	0.05	0.06	0.003	0.011	0.060	0.24	0.65
19	0.05	0.06	0.003	0.011	0.060	0.24	0.70
20	0.05	0.06	0.002	0.011	0.040	0.23	0.75
21	0.05	0.06	0.002	0.011	0.040	0.23	0.80
22	0.05	0.06	0.002	0.011	0.040	0.23	0.85
23	0.05	0.06	0.002	0.011	0.040	0.23	0.90
24	0.05	0.06	0.002	0.011	0.040	0.23	0.95
25	0.10	0.06	0.003	0.011	0.030	0.11	1.00
26	0.10	0.06	0.003	0.011	0.030	0.11	1.10
27	0.10	0.06	0.003	0.011	0.030	0.11	1.20
28	0.10	0.07	0.002	0.011	0.020	0.11	1.30
29	0.10	0.07	0.003	0.011	0.030	0.12	1.40
30	0.10	0.07	0.002	0.011	0.020	0.11	1.50
31	0.10	0.07	0.002	0.011	0.020	0.11	1.60
32	0.10	0.07	0.002	0.011	0.020	0.11	1.70
33	0.10	0.07	0.002	0.011	0.020	0.11	1.80
34	0.10	0.07	0.002	0.011	0.020	0.11	1.90
35	0.50	0.08	0.008	0.011	0.016	0.02	2.00
36	0.50	0.09	0.006	0.012	0.012	0.02	2.50
37	0.50	0.10	0.006	0.013	0.012	0.03	3.00
38	0.50	0.11	0.005	0.013	0.010	0.03	3.50

4 Auswertung und Diskussion

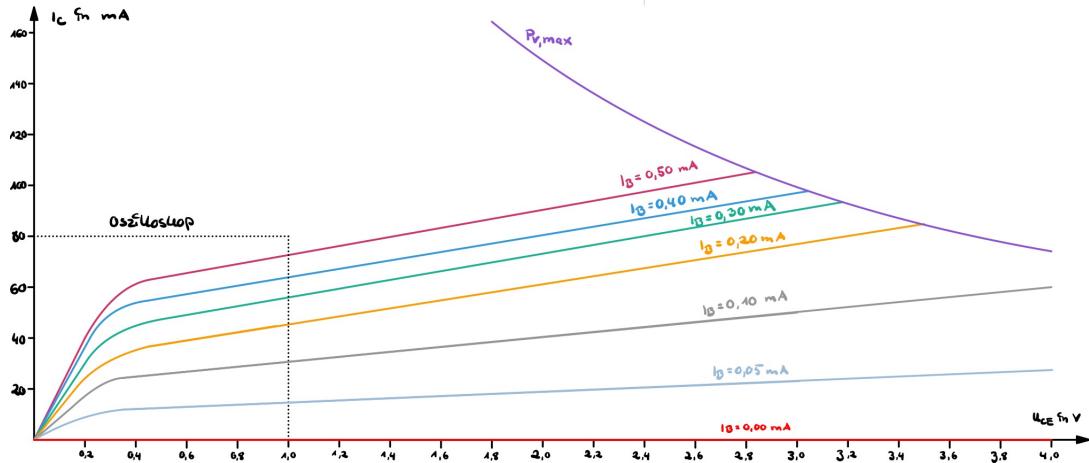
Abbildung 4.2: $I_B - r_{BE}$ Diagramm - Differentielle Widerstand



4.2 Ausgangskennlinie des Transistors

Um die Ausgangskennlinie zu skizzieren verwenden wir die Bilder des Oszilloskops (Kapitel 3: Zusatz) und nehmen an, dass außerhalb der Anzeige des Oszilloskops die Linie linear fortgeführt werden kann.

Abbildung 4.3: $U_{BE} - I_C$ Diagramm - Ausgangskennlinie Transistor



Wobei die Datenpunkte für $P_{v,\max}$ -Kurve so berechnet wurden, dass für unterschiedliche U_{CE} die maximale Kollektorstrom I_C berechnet wurden mit

$$I_C = \frac{P_{v,\max}}{U_{CE}} \quad \text{mit } P_{v,\max} = 300 \text{ mW} \quad (4.6)$$

Tabelle 4.3: $P_{v,\max}$ -Kurve

U_{CE}/V	1.8	2	2.2	2.4	2.6	2.8	3	3.2	3.4	3.6	3.8	4
I_C/mA	167	150	136	125	115	107	100	94	88	83	79	75

Bei Interpretation der Graphik im Ausschnitt des Oszilloskops fallen verschiedene Punkte auf. Das zentralste Augenmerk der Grafik ist die ähnliche x-Koordinate des "Knicks", die bei allen ungefähr bei 3,5 Volt liegt. Zusätzlich bemerkt man, dass alle Kennlinien ab da recht linear sind, jedoch bei steigendem Basisstrom mit größerer Steigung. Zudem sollen wir den differentiellen Transistor-Ausgangswiderstand mit zunehmendem Basisstrom betrachtet werden.

$$r_{CE} = \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_{I_B=\text{const}} \quad (4.7)$$

Bei Betrachtung der Werte wird auffällig, dass bei konstantem I_C und bei steigendem I_B der Wert von r_{CE} fällt. Daher wird deutlich, dass die Beziehung $r_{CE} \sim \frac{1}{I_B}$ gilt.

Zuletzt sollen wir noch die DC-Verstärkung $B = \frac{I_C}{I_B}$ berechnen. Dafür lesen wir I_C für

4 Auswertung und Diskussion

eine feste Spannung $U_{CE} = 0.6$ V aus den Bildern des Oszilloskops. Dabei wird U_{CE} so gewählt, dass I_C im linearen Bereich der Ausgangskennlinie beim Arbeitspunkt abgelesen wird. Weiterhin nehmen wir einen großzügigen Fehler für I_C von $s_{I_C} = 2.5$ mA an, also ein halbes Kästchen auf dem Oszilloskop. Daraus folgt:

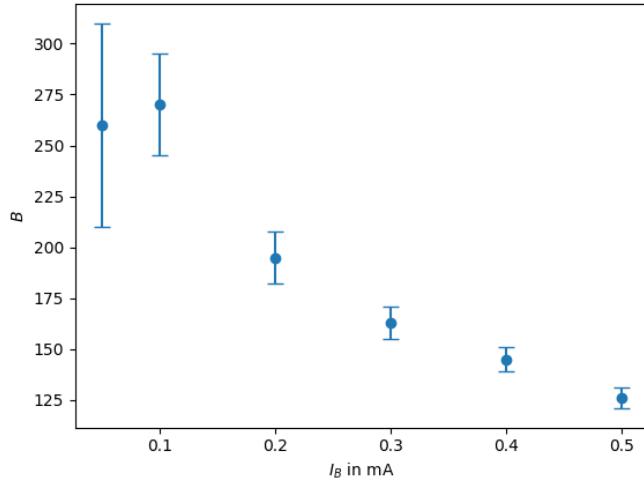
$$s_B = \frac{s_{I_C}}{I_B} \quad (4.8)$$

Der Fehler des Basisstroms s_{I_B} wird vernachlässigt, da dieser klein gegenüber den gewählten Fehler s_{I_C} ist und damit vernachlässigbar.

Tabelle 4.4: DC-Verstärkung

I_B /mA	I_C /mA	s_{I_C} /mA	B	s_B
0	0	-	-	-
0.05	13	2.5	260	50
0.10	27	2.5	270	25
0.20	39	2.5	195	12.5
0.30	49	2.5	163	8
0.40	58	2.5	145	6
0.50	63	2.5	126	5

Abbildung 4.4: $I_B - B$ Diagramm

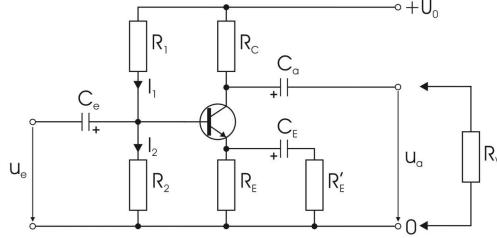


Aus dieser Abbildung kann man einen Graph erahnen, der zuerst ansteigt, jedoch dann immer schwächer abfällt. Dieses Phänomen bestätigt die Theorie, dass wie auch beim Ausgangswiderstand auch die Verstärkung mit zunehmendem Basisstrom abfällt.

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

4.3.1 Wechselspannungsverstärkung



Betrachtet man die verwendete Schaltung des Versuchs lässt sich folgender Zusammenhang herleiten:

$$u_e = i_B(R_* + r_{BE}) \xrightarrow{R_* \rightarrow 0} i_B r_{BE} \quad R_* = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_E + \frac{1}{i\omega C_E}}} \xrightarrow{R_E, R'_E \rightarrow 0} 0 \quad (4.9)$$

$$u_a = -i_C R_C \quad (\text{Gleichstromanteil} = 0) \quad (4.10)$$

$$\Rightarrow v_3 = \frac{u_a}{u_e} \xrightarrow{R_E, R'_E \rightarrow 0} -\frac{i_C R_C}{i_B r_{BE}} = -\beta \frac{R_C}{r_{BE}} \quad \text{Gleichung (3)} \quad (4.11)$$

Der Fehler von v_3 und folgende Fehler werden mit dem Fehlerfortpflanzungsgesetz ermittelt, wobei der Fehler $s_{R_C} = 28.92 \Omega$ für $R_C = 2692 \Omega$ (mit DMM: 0.01 + 2 Digit) und $s_{r_{BE}} = 0.5 \text{ k}\Omega$ für $r_{BE} = 4 \text{ k}\Omega$. Dabei wurde der Fehler $s_{r_{BE}}$ mit Hilfe anderer Datenblätter abgeschätzt. $\beta = 250$ (Aus Datenblatt) wird als fehlerfrei angenommen.

$$s_{v_3} = \beta \sqrt{\left(\frac{s_{R_C}}{r_{BE}}\right)^2 + \left(\frac{R_C}{r_{BE}^2} s_{r_{BE}}\right)^2} \quad (4.12)$$

$$\Rightarrow v_3 = -168.25 \pm 21.1$$

Die Gleichung (6) aus dem Skript wurde schon in 2.6 hergeleitet und wird hier schon vorrausgesetzt, wobei $R_E = 557 \Omega$ mit dem Fehler $s_{R_E} = 7.57 \Omega$ gilt.

$$v_6 = -\frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E} \quad (4.13)$$

$$s_{v_6} = \sqrt{\left(\frac{s_{R_C}}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E}\right)^2 + \left(\frac{R_C}{(\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E)^2} s_{r_{BE}}\right)^2 + \left(\frac{R_C}{\beta(\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E)^2} s_{r_{BE}}\right)^2} \quad (4.14)$$

$$\Rightarrow v_6 = -4.70 \pm 0.08$$

4 Auswertung und Diskussion

Der Ein- und Ausgangswiderstand lässt sich analog wie in der Dimensionierung berechnet mit $R_1 = 119.5 \text{ k}\Omega$ mit $s_{R_1} = 1.4 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 21.86 \text{ k}\Omega$ mit $s_{R_2} = 0.24 \text{ k}\Omega$:

$$r_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE}}} \quad (4.15)$$

$$s_{r_e} = r_e^2 \sqrt{\left(\frac{s_{R_1}}{R_1^2}\right)^2 + \left(\frac{s_{R_2}}{R_2^2}\right)^2 + \left(\frac{s_{r_{BE}}}{r_{BE}^2}\right)^2} \quad (4.16)$$

$$r_a = R_C \quad (4.17)$$

$$s_{r_a} = s_{R_C} \quad (4.18)$$

$$\Rightarrow r_e = (3.29 \pm 0.34) \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow r_a = (2.70 \pm 0.03) \text{ k}\Omega$$

Bei der Betrachtung des Temperaturdrifts für $\Delta T = 10 \text{ K}$ folgt aus dem Zusammenhang:

$$\frac{U_0 - U_C}{R_C} = I_C \approx I_E = \frac{U_e - U_{BE}}{R_E} \quad (4.19)$$

$$\Rightarrow U_C \approx \frac{R_C}{R_E} U_{BE} + \left(\frac{U_0}{R_C} - \frac{U_e}{R_E} \right) \quad (4.20)$$

$$\xrightarrow{\frac{\partial}{\partial T}} \frac{\partial U_C}{\partial T} = \frac{R_C}{R_E} \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} \quad (4.21)$$

Aus dem Skript wird Gleichung (5) entnommen. Dabei gilt $\frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = -2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$ bei konstanten Basisstrom I_B .

$$\Rightarrow \Delta U_C = \frac{R_C}{R_E} (-2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}) \Delta T \quad (4.22)$$

$$\Rightarrow \Delta U_C = 96.7 \text{ mV}$$

4.3.2 Messgrößen am Arbeitspunkt

Der Fehler für jede gemessene Spannung am Arbeitspunkt werden mit dem Fehler des DMM $s_{\text{DMM}} = 0.08 * U + 1$ Digit abgeschätzt. Daraus folgen folgende Werte

Tabelle 4.5: Messung am Arbeitspunkt

U_C/V	s_{U_C}/V	U_B/V	s_{U_B}/V	U_E/V	s_{U_E}/V
6.400	0.513	1.798	0.145	1.159	0.094

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Mit diesen Werten können wir nun U_{CE} U_{BE} I_C I_E mit den Fehlern (berechnet mit Fehlerfortpflanzungsgesetz):

$$U_{CE} = U_C - U_E \quad s_{U_{CE}} = \sqrt{s_{U_C}^2 + s_{U_E}^2} \quad (4.23)$$

$$U_{BE} = U_B - U_E \quad s_{U_{BE}} = \sqrt{s_{U_B}^2 + s_{U_E}^2} \quad (4.24)$$

$$I_C = \frac{U_C}{R_C} \quad s_{I_C} = \sqrt{\left(\frac{1}{R_C} s_{U_C}\right)^2 + \left(\frac{U_C}{R_C^2} s_{R_C}\right)^2} \quad (4.25)$$

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} \quad s_{I_E} = \sqrt{\left(\frac{1}{R_E} s_{U_E}\right)^2 + \left(\frac{U_E}{R_E^2} s_{R_E}\right)^2} \quad (4.26)$$

U_{CE}/V	$s_{U_{CE}}/V$	U_{BE}/V	$s_{U_{BE}}/V$	I_C/mA	s_{I_C}/mA	I_E/mA	s_{I_E}/mA
5.241	0.522	0.639	0.173	2.377	0.192	2.081	0.171

Die berechneten Werten entsprechen den Erwartungen. Am besten kann man dies erkennen an U_{BE} mit dem Wert von 639 mV, welche davor in der Dimensionierung aus dem Datenblatt mit 650 mV vorausgesetzt wurde. Dies ist nicht ganz überraschend, da schon bei der Messung am Versuchstag die Werte aus der Dimensionierung erzielt wurden.

4.3.3 Übersteuerung

Zuerst muss erwähnt werden, dass am Versuchstag vergessen wurde zu dokumentieren in welcher Einstellung das Oszilloskops eingestellt war, weswegen keine genauen Angaben gegen werden können. Im Folgenden wird nur in Div anstelle von V gesprochen (für V mit entsprechenden Wert multiplizieren).

Für die maximale Kollektorspannung U_C^{\max} sperrt der Transistor, wodurch kein Stromfluss mehr möglich ist. Daraus folgt $U_C^{\max} = U_0 = 12 \text{ V}$

Bie minimaler C-Spannung lässt der Transistor den maximalen Stromfluss zu. Betrachten wir die Abbildung 4.3 in Kapitel 4.2 so erkennt man, dass bei $U_{CE} \approx 0.7 \text{ V}$ der Anstieg des Stromfluss I_C sein Maximum erreicht hat und damit der Strom ungefähr sein Maximalwert erreicht. Woraus folgt, dass sich die restliche Spannung auf den Spannungsteiler verteilt.

$$\frac{U_0 - U_{CE}}{U_C^{\min}} = \frac{R_E + R_C}{R_E} \Leftrightarrow U_C^{\min} = \frac{R_E}{R_E + R_C} (U_0 - U_{CE}) \quad (4.27)$$

$$s_{U_C^{\min}} = \frac{U_C^{\min}}{R_E + R_C} \sqrt{(s_{R_C})^2 + \left(\frac{R_C}{R_E} s_{R_E}\right)^2} \quad (4.28)$$

$$\Rightarrow U_C^{\min} = (1.94 \pm 0.03) \text{ V}$$

4 Auswertung und Diskussion

Bei Betrachtung der Bilder des Oszilloskops wird deutlich, dass die maximale Peak-Peak-Amplitude U_{pp}^{\max} bei einem ausgebildeten Plateau erreicht ist. Dabei lesen wir U_{pp}^{\max} von der Nulllinie des Oszilloskops bis zum Plateau ab.

$$U_p^{\max} = 2.3 \pm 0.25 \text{ Div} \quad U_p^{\min} = 0.0 \pm 0.25 \text{ Div}$$

$$U_{pp}^{\max} = U_p^{\max} - U_p^{\min} \quad s_{U_{pp}^{\max}} = \sqrt{2} * 0.25$$

$$\Rightarrow U_{pp}^{\max} = (2.3 \pm 0.4) \text{ Div}$$

Anhand der Bilder lässt sich auch erkennen, dass keine symmetrische Übersteuerung bei der positiven oder negativen Halbwelle stattfindet, wobei es deutlich ersichtlich ist, dass die positive Halbwelle eine größere Amplitude und ein breiteres Plateau besitzt. Bei einer leichten Erhöhung der Eingangsamplitude erkennt man außerdem, dass sich das Plateau zuerst bei der negativen Halbwelle entsteht. Bei kontinuierlicher Erhöhung übersteuert der Verstärker und es bildet sich darauf das Plateau in der positiven Halbwelle.

4.3.4 Wechslespannungsverstärkung im Vergleich

Wir tragen die Verstärkung in einem Diagramm auf. Dabei fällt uns erstmal auf, dass wir nichts Auffälliges sehen. Nach eingehendem Studium des Skriptes fällt uns auf, dass die Aufgabe vermutlich anders gemeint war. Scheinbar sollte man einen größeren Messbereich messen. Da aufgrund von Infektionsschutzmaßnahmen Nachmessungen bis jetzt immer abgelehnt wurden, werten wir die vorhandenen Daten bestmöglich aus.

Uns ist jedoch bewusst, dass diese Auswertung höchstens ein unvollständiges Bild geben kann. Die Fehler s_{u_a} nehmen wir wie im Protokoll vermerkt 3% des gemessenen Wertes für das Oszilloskop an und der Ablesefehler beträgt 0.1 Unterteilungen. Für s_{u_e} nehmen wir den Fehler des Frequenzgenerator an.

u_e/mV	u_A/V	v	s_{u_e}/mV	s_{u_a}/V	s_v
2.5	0.4	160	0.1	0.005	8
4.5	0.7	156	0.2	0.01	8
6.0	1.1	183	0.3	0.01	9
7.5	1.2	160	0.4	0.01	8
10.0	1.7	170	0.5	0.02	9
11.0	2.1	191	0.6	0.02	10
13.0	2.4	185	0.7	0.03	9
15.0	2.75	183	0.8	0.03	9
17.0	3.1	182	0.9	0.03	9
19.5	3.5	179	1	0.04	9

Abbildung 4.5: Lineare Regression durch alle Datenpunkte

Wenn man durch alle Datenpunkte eine lineare Regression bildet, erkennt man, dass dies keine gute Theorie zu den Messwerten ist. Auffällig ist jedoch, dass die Datenpunkt

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

bei u_e größer 10mV einen sehr schönen lineraren Zusammenhang haben. Es wäre unserer Meinung nach möglich, dass zumindest für niedrige Werte von u_e ein linearer Zusammenhang besteht. Das Abweichen der Messpunkte unter 10 mV könnte an bisher nicht betrachteten Fehlerursachen liegen, welche nur bei niedrigen Eingangsapnnungen auftreten.

Abbildung 4.6: Lineare Regression durch Datenpunkte im Bereich 10mV bis 20mV

4.3.5 Ausgangswiderstand der Emitterschaltung

Um den Ausgangswiderstand r_a zu ermitteln schließen wir die Widerstandsdekade als Verbraucher an. Da wir u_a kennen (Fall $R_V = \infty$) können wir r_a auf sehr leicht Art und Weise berechnen. Da wir aus dem Ohm'schen Gesetz wissen, dass bei $R_V = r_a$ die halbe Ausgangsspannung über die Widerstandsdekade abfällt folgt, müssen wir nur die Widerstandsdekade so einstellen, dass $u_{R_V} = \frac{u_a}{2}$. Der Fehler setzt sich dabei aus dem Fehler von R_C und dem Fehler der Widerstandsdekade und dem Ablesefehler zusammen. Der Ablesefehler dominiert hier alle anderen, da es sehr schwer abzulesen war, wann die Spannung genau gleichgroß war. Wir schätzen ihn auf circa 10%. Der gemessene Wert

$r_{a\text{gemessen}}/\Omega$	$s_{r_{a\text{gemessen}}} / \Omega$	$r_{a\text{gemessen}}/\text{k}\Omega$
2500	252.3	2.5 ± 0.3

Tabelle 4.6: Ausgangswiderstand der Emitterschaltung

liegt deutlich unter dem errechneten Wert. Dies liegt aber vermutlich nur an dem großen Fehler, welcher durch das ungenaue Ablesen entsteht. Der errechnete Wert liegt noch in dem Fehlerintervall des gemessenen Wertes.

4.3.6 Eingangswiderstand der Emitterschaltung

Der Eingangswiderstand und sein Fehler lassen sich analog zu den Fragen zur Vorbereitung wieder berechnen durch:

$$r_e = [R_1^{-1} + R_2^{-1} + \frac{1}{r_{BE} + \beta R_E}]^{-1}$$

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

Der letzte Term in der Fehlerrechnung geht jedoch für R_E gegen unendlich gegen Null. Das ergibt wie in Kapitel berechnet:

$$r_e \approx (16.5 \pm 0.2)k\Omega$$

4 Auswertung und Diskussion

Die Messung wird ähnlich wie in der vorherigen Aufgabe gemacht. Diesmal wird der Widerstand jedoch davor in Reihe geschaltet. Der Fehler wir wieder durch unseren geschätzten Ablesefehler dominiert. Dieser liegt hier bei circa 20%. Die anderen Fehler sind im Vergleich dazu vernachlässigbar.

$r_{\text{gemessen}}/\text{k}\Omega$	$s_{r_{\text{gemessen}}}/\text{k}\Omega$	Ergebnis
20	4	(20±4)kΩ

Tabelle 4.7: Gemessener Eingangswiederstand

Der gemessene und der theoretische Wert passen gut zusammen. Es fällt auf, dass der gemessene Wert deutlich über dem errechneten liegt. Dies ist jedoch dadurch zu erklären, dass der Fehler der Messung sehr groß ist. Der errechnete Wert liegt im Messfehler.

4.3.7 Gegenkopplung durch das Verbauen unterschiedlicher R'_E

Schließlich betrachten wir einen algemeineren Fall als das, was wir bis jetzt betrachtet haben. Bis jetzt ist $R'_E = \infty$. In diesem Fall verändern wir R'_E . Im Grenzfall mit R'_E erwarten wir jedoch wieder das selbe wie in Kapitel „4.3.6 4.3.6“.

Im folgenden berechnen wir die erwarteten Werte:

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

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

Für $R'_E \rightarrow \infty$ sind wir im vorherigen Kapitel. Auch die Messwerte sind dabei identisch. Aus dem Formelblatt ¹ entnehmen wir die für die Rechnung nötigen Daten. Als Fehler der Messung nehmen wir wieder nur den geschätzten Fehler, da dieser viel größer ist, als die anderen. Der Messwert bei dem 150Ω ist eindeutig ein Messfehler. Anders können

n	$r'_{e,t,n}/\Omega$	$s_{r'_{e,t,n}}/\Omega$	$r'_{e,m,n}/\Omega$	$s_{r'_{e,m,n}}/\Omega$	Ergebnis r'_t	Ergebnis r'_m
68Ω	9920.2762	821.359	10000	2000	(9.9±0.8)kΩ	(10±2)kΩ
150Ω	12260.0619	1254.500	22000	4400	12±1)kΩ	(22±4)kΩ
∞Ω	Siehe	Kapitel	4.3.6		(16.5 ± 0.2)kΩ	(20±4)kΩ

Tabelle 4.8

wir uns einen so hohen Wert nicht erklären. Die anderen beiden Werte passen sehr gut zu den theoretisch ermittelten Werten. Bei den theoretischen Werten fallen die großen Fehler auf. Dies lässt sich jedoch durch die Dominanz dieses Thermes im Fehler erklären:

$$\left[r_{BE} + \frac{\beta(R_E + R'_E)}{R_E \cdot R'_E} \right]^{-4}$$

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

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Verstärkung mit Gegenkopplungswiderständen

Die Verstärkung wird aus den Messwerten wie in den vorherigen Kapiteln berechnet. Die Verstärkung² ergibt sich folgendermaßen:

$$v_t = -R_C \left[\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R'_E} \right]$$

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

Mit diesem Formel folgen folgende Werte:

Der Wert für den 150Ω Widerstand ist wie erwartet nicht übereinstimmend. Die anderen

Verstärkung	Fehler	Ergenis
$v_{m,68} = 36$	$s_{v_{m,68}} = 1.846$	36 ± 2
$v_{m,150} = 7$	$s_{v_{m,150}} = 0.37$	7.0 ± 0.3
$v_{m,\infty} = 5.0$	$s_{v_{m,68}} = 0.2695$	5.0 ± 0.3
$v_{t,68} = 49.1176$	$s_{v_{t,68}} = 2.552227$	49 ± 2
$v_{t,150} = 25.000$	$s_{v_{t,68}} = 1.29903$	25 ± 1
$v_{t,\infty} = 5.000$	$s_{v_{t,infty}} = 0.25988$	5.0 ± 0.2

Werte passen in der Gößenordnung, wobei der untere Wert sehr gut mit dem theoretischen Wert übereinstimmt. Bei großen Werten scheint die Theorie nicht mehr ganz mit der Beobachtung übereinzustimmen.

²Gleichung (6) im Skript El1

5 Fazit

Diese Auswertung wäre ohne Transistoren so nicht möglich. Die Verarbeitung von Informationen werden unter anderem auch über Transistoren geleitet und sind wichtigster Bestandteil der Hardware. So finden sich Transistoren sowohl in der Analog- als auch in der Digitaltechnik und sind meist zu Logikgattern oder Flipflop-Speichern zusammengeschaltet und bilden einen integrierten Schaltkreis bzw. Mikrochip. So merkt man, dass Transistoren die eingetippten Befehle verarbeiten und Daten und Ergebnisse berechnen und speichern können.

In diesem Versuch haben wir Transistoren näher kennengelernt und uns viel mit Kennlinien und Kenngrößen beschäftigt. Zudem war die Dimensionierung von Transistorschaltungen und der Vergleich mit der Theorie dahinter großer Bestandteil des Versuchs.

Aus der Besonderheit und Vielfalt des Transistors und dem oben genannten daraus resultierenden alltäglichen Bedarf ist der Versuch super wichtig für uns, auch damit wir die Technik, die uns im Alltag begleiten nicht nur nutzen, sondern auch verstehen können.