

Physikalisches Praktikum B

Sommersemester 2021

Der Transistor

EI1

Gruppe: 6

Versuchstag: 26.03.2021

Betreuer: Michael Buchhorn

Auswerteperson

Messperson

Protokollperson

Paul Schwanitz Dominik Müller Anna-Maria Pleyer



**UNIVERSITÄT
BAYREUTH**

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	5
2 Fragen zur Vorbereitung	6
2.1 Der Hochpass	6
2.2 Impedanz von Kabeln	7
2.3 Funktionsweise des Transistors	7
2.4 Kennlinien des Transistors	8
2.5 Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung	9
2.6 Relevante Größen der Emitterschaltung	11
2.7 Vermischtes zum Transistor	11
3 Dimensionierung der Emitterschaltung	12
4 Auswertung	14
4.1 Eingangskennlinie des Transistors	14
4.2 Ausgangskennlienfeld des Transistors	19
4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung	23
4.3.1 Wechselspannungsverstärkung	23
4.3.2 Messungen am Arbeitspunkt des Transistors	27
4.3.3 Übersteuerbarkeit	28
4.3.4 Verstärkung	29
4.3.5 Ausgangswiderstand	31
4.3.6 Eingangswiderstand	31
4.3.7 Gegenkopplung R'_E	32
5 Fazit	33
A Messprotokoll	34
Literaturverzeichnis	55

1 Einleitung

Der Transistor ist wohl eine der bedeutendsten Erfindungen der Menschheit. Durch seine Erfindung erlebte die Computer Entwicklung einen Sprung. Es wurden nun Computer entwickelt, die während der Zeit immer kleiner und leistungsstärker wurden. Dies ermöglichte in den letzten Jahrzehnten eine rasante technologische Entwicklung. Die Fortschritte in der Mikroelektronik beeinflussen unsere heutige Zeit wie nahezu keine andere Entwicklung.

Aus diesem Grund dient der anschließende Versuch dazu ein besseres Verständnis für diese bedeutende Entwicklung zu erlangen. Dies beinhaltet die Messung der Ein- und Ausgangskennlinie, sowie eine Verstärkungsschaltung, die mit dem Transistor realisiert werden kann.

2 Fragen zur Vorbereitung

2.1 Der Hochpass

Welche Eingangs- und Ausgangsimpedanz hat der komplexe Spannungsteiler in Abb. El1.5(a), wenn der Innenwiderstand der Eingangs-Spannungsquelle vernachlässigt werden kann? Wie ändert sich die Eingangsimpedanz, wenn die Schaltung mit dem Verbraucher R_v belastet wird? Wie ändert sich die Ausgangsimpedanz, wenn der Innenwiderstand der Eingangs-Spannungsquelle berücksichtigt wird? Wieso heißt die Schaltung auch *Hochpass*?

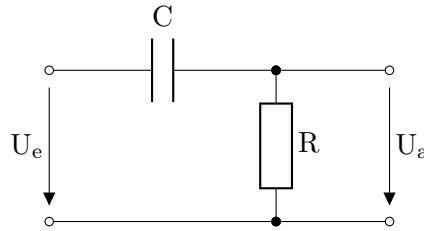


Abbildung 2.1: Schaltplan des Hochpass

Die Formel für die Impedanzen lassen sich aus den Regeln zur Widerstansberechnung, von Widerständen in Paralell- und Reihenschaltungen, ableiten. Somit ergibt sich folgende Formel für die Eingangsimpedanz.

$$Z_e = R + \frac{1}{i\omega C} \quad (2.1)$$

Für die Ausgangsimpedanz gilt:

$$Z_a = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{i\omega C}} \quad (2.2)$$

Wird nun ein Verbraucher angeschlossen, so kann dessen Widerstand als zu R paralell angenommen werden. In diesem Fall gilt für die Eingangsimpedanz:

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_v}} + \frac{1}{i\omega C} \quad (2.3)$$

Es lässt sich erkennen, dass die Eingangsimpedanz im belasteten Fall kleiner ist.

Wird nun stattdessen der Innenwiderstand der Spannungsquelle berücksichtigt ergibt sich für die Ausgangsimpedanz. Der Innenwiderstand wird als paralell zur Eingangsspannung angenommen.

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

Hier lässt sich erkennen, dass die Ausgangsimpedanz, bei Berücksichtigung des Innenwiderstand der Spannungsquelle, größer wird.

Der komplexe Spannungsteiler lässt bestimmte Frequenzen überhalb einer schaltungsspezifischen Grenzfrequenz nahezu unbehindert passieren. Daher auch der Name Hochpass.

2.2 Impedanz von Kabeln

Was bedeutet es, wenn am Eingang eines Oszilloskops $1 \text{ M}\Omega$, 20 pF vermerkt ist?
 Was bedeutet es, wenn ein Kabel eine Impedanz von 50 Ohm hat?

Das heißt, das Oszilloskop ist in der Schaltung als Kondensator mit $C = 20 \text{ pF}$ und einem Widerstand von $R = 1 \text{ M}\Omega$ in Parallelschaltung zu behandeln behandeln. Die Eingangsimpedanz soll dabei möglichst groß sein, um die Schaltung wenig zu belasten. Dies wird mit einem großen Widerstand und geringer Kapazität erreicht.

Bei Kabeln mit einer Impedanz von 50Ω ist auch der Spannungsabfall zu berücksichtigen. Um die Messwerte nicht zu stark zu verfälschen wird darauf geachtet die Impedanz möglichst gering zu halten, dies ist mit einer Impedanz von 50Ω gegeben.

2.3 Funktionsweise des Transistors

Erläutern Sie die Funktionsweise eines Transistors, z.B. anhand eines vereinfachten Bändermodells (s. auch Versuch SK). Zeichnen Sie das Schaltbild eines pnp–Transistors mit allen relevanten Spannungen und Strömen.

Wie groß sollte näherungsweise die Basis–Emitterspannung $U_{BE,A}$ im Arbeitspunkt für einen Germanium- und für einen Siliziumtransistor sein?

Ein Bipolartransistor besteht aus drei abwechselnd dotierten Schichten, diese heißen **Kollektor**, **Basis** und **Emitter**. Die Effekte die mit solchen Schichten einhergehen haben wir bereits im Versuch SK kennen gelernt. Die Basisschicht ist dabei sehr dünn. Und der Kollektor-Basis-Übergang ist in Sperrrichtung gepolt, dies verursacht einen geringen Sperrstrom von Minoritätsladungsträgern. Im speziellen Fall eines pnp–Transistors handelt es sich dabei um Elektronen aus dem p-dotierten Kollektor in die n-dotierte Basis und Löchern von der Basis in den Kollektor. Der andere pn–Übergang ist jedoch in Durchlassrichtung gepolt und es fließen Majoritätsladungsträger (im Fall des pnp–Transistors: Löcher). Da die Basisschicht sehr dünn ist ($< 1 \mu\text{m}$) ist gelangen die meisten Majoritätsladungsträger des Emitters noch vor der Rekombination in der Basisschicht unter den Einfluss des gesperrten pn–Übergang. Hier sind die Löcher jedoch Minoritätsladungsträger und können den pn–Übergang passieren. Somit wird der Sperrstrom stark verstärkt (vgl. H. J. Eichler, 2006, S. 315f.).

Das folgende Schaltbild zeigt alle relevanten Ströme und Spannungen.

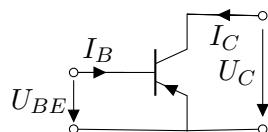


Abbildung 2.2: Schaltbild des pnp–Transistors mit allen relevanten Spannungen und Strömen.
 U_{BE} : Basis–Emitter–Spannung, U_C : Kollektorspannung, I_B : Basisstrom, I_C : Kollektorstrom.

Die Basis–Emitterspannung am Arbeitspunkt $U_{BE,A}$ sollte bei $0,3 \text{ V}$ (Germanium) bzw. $0,6 \dots 0,7 \text{ V}$ (Silizium) liegen. Diese Werte müssen eingehalten werden, um die korrekte Funktion der Schaltungen sicherzustellen (vgl. Elektronik–Kompendium, 2021).

2.4 Kennlinien des Transistors

Skizzieren und diskutieren Sie die Ein- und Ausgangskennlinien eines Transistors! Was ist die Lastgerade? Zeichnen Sie diese mit ins Ausgangskennlinienfeld!

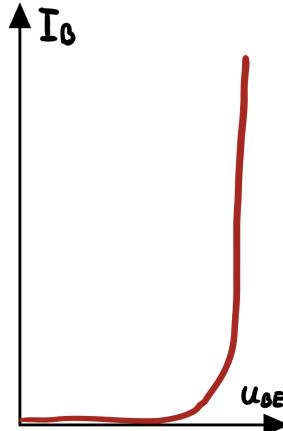


Abbildung 2.3: Eingangskennline

Betrachtet man die Eingangskennlinie, die den Basisstrom I_B gegen die Basis - Emitterspannung U_{BE} zeigt, so fällt auf das sie einer Diodenkennlinie gleicht. Wenn man sich den Aufbau des Transistors in Erinnerung ruft ist das auch nicht weiter erstaunlich, da der Aufbau zwischen Basis und Emitter dem einer Diode gleicht. Man kann sehr gut erkennen, dass erst ab einer gewissen Schwellspannung eine Stromleitung auftritt (vgl. H. J. Eichler, 2006, S. 316f.).

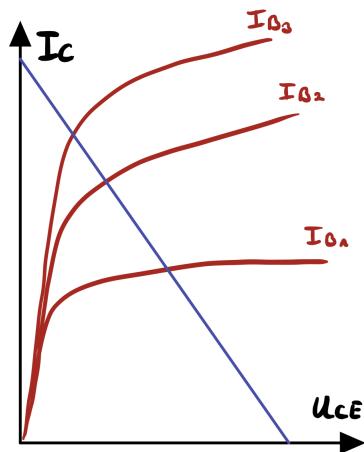


Abbildung 2.4: Ausgangskennlinie bei verschiedenen I_B mit $I_{B_1} < \dots < I_{B_3}$ und Lastgerade(lila)

Die Ausgangskennlinie hingegen zeigt den Kollektorstrom I_C gegen die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} . Sie entsprechen Sperrstromkennlinien einer Diode, was wieder wenig überraschend ist, wenn man sich den Aufbau des Transistors vor Augen führt. Meist ist vor dem Kollektor ein Lastwiderstand R_C verbaut, an dem ein Teil der Versorgungsspannung abfällt. Die Folge ist, dass U_{CE} und I_C nur noch Werte annehmen können, welche sich an dem Schnittpunkt der Widerstandsgeraden (Abbildung 2.4 (lila)) mit der Ausgangskennlinie befinden (vgl. H. J. Eichler, 2006, S. 316f.).

2.5 Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung

Skizzieren Sie Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung! Was sind die prinzipiellen Unterschiede?

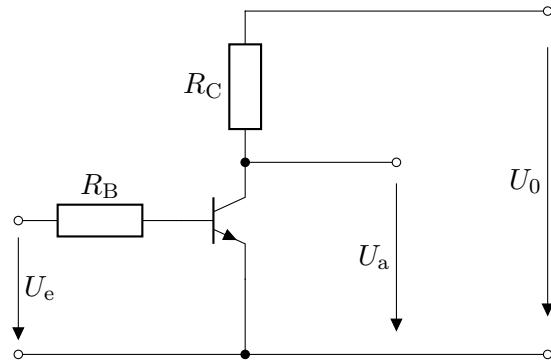


Abbildung 2.5: Emitterschaltung

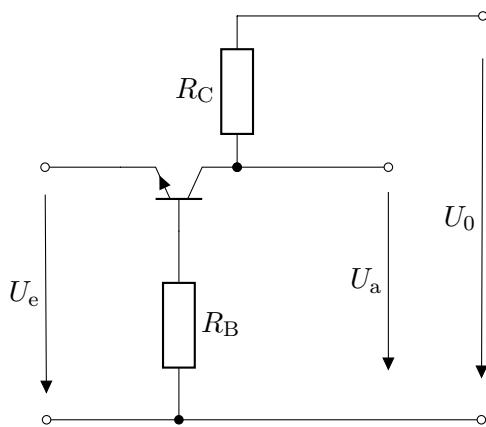


Abbildung 2.6: Basisschaltung

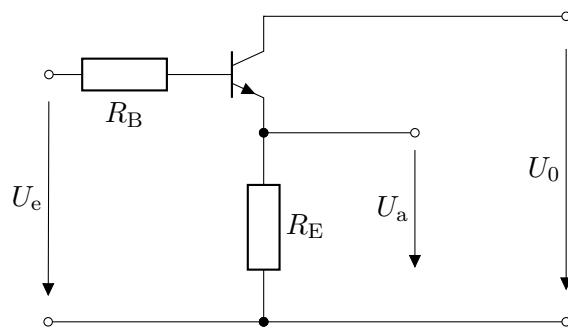


Abbildung 2.7: Kollektorschaltung

Die prinzipiellen Unterschiede ergeben sich selbstverständlich aus der Art, wie der Transistor angeschlossen wird. Bei der **Emitterschaltung** ist der Emitteranschluss der gemeinsame Bezugspunkt von U_e und U_a . Sie ist ein Universalverstärker im niederfrequenten Bereich, da die Verstärkung für hohe Frequenzen abnimmt.

Bei der **Basisschaltung** ist der gemeinsame Bezugspunkt hingegen die Basis. Sie kann als Verstärker

2 Fragen zur Vorbereitung

für hohe Frequenzen oder zur Erzeugung hochfrequenter Sinusspannung verwendet werden.

Die **Kollektorschaltung** weißt hingegen eine Spannungsverstärkung kleiner 1 auf, aber jedoch eine große Stromverstärkung. (vgl. Elektronik-Kompendium, 2021)

2.6 Relevante Größen der Emitterschaltung

Zeigen Sie, dass für die in Abb. El1.2(b) gezeigte Schaltung Gl. (6) gilt. Wie groß sind nun r_e und r_a ? Zeichnen Sie dazu die Wechselstrompfade in Abb. El1.2(b) ein.

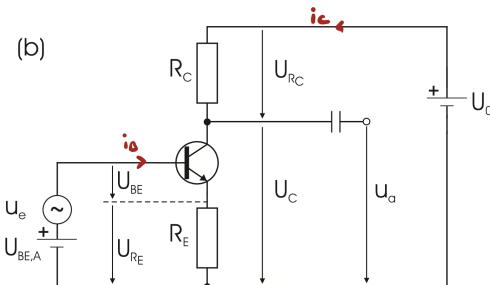


Abbildung 2.8: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung (Aus Versuchsanleitung)

Die Spannungsverstärkung ist:

$$v = \frac{u_a}{u_s} \quad (2.5)$$

Bereits bekannt ist: $u_a = -i_C R_C$. Durch das Einfügen eines zusätzlichen Emitterwiderstandes R_E gilt allerdings: $u_e = i_B r_{BE} + i_E R_E$. Durch einsetzen erhalten wir:

$$v = -\frac{i_C R_C}{i_B r_{BE} + i_F R_F} \quad (2.6)$$

Für i_b gilt: $i_B = \frac{i_C}{\beta}$ und $i_E \approx i_C$. Durch einsetzen dieser Zusammenhänge ergibt sich:

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

Somit wurde Gleichung (6) aus der Versuchsanleitung hergeleitet. Weiterhin gilt für ($R_E \gg \frac{r_{BE}}{\beta}$):

$$v = \frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\varrho} + R_E} \approx -\frac{R_C}{R_E} \quad (2.8)$$

Für die Widerstände gilt:

$$r_a \approx R_C \quad (2.9)$$

$$r_e \equiv r_{\text{BE}} + \beta R_{\text{E}} \quad (2.10)$$

2.7 Vermischtes zum Transistor

Vermischtes: Wer hat den Transistor erfunden? Warum werden heute Silizium- und kaum mehr Germanium-Transistoren verwendet? Wer hat die Silizium-Technologie eingeführt?

Der Transistoreffekt wurde von Bardeen, Brattain und Shockley entdeckt (vgl. H. J. Eichler, 2006, S. 315). Das erste Patent, dass das Prinzip des Transistors beschrieb wurde von Julius Edgar Lilienfeld angemeldet (vgl. Wikipedia, 2021).

Anfangs wurde für die Transistoren Germanium verwendet, heute überwiegen jedoch Siliziumtransistoren. Silizium ist weitaus stabiler und nicht wasserlöslich, wie Germanium. Dadurch sind Siliziumtransistoren weniger störanfällig, außerdem ist die Herstellung einfacher (vgl. Wikipedia, 2021).

Die Siliziumtechnologie wurde Robert Noyce eingeführt (vgl. Büttgenbach 2016, S. 14).

3 Dimensionierung der Emitterschaltung

Gegebene Werte:

$$U_0 = 12V \quad (3.1)$$

$$U_{C,A} = \frac{U_0}{2} = 6V \quad (3.2)$$

$$I_{C,A} = 2mA \quad (3.3)$$

$$v = 5 \quad (3.4)$$

$$f_{\min} = 100Hz \quad (3.5)$$

Aus der Verwendung eines BC 107 Transistors ergeben sich folgende Werte aus dem Datenblatt:

$$U_{BE} = 0,6V \quad (3.6)$$

$$\beta = 250 \quad (3.7)$$

$$r_{BE} = 4k\Omega \quad (3.8)$$

Für I_C wählt man einen Erfahrungswert:

$$I_C = 2mA \quad (3.9)$$

$$U_0 = U_{RC} + U_{C,A} \quad mit \quad R_C = \frac{U_{RC}}{I_C} \quad (3.10)$$

$$\Rightarrow R_C = 3k\Omega \quad (3.11)$$

Für R_C wählen wir also $R_C = 2,7k\Omega$.

Über v folgt dann R_E :

$$v = \frac{R_C}{R_E} \quad (3.12)$$

$$\Rightarrow R_E = \frac{3k\Omega}{5} = 600\Omega \quad (3.13)$$

Wir wählen also $R_E = 560\Omega$.

Weiterhin gilt:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{B,A}}{U_0 - U_{B,A}} \quad mit \quad U_{B,A} = U_{BE} + I_C R_E \quad (3.14)$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{3}{17} \quad (3.15)$$

Für I_B und I_2 gilt:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad \Rightarrow I_B = \frac{2mA}{250} = 8 \cdot 10^{-6}A \quad (3.16)$$

$$I_2 = 10 \cdot I_B \quad \Rightarrow I_2 = 8 \cdot 10^{-5}A \quad (3.17)$$

Der Spannungsteiler kann nun durch folgende Zusammenhänge dimensioniert werden.

$$R_2 = \frac{U_{B,A}}{I_2} \Rightarrow R_2 = \frac{1,8V}{8 \cdot 10^{-5}A} = 22,5k\Omega \quad (3.18)$$

$$\Rightarrow R_1 = 127,5k\Omega \quad (3.19)$$

Wähle also:

$$R_2 = 22k\Omega \quad (3.20)$$

$$R_1 = 120k\Omega \quad (3.21)$$

Berechne nun die endgültigen Kenndaten:

$$r_a \approx R_C = 2,7k\Omega \quad (3.22)$$

$$v = \frac{R_C}{\frac{r_{BE}C}{\beta} + R_E} \Rightarrow v = 4,4 \quad (3.23)$$

$$r_e = \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE} + \beta R_E} \right]^{-1} \approx 16,5k\Omega \quad (3.24)$$

Mit den Formeln:

$$C_{a/e} = \frac{10}{2\pi f_{min} r_{a/e}} \quad (3.25)$$

$$C_E \gg \frac{\beta}{2\pi f_{min} r_{BE}} \approx \frac{I_C}{2\pi f_{min} U_T} \quad \text{mit } U_T \approx 26 \text{ mV} \quad (3.26)$$

Ergeben sich folgende Werte für die Kondensatoren:

$$C_a = 5,9 \mu F \quad (3.27)$$

$$C_e = 1 \mu F \quad (3.28)$$

$$C_E = 100 \mu F \quad (3.29)$$

Die von uns in dem Versuch verwendeten Kondensatoren weichen Stark ab, da wir nur diese Kondensatoren zur Auswahl hatten.

4 Auswertung

4.1 Eingangskennlinie des Transistors

Die Eingangskennlinie stellt den Basisstrom als Funktion der Basis-Emitter-Spannung dar. Augrund des Aufbaus des Transistors entspricht sie einer Diodenkennlinie (siehe versuch SK), da sie genau wie bei der Diode durch einen pn-Übergang verursacht wird.

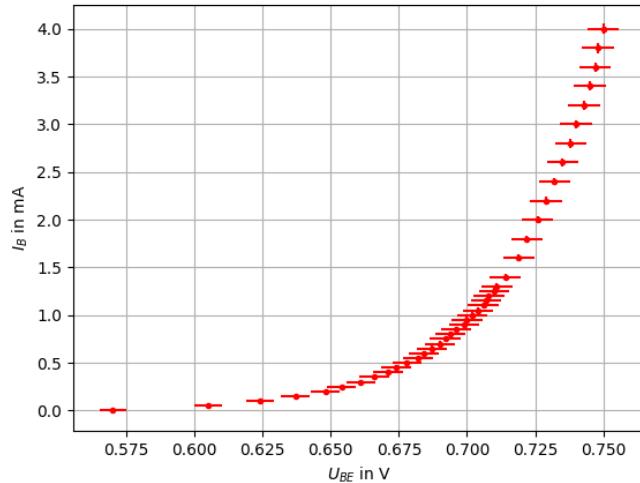


Abbildung 4.1: Aufgenommene Einganskenlinie

Die aufgenommene Kennlinie entspricht unseren Erwartungen. Es ist gut zu sehen, dass ab einer Schwellspannung die Leitfähigkeit zunimmt. Die Kurve lässt sich am besten durch eine Exponentialfunktion beschreiben. Es ist erkennbar, dass die Schleusenspannung zwischen $U_B = 0,6\ldots 0,65V$ liegt, was sich mit den Angaben aus dem Datenblatt deckt.

Für den differentiellen Einganswiderstand gilt:

$$r_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} \quad (4.1)$$

Somit gilt für das Intervall zwischen den Messwerten i und i-1:

$$r_{BE}^{(i)} = \frac{U_{BE}^{(i)} - U_{BE}^{(i-1)}}{I_B^{(i)} - I_B^{(i-1)}} \quad (4.2)$$

Für den Fehler des jeweiligen Wertes gilt:

$$s_{r_{BE}^{(i)}} = \frac{1}{I_B^{(i)} - I_B^{(i-1)}} \sqrt{(s_{U_{BE}^{(i)}})^2 + (s_{U_{BE}^{(i-1)}})^2 + (r_{BE}^{(i)})^2 ((I_B^{(i)})^2 + (I_B^{(i-1)})^2)} \quad (4.3)$$

4.1 Eingangskennlinie des Transistors

Als Wert für I_B wird der Mittelwert der an dem Intervall angrenzenden Messwerte verwendet.

$$\bar{I}_B^{(i)} = \frac{1}{2}(I_B^{(i)} + I_B^{(i-1)}) \quad (4.4)$$

Für den Fehler des Mittelwerts gilt:

$$s_{\bar{I}_B^{(i)}} = \frac{1}{2} \sqrt{(I_B^{(i)} s_{I_B^{(i-1)}})^2 + (I_B^{(i-1)} s_{I_B^{(i)}})} \quad (4.5)$$

4 Auswertung

Mit diesen Formeln ergibt sich folgender Plot:

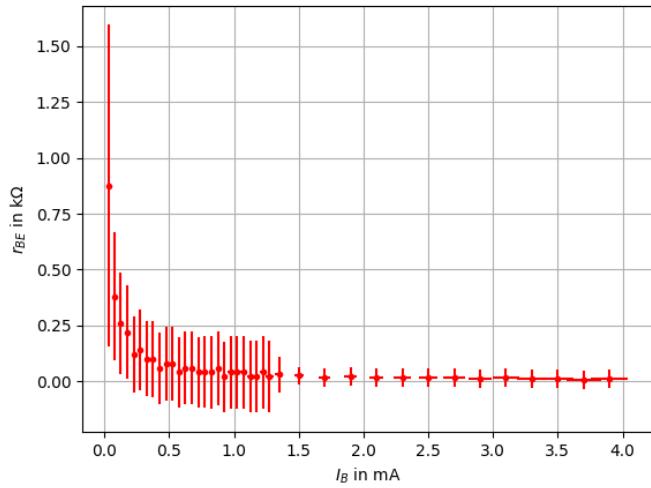


Abbildung 4.2: Differentieller Eingangswiderstand gegen den Basisstrom

Wie zu erwarten war nimmt der differentielle Eingangswiderstand mit zunehmenden Basisstrom ab, da mit zunehmenden U_{BE} auch I_B zunimmt. Es gilt also folgender Zusammenhang:

$$r_{BE}(I_B) \propto \frac{1}{I_B} \quad (4.6)$$

I_B / mA	U_{BE} / V	$s_{U_{BE}}$ / V	s_{I_B} / mA
0,01	0,570	0,005	0,02
0,05	0,605	0,005	0,02
0,10	0,624	0,005	0,02
0,15	0,637	0,005	0,02
0,20	0,648	0,005	0,02
0,25	0,654	0,005	0,02
0,30	0,661	0,005	0,02
0,35	0,666	0,005	0,02
0,40	0,671	0,005	0,03
0,45	0,674	0,005	0,03
0,50	0,678	0,005	0,03
0,55	0,682	0,006	0,03
0,60	0,684	0,006	0,03
0,65	0,687	0,006	0,03
0,70	0,690	0,006	0,03
0,75	0,692	0,006	0,03
0,80	0,694	0,006	0,03
0,85	0,696	0,006	0,03
0,90	0,699	0,006	0,03
0,95	0,700	0,006	0,03
1,00	0,702	0,006	0,03
1,05	0,704	0,006	0,03
1,10	0,706	0,006	0,03
1,15	0,707	0,006	0,03
1,20	0,708	0,006	0,03
1,25	0,710	0,006	0,03
1,30	0,711	0,006	0,03
1,40	0,714	0,006	0,03
1,60	0,719	0,006	0,03
1,80	0,722	0,006	0,04
2,00	0,726	0,006	0,04
2,20	0,729	0,006	0,04
2,40	0,732	0,006	0,04
2,60	0,735	0,006	0,04
2,80	0,738	0,006	0,04
3,00	0,740	0,006	0,05
3,20	0,743	0,006	0,05
3,40	0,745	0,006	0,05
3,60	0,747	0,006	0,05
3,80	0,748	0,006	0,05
4,00	0,750	0,006	0,05

Tabelle 4.1: Werte der Eingangskennlinie

4 Auswertung

I_B / mA	$r_{BE} / \text{k}\Omega$	s_{I_B} / mA	$s_{r_{BE}} / \text{k}\Omega$
0,030	0,90	0,0006	0,70
0,075	0,40	0,0010	0,30
0,125	0,30	0,0020	0,20
0,175	0,20	0,0030	0,20
0,225	0,10	0,0040	0,20
0,275	0,10	0,0050	0,20
0,325	0,10	0,0060	0,20
0,375	0,10	0,0070	0,20
0,425	0,10	0,0080	0,20
0,475	0,10	0,0090	0,20
0,525	0,10	0,0100	0,20
0,570	0,00	0,0100	0,20
0,620	0,10	0,0100	0,20
0,680	0,10	0,0100	0,20
0,720	0,00	0,0100	0,20
0,780	0,00	0,0200	0,20
0,820	0,00	0,0200	0,20
0,880	0,10	0,0200	0,20
0,920	0,00	0,0200	0,20
0,980	0,00	0,0200	0,20
1,020	0,00	0,0200	0,20
1,080	0,00	0,0200	0,20
1,120	0,00	0,0200	0,20
1,170	0,00	0,0300	0,20
1,230	0,00	0,0300	0,20
1,270	0,00	0,0300	0,20
1,350	0,03	0,0300	0,08
1,500	0,02	0,0400	0,04
1,700	0,01	0,0400	0,04
1,900	0,02	0,0500	0,04
2,100	0,02	0,0600	0,04
2,300	0,01	0,0600	0,04
2,500	0,02	0,0700	0,04
2,700	0,02	0,0800	0,04
2,900	0,01	0,0900	0,04
3,100	0,02	0,1000	0,04
3,300	0,01	0,1000	0,04
3,500	0,01	0,1000	0,04
3,700	0,01	0,1000	0,04
3,900	0,01	0,1000	0,04

Tabelle 4.2: Werte zum differentiellen Eingangswiderstand

4.2 Ausgangskennlienienfeld des Transistor

In diesem Teil des Versuches wurde das Steckbrett entsprechend dem Schaltplan EL1.4b aus dem Skript aufgebaut. Im Versuch wurde die Ausgangskennlinie $I_C(U_{CE})$ für verschiedene Basisströme I_B am Oszilloskop gemessen.

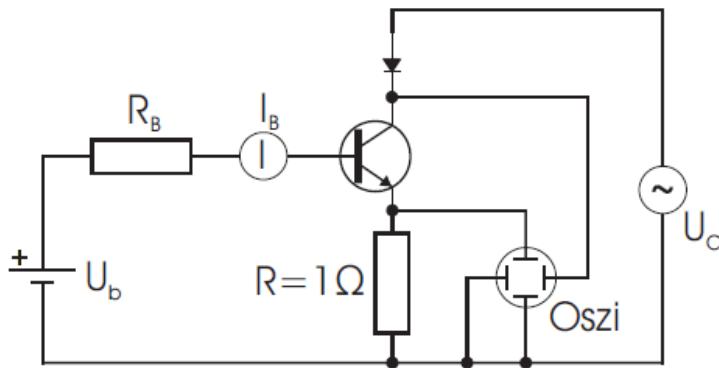


Abbildung 4.3: Abb. El1.4 b Schaltplan

Zuerst soll das Ausgangskennlienienfeld ausgewertet werden. Um das Feld zu veranschaulichen werden die aufgenommenen Daten in einem Diagramm skizziert.

Hierbei werden die Kennlinien für die verschiedenen Basisströme geplottet. Dabei wurde der 'Knick' aus den Bildern im Protokoll bestimmt. Dies war sehr schwierig und ungenau deswegen wird ein hoher (geschätzter) Ablesefehler veranschlagt. Die einzelnen Kennlinien ergeben sich, indem jeweils eine $\alpha \arctan(\beta x)$ Funktion durch den Nullpunkt und dem im Protokoll herausgelesen Wert gelegt wird.

Hierzu wird I_C aus dem Bilden im Protokoll herausgelesen, an der Stelle des "Knicks". Der Strom I_C wird mit der Formel $y = I_C \cdot R$ berechnet, wobei der Widerstand, wie im Protokoll angegeben, $R = 1\Omega$ entspricht. Da das Ablesen von I_C schwierig war, wurde ein höherer Ablesefehler, von circa 0,1 div, veranschlagt.

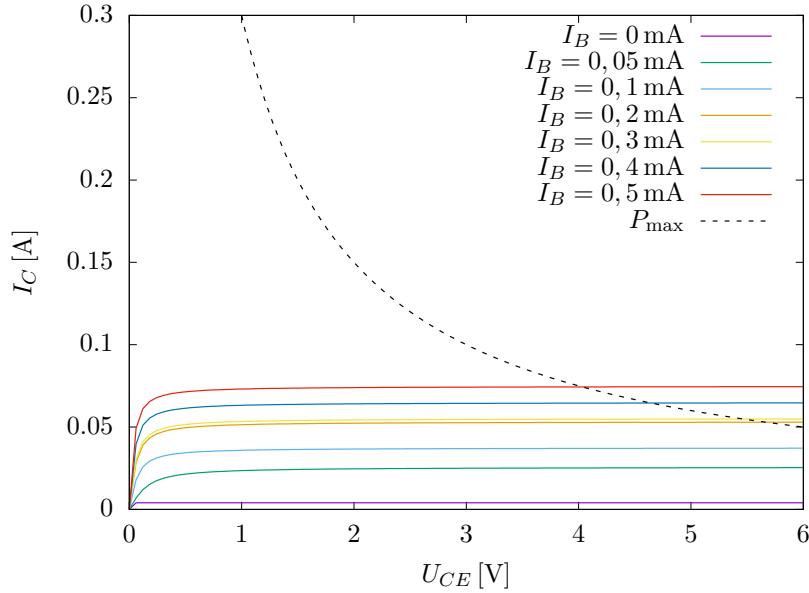
Zusätzlich wurde in das Diagramm noch die maximale Gesamtverlustleistung von 300mW eingezeichnet, wobei $P_{v_{max}} = U_{CE} \cdot I_c = 300\text{mW}$ sind.

Die bestimmten Werte des Protokoll sind:

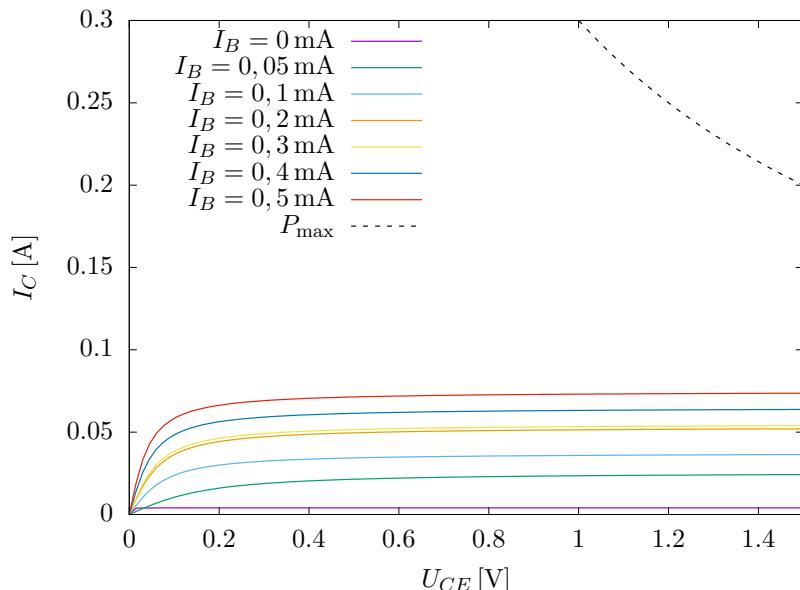
Bild	I_B/mA	div(x)	$U_x/\text{V}/\text{div}(x)$	U_x/V	div(y)	$U_y/\text{V}/\text{div}(y)$	U_y/V	U_{CE}/V	I_C/mA	s_{I_C}/mA
1	0,00	0,30	0,50	0,15	0,2	0,02	0,004	0,146	4	2
2	0,05	0,40	0,50	0,2	0,8	0,02	0,016	0,184	16	2
3	0,10	0,40	0,50	0,2	1,5	0,02	0,03	0,17	30	2
4	0,20	0,50	0,50	0,25	2,3	0,02	0,046	0,204	46	2
5	0,30	0,50	0,50	0,25	2,4	0,02	0,048	0,202	48	2
6	0,40	0,50	0,50	0,25	2,9	0,02	0,058	0,192	58	2
7	0,50	0,50	0,50	0,25	3,4	0,02	0,068	0,182	68	2

Tabelle 4.3: Werte für das Ausgangskennlienienfeld

4 Auswertung



(a) Skizziertes Feld mit Schnittpunkt der Gesamtverlustleistung



(b) Ausschnitt des skizzierten Ausgangskennlinienfelds

Abbildung 4.4: Skizziertes Ausgangskennlienenfeld.

Aus dem skizzierten Plot wurde herausgelesen, dass alle Kennlinien ungefähr bei 0,1 V eine Rechtskrümmung/"Knick" haben, jedoch danach verlaufen die Linien beinahe linear. Zudem fällt auf, dass je höher der Basistrom I_B ist, umso höher ist auch die Steigung der Kennlinie bis zum "Knickpunkt". Die erste skizzierte Kennlinie schneidet die Gesamtverlustleistung bei etwa $U_{CE} \approx 4$ V.

4.2 Ausgangskennlienienfeld des Transitors

Als nächstes wird der differenzielle Transistor-Ausgangswiderstand betrachtet. Die Formel aus dem Skript:

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

Wenn man nun die berechnete Werte betrachtet, aber I_C konstant hält, fällt auf, dass je höher I_B ist, umso stärker fällt r_{CE} , also kann man sagen, das gilt: $r_{CE} \approx \frac{1}{I_B}$.

Bild	I_B in mA	r_{CE} in $\frac{1}{\text{mA}}$
1	0,00	∞
2	0,05	20,0
3	0,10	10,0
4	0,20	5,0
5	0,30	3,3
6	0,40	2,5
7	0,50	2,0

Tabelle 4.4: differenzieller Transistor-Ausgangswiderstand

Zum Schluss soll noch die DC-Verstärkung berechnet werden, mithilfe dieser Formel lautet:

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

Hierbei werden wieder die oberen Werte für I_C verwendet. Da der Fehler von I_C größer ist, als der für I_B , wird dieser bei der Berechnung des Fehlers der Verstärkung B vernachlässigt. Also gilt für den Fehler von der Verstärkung B:

$$s_B = \frac{s_{I_C}}{I_B}$$

Bild	I_B in mA	I_C in mA	s_{I_C} in mA	B	s_B
1	0,00	4	2	0	0
2	0,05	16	2	320	40
3	0,10	30	2	300	20
4	0,20	46	2	230	10
5	0,30	48	2	160	7
6	0,40	58	2	145	5
7	0,50	68	2	136	4

Tabelle 4.5: Werte für die Verstärkung B.

4 Auswertung

Nun wird noch die Verstärkung geplottet:

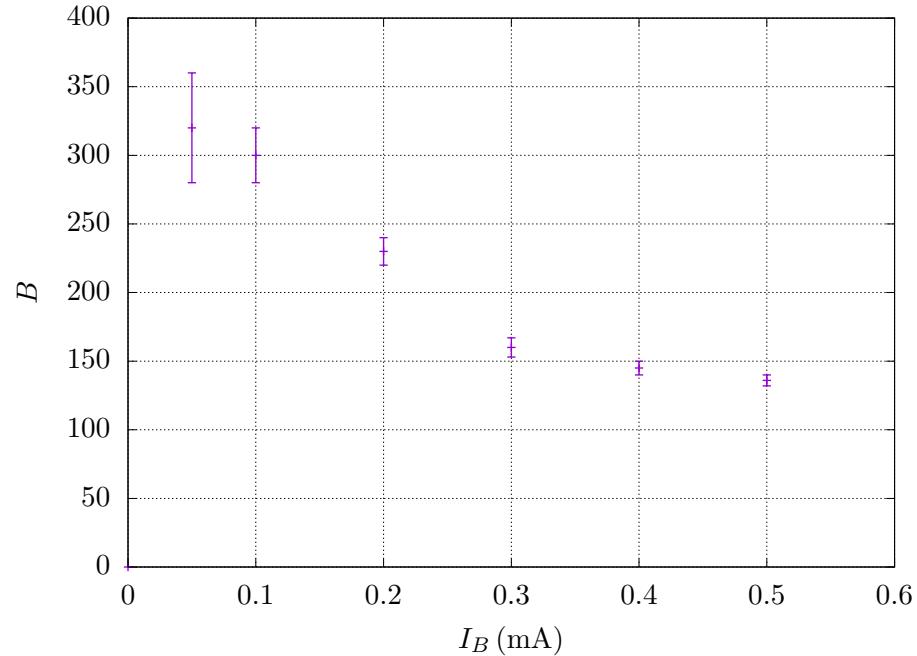


Abbildung 4.5: Verstärkung der Transistor bei zunehmenden Basisstrom

Wie auch der Transistor-Ausgangswiderstand, nimmt die Verstärkung bei zunehmenden Basisstrom ab. Den höchsten Wert erreicht die Verstärkung B bei 0,05 mA.

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

4.3.1 Wechselspannungsverstärkung

Die Schaltung wurde wie folgt aufgebaut:

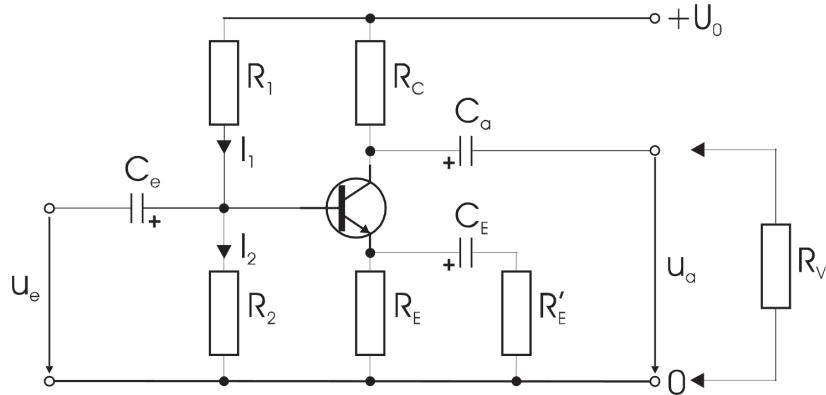


Abbildung 4.6: Aufbau: Emitterschaltung

Betrachtet man nun die Wechselstromseite so sieht man eine Serienschaltung der Widerstände \tilde{R} und r_{BE} . Somit folgt:

$$u_e = i_B \cdot (\tilde{R} + r_{BE}) \quad (4.9)$$

Der Widerstand \tilde{R} besteht aus einer Parallelschaltung von R_E und $R_{E'}$ mit dem Kondensator C_E :

$$\tilde{R} = \left(\frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{E'} + \frac{1}{i\omega C_E}}} \right) = \left(\frac{R_E \cdot (1 + i\omega C_E R_{E'})}{i\omega C_E (R_E + R_{E'}) + 1} \right) \quad (4.10)$$

Für den Gleichstromanteil folgt:

$$u_a = -i_C R_C \quad (4.11)$$

Nach Gl. 3 aus dem Skript folgt:

$$v = \frac{u_a}{u_e} = - \underbrace{\frac{i_C}{i_B}}_{=\beta} \frac{R_C}{\tilde{R} + r_{BE}} \quad (4.12)$$

Für den Fall, dass R_E oder $R_{E'}$ gegen null geht folgt für \tilde{R} :

$$\lim_{R_E, R_{E'} \rightarrow 0} \tilde{R} = 0 \quad (4.13)$$

Somit folgt für v :

$$v_3 = -\beta \frac{R_C}{r_{BE}} \quad (4.14)$$

Mit selbiger Annahme kann auch Gleichung 6 aus dem Skript hergeleitet werden:

$$v_6 = -\frac{R_C}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E} \quad (4.15)$$

4 Auswertung

Nach der Dimensionierung (3) und dem Datenblatt des BC-170 Transistors folgt:

Bauteil	Theoretischer Wert	Verwendeter Wert
R_C	3 k Ω	2,7 k Ω
R_E	600 Ω	560 Ω
R_1	120 k Ω	2,7 k Ω
R_2	22 k Ω	560 Ω
r_{BE}	4 k Ω	-
β	250	-

Tabelle 4.6: Dimensionierung der Bauteile

Es wurde kein Fehler von den Widerständen im Protokoll angegeben. Somit wurde eine maximale Toleranz von 5%. Es ergeben sich folgende Fehlerwerte:

$$s_{R_C} = 135 \Omega \quad (4.16)$$

$$s_{R_E} = 28 \Omega \quad (4.17)$$

$$s_{R_1} = 6 \text{ k}\Omega \quad (4.18)$$

$$s_{R_2} = 1,1 \text{ k}\Omega \quad (4.19)$$

Nun wird die Verstärkung einmal nach Gleichung 3 (v_3) und Gleichung 6 (v_6) bestimmt:

$$v_3 = -168,75 \quad v_6 = -4,6875 \quad (4.20)$$

Für den Fehler der Verstärkungen folgt:

$$s_{v_3} = \left(\frac{\partial s_{v_3}}{\partial R_C} \cdot s_{R_C} \right) \quad (4.21)$$

$$= \frac{\beta}{r_{BE}} \cdot s_{R_C} = 8,4375 \Omega \quad (4.22)$$

(4.23)

$$s_{v_6} = \sqrt{\left(\frac{\partial s_{v_6}}{\partial R_C} \cdot s_{R_C} \right)^2 + \left(\frac{\partial s_{v_6}}{\partial R_E} \cdot s_{R_E} \right)^2} \quad (4.24)$$

$$= \sqrt{\left(\frac{s_{R_C}}{\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E} \right)^2 + \left(\frac{R_C \cdot s_{R_E}}{\left(\frac{r_{BE}}{\beta} + R_E \right)^2} \right)^2} = 0,32689 \quad (4.25)$$

Somit folgt:

$$v_3 = -169 \pm 8 \quad v_6 = -4,7 \pm 0,3 \quad (4.26)$$

Der Ein- und Ausgangswiderstand lassen sich wie in den Dimensionierung (3) bestimmen:

$$r_e = \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE} + \beta \left(R_E^{-1} + R'_E^{-1} \right)^{-1}} \right]^{-1} \quad (4.27)$$

$$r_a = R_C \quad (4.28)$$

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Mit den Fehlern:

$$s_{r_e} = \sqrt{\left(\frac{\partial r_e}{\partial R_1} s_{R_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial r_e}{\partial R_2} s_{R_2}\right)^2 + \left(\frac{\partial r_e}{\partial r_{BE}} s_{r_{BE}}\right)^2 + \left(\frac{\partial r_e}{\partial R_E} s_{R_E}\right)^2 + \left(\frac{\partial r_e}{\partial R'_E} s_{R'_E}\right)^2} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} &= \sqrt{\left(\frac{s_{R_1}}{R_1^2}\right)^2 + \left(\frac{s_{R_2}}{R_2^2}\right)^2 + \left(\frac{s_{r_{BE}}}{\left(r_{BE} + \beta \left(R_E^{-1} + R'_E^{-1}\right)^{-1}\right)^2}\right)^2} \\ &+ \left(\frac{s_{R_E}}{\left(r_{BE} + \beta \left(R_E^{-1} + R'_E^{-1}\right)^{-1}\right)^2} \cdot \frac{\beta}{\left(R_E^{-1} + R'_E^{-1}\right) \cdot R_E^2}\right)^2 \\ &+ \left(\frac{s_{R'_E}}{\left(r_{BE} + \beta \left(R_E^{-1} + R'_E^{-1}\right)^{-1}\right)^2} \cdot \frac{\beta}{\left(R_E^{-1} + R'_E^{-1}\right) \cdot R'_E^2}\right)^2 \cdot r_e^2 \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$s_{r_a} = s_{R_C} \quad (4.31)$$

Somit folgt:

$$r_e = (16,5 \pm 0,6) \text{ k}\Omega \quad r_a = (2,7 \pm 1) \text{ k}\Omega \quad (4.32)$$

Nun betrachten wir wie sich eine Temperaturänderung, um $10 K$, auf die Kollektrospannung auswirkt: Es ist bekannt, dass sich die Basis-Emitterspannung in Abhängigkeit der Temperatur wie folgt ändert:

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial T} \Big|_{I_B \text{ const.}} = -2 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \quad (4.33)$$

Somit folgt mit der Verstärkerformel v_6 :

$$\frac{u_a}{u_e} = -\frac{R_C}{R_e} \quad (4.34)$$

$$\frac{U_C}{U_{BE}} = -\frac{R_C}{R_e} \quad (4.35)$$

$$U_C = -\frac{R_C}{R_e} \cdot U_{BE} \quad (4.36)$$

$$\Delta U_C = -\frac{R_C}{R_e} \cdot \Delta U_{BE} \quad (4.37)$$

$$= -\frac{R_C}{R_e} \cdot \Delta T \cdot \left(-2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}\right) \quad (4.38)$$

$$= 10 \text{ K} \cdot \left(-2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}\right) \cdot (-4,69) \quad (4.39)$$

$$= 93,8 \text{ mV} \quad (4.40)$$

4 Auswertung

Mit dem Fehler:

$$s_{\Delta U_C} = s_{v_6} \cdot \Delta T \cdot \left(-2 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \right) \quad (4.41)$$

$$= 6,6 \text{ mV} \quad (4.42)$$

Somit folgt für die Kollektorspannungsänderung:

$$\Delta U_C = 94 \pm 7 \text{ mV} \quad (4.43)$$

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

4.3.2 Messungen am Arbeitspunkt des Transistors

Es wurde in diesem Versuchsteil jeweils die Spannung des Transistors an dem Kollektor, Basis und Emitter gegen Masse gemessen. Es ergeben sich folgende Messerte:

U_0 / V	U_C / V	U_B / V	U_E / V
12	6,7	1,7	1,08

Der Fehler der Messwerte wurde über " $\sqrt{s_a^2 + s_r^2}$ " mit den Fehlerangaben im Protokoll berechnet:

s_{U_0} / V	s_{U_C} / V	s_{U_B} / V	s_{U_E} / V
0,02	0,0643	0,0146	0,00969

Nun sollen jeweils U_{CE} , U_{BE} , I_C und I_E bestimmt werden:

$$U_{CE} = U_C - U_E \quad (4.44)$$

$$= 5,62 \text{ V} \quad (4.45)$$

$$s_{U_{CE}} = \sqrt{s_{U_C}^2 + s_{U_E}^2} \quad (4.46)$$

$$= 0,065 \quad (4.47)$$

$$(4.48)$$

$$U_{BE} = U_B - U_E \quad (4.49)$$

$$= 0,62 \text{ V} \quad (4.50)$$

$$s_{U_{BE}} = \sqrt{s_{U_B}^2 + s_{U_E}^2} \quad (4.51)$$

$$= 0,0175 \quad (4.52)$$

$$(4.53)$$

$$I_C = \frac{U_0 - U_C}{R_C} \quad (4.54)$$

$$= 0,001962 \text{ A} = 1,96 \text{ mA} \quad (4.55)$$

$$s_{I_C} = \sqrt{\left(\frac{s_{U_0}}{R_C}\right)^2 + \left(\frac{s_{U_C}}{R_C}\right)^2 + \left(\frac{U_0 - U_C}{R_C^2} s_{R_C}\right)^2} \quad (4.56)$$

$$= 0,000101 \text{ A} = 0,101 \text{ mA} \quad (4.57)$$

$$(4.58)$$

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} \quad (4.59)$$

$$= 0,001929 \text{ A} = 1,929 \text{ mA} \quad (4.60)$$

$$s_{I_E} = \sqrt{\left(\frac{s_{U_E}}{R_E}\right)^2 + \left(\frac{U_E}{R_E^2} s_{R_E}\right)^2} \quad (4.61)$$

$$= 0,00009797 \text{ A} = 0,9797 \text{ mA} \quad (4.62)$$

4 Auswertung

Somit folgt:

$$U_{CE} = (5,62 \pm 0,07) \text{ V} \quad (4.63)$$

$$I_C = (1,96 \pm 0,10) \text{ mA} \quad (4.64)$$

Diese stimmen mit den in der Dimensionierung (3) verwendeten/errechneten Werten überein.

4.3.3 Übersteuerbarkeit

Zuerst sollen die maximale und minimale Kollektrospannung bestimmt werden.

Für die maximale Spannung am Kollektor, ist der Transistor gesperrt und es fließt kein Strom. Somit fällt die komplette angelegte Spannung am Kollektor ab.

Somit folgt für die maximale Kollektorspannung:

$$U_{C_{\max}} = U_0 \quad (4.65)$$

$$s_{U_{C_{\max}}} = s_{U_0} \quad (4.66)$$

Für die minimale Spannung am Kollektor, ist der Transistor offen und lässt den vollen Strom I_{RC} fließen. Im vorangegangenen Teil wurde eine maximale Kollektor-Emitterspannung von $U_{CE} = 5,62 \text{ V}$ bestimmt.

Somit kann man folgendes Verhältnis aufstellen:

$$\frac{U_0 - U_{CE}}{R_E + R_C} = I_C = \frac{U_{C_{\min}}}{R_E} \quad (4.67)$$

Somit folgt für die minimale Kollektrospannung und ihrem Fehler:

$$U_{C_{\min}} = R_E \cdot \frac{U_0 - U_{CE}}{R_E + R_C} \quad (4.68)$$

$$s_{U_{C_{\min}}} = \sqrt{\left(\frac{s_{U_0} \cdot R_E}{R_E + R_C}\right)^2 + \left(\frac{s_{R_C} \cdot (U_0 - U_{CE}) \cdot R_E}{(R_E + R_C)^2}\right)^2 + \left(\frac{(2 \cdot R_E + R_C) \cdot s_{R_E} \cdot (U_0 - U_{CE})}{(R_E + R_C)^2}\right)^2} \quad (4.69)$$

Zusammengefasst folgt:

$$U_{C_{\max}} = (12,00 \pm 0,02) \text{ V} \quad U_{C_{\min}} = (1,10 \pm 0,08) \text{ V} \quad (4.70)$$

4.3 Emitterschaltung: Arbeitspunktstabilisierung und Signalverstärkung

Um die maximale Amplitude (U_{PP}^{\max}) der Ausgangsspannung u_a zu bestimmen, werden die beiden Plateuwerte (U_p^{\min} & U_p^{\max}) von einander abgezogen. Dieser werden aus dem Bild 2, im Protokoll, herausgelesen, wo das Signal gerade zu übersteuern anfängt:

$$U_p^{\min} = (1 \pm 0,5) \text{ V} \quad U_p^{\max} = (12 \pm 0,5) \text{ V} \quad (4.71)$$

Somit folgt für U_{PP}^{\max} :

$$U_{PP}^{\max} = U_p^{\max} - U_p^{\min} \quad (4.72)$$

$$= 11 \text{ V} \quad (4.73)$$

$$(4.74)$$

$$s_{U_{PP}^{\max}} = \sqrt{s_{U_p^{\min}}^2 + s_{U_p^{\max}}^2} \quad (4.75)$$

$$= 0,707 \text{ V} \quad (4.76)$$

$$U_{PP}^{\max} = (11,0 \pm 0,7) \text{ V} \quad (4.77)$$

Man kann erkennen, dass keine symmetrische Übersteuerung stattfindet. Die Plateus der positiven Halbwellen sind breiter als die der negativen. Diese sind schmäler und viel "flacher", als die der positiven Halbwellen, dadurch ist hier die Übersteuerung viel stärker.

Die Übersteuerung kommt zustande, wenn der Kollektorstrom des Transistors in den Sättigungsbereich kommt. Der Sättigungsbereich ist erreicht, wenn der Transistor komplett leitend wird und der Basisstrom immer weiter, ohne Wirkung, erhöht werden kann. Dadurch wird, sobald der Transistor voll geöffnet ist, das Signal beschnitten und es stellen sich die Plateaus ein.

4.3.4 Verstärkung

Um die Verstärkung herauszufinden, wird die Eingangsspannung gegen die Ausgangsspannung aufgetragen. Der Fehler der angelesenen Werte sind jeweils 0,1 div, somit ergibt sich folgende Wertetabelle:

U_e / mV	s_{U_e} / mV	U_a / V	s_{U_a} / V
0	0	0	0
2	0,5	0,38	0,01
4	0,5	0,72	0,02
6	0,5	0,92	0,02
7	0,5	1,32	0,02
9	0,5	1,6	0,05
10	0,5	1,9	0,05
12	0,5	2,2	0,05
14	0,5	2,5	0,05
16	0,5	3	0,05
19	0,5	3,4	0,05

4 Auswertung

Das Diagramm sieht wie folgt aus:

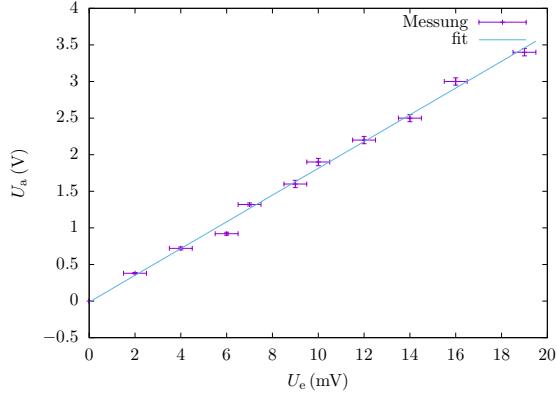


Abbildung 4.7: Verstärkungsgerade

Wie man sehr gut erkennen kann, ist die Verstärkung linear zur Eingangsspannung U_e . Die ermittelte Steigung beträgt " $0,1828 \pm 0,0041$ ". Dieses Ergebnis wird noch mit "1000" multipliziert, da U_e in mV gemessen wurde. Somit folgt:

$$v = (182,8 \pm 4,1) \quad (4.78)$$

Dieses Ergebnis passt mit der theoretischen Verstärkung v_3 zusammen.

Da keine expliziten Wert für die Phasenbeziehungen zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung vorliegen können hier nur qualitative (?) Aussagen gemacht werden. Das Signal wird durch u_e induziert. Diese passiert den Kondensator C_e dabei findet eine "Phasenverschiebung" um $\frac{\pi}{2}$ statt. Nachdem das Signal den Transistor passiert hat, läuft es wieder durch einen Kondensator C_E . Deswegen findet wieder eine Phasenverschiebung um $\frac{\pi}{2}$ statt. Insgesamt wird das Signal zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung um π gedreht.

Das Signal wird invertiert.

Bei sehr hohen Frequenzen trifft diese Invertierung nicht mehr ganz zu. Hier kommt dann der sog. Millereffekt zum tragen. Dieser sorgt für eine Effektive Vergrößerung der parasitären Kapazität zwischen dem Eingangs- und Ausgangssignal des Verstärkers.

4.3.5 Ausgangswiderstand

Die Schaltung wurde gemäß der Emitterschaltung aufgebaut, wohingegen für R_V ein Widerstandsdekade eingebaut wurde, um einen Verbraucher zu simulieren. Nun wurde einmal die Ausgangsspannung im unbelasteten Fall $R_V = \infty$ mithilfe des Oszilloskops gemessen. Dieser Wert liegt bei $U_a = 3,4 \text{ V}$.

Im belasteten Fall, soll die Ausgangsspannung nun halb so groß sein wie im unbelasteten Fall. Somit folgt: $U'_a = 1,7 \text{ V}$.

Nun wurde der Widerstand der Widerstandsdekade solange minimiert, bis der gewünschte Spannungswert auf dem Oszilloskop abzulesen war. Es wurde ein Ausgangswiderstand von 2877Ω gemessen, mit einem Fehler von $28,77 \Omega$ (Fehler, siehe Protokoll).

$$\Rightarrow R'_a = (2877,0 \pm 28,8) \Omega \quad (4.79)$$

Der theoretische Wert des Ausgangswiderstandes beträgt (lt. Teilaufgabe a (4.3.1)):

$$r_a = (2,7 \pm 0,1) \text{ k}\Omega \quad (4.80)$$

Somit liegt der gemessene Wert sehr nahe beim theoretischen errechneten Wert. Somit stimmen hier Theorie und Experiment übereinander.

4.3.6 Eingangswiderstand

Nun wurde R_V wieder entfernt und die Schaltung gemäß folgendem Schaltbildes umgebaut:

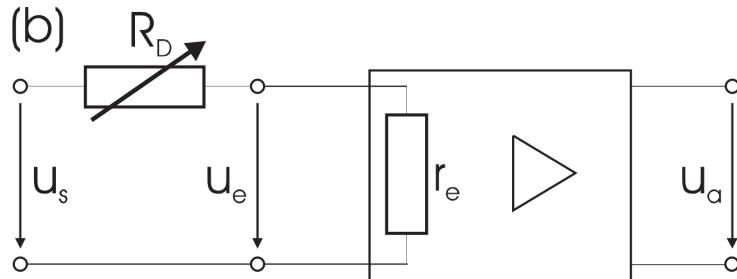


Abbildung 4.8: Aufbau: Bestimmung Eingangswiderstand

Nun wurde an einem Kanal des Oszilloskops u_e und an dem anderen u_s gemessen. Das Oszilloskop wurde in den Dual-Modus geschalten um beide Graphen sichtbar zu machen. Da u_e halb so groß wie u_s ist, wurde die Skalenteilung von u_s doppelt so groß eingestellt, wie von u_e . Somit man sicher sein kann, dass wenn beide Graphen übereinander liegen, das Spannungsverhältnis gegeben ist.

Es wurde ein Eingangswiderstand von 7742Ω gemessen, mit einem Fehler von $77,72 \Omega$ (Fehler, siehe Protokoll).

$$\Rightarrow R'_e = (7742,0 \pm 77,7) \Omega \quad (4.81)$$

Der theoretische Wert des Ausgangswiderstandes beträgt (lt. Teilaufgabe a (4.3.1)):

$$r_e = (16,4 \pm 0,6) \text{ k}\Omega \quad (4.82)$$

Der gemessene Wert stimmt mit dem theoretisch zu erwarteten Wert nicht überein. Der theoretische Wert ist in etwa doppelt so groß wie der gemessene. Es wird hier (und auch bei der nächsten Aufgabe) auf einen groben Fehler, beim messen, getippt.

4 Auswertung

4.3.7 Gegenkopplung R'_E

Nun wurden für verschiedene R'_E der Eingangswiderstand und die Verstärkung gemessen. Beides wurde wie zuvor bestimmt.

Für die gemessenen Eingangswiderstände folgt:

R'_E / Ω	$r_{e'} / \Omega$	$s_{r_{e'}} / \Omega$
68	9302	93,32
150	1200	12,3
$\rightarrow \infty$	1500	15,3

Für die theoretischen Eingangswiderstände folgt nach den Fragen zur Vorbereitung (3):

R'_E / Ω	r_e / Ω	s_{r_e} / Ω
68	9436	207
150	11966	331
$\rightarrow \infty$	16466	626

Hier stimmen auch wieder die theoretisch zu erwarteten Werte nicht mit den gemessenen Werten überein. Da die Werte einen unterschiedlichen Verlauf (Experiment: fallend, Theorie: steigend) gehen wird von einem groben Messfehler ausgegangen. Diese Vermutung wird bestärkt, da der Wert für $R'_E \rightarrow \infty$ nicht mit dem Wert auf dem vorangegangener Teilaufgabe übereinstimmt.

Für die gemessene Verstärkung folgt:

R'_E / Ω	v	s_v
68	34	1,97
150	20	1,41
$\rightarrow \infty$	4,5	0,34

Nach Gl. 6 aus dem Skript folgt für die theoretische Verstärkung:

$$v = -\frac{R_c}{R_e} \quad (4.83)$$

R_E steht hier für den Widerstand auf der Emittorseite des Transistors. Dieser ist eine Parallelschaltung aus R_E und R'_E . Somit folgt:

$$v^t = -R_c \cdot \left(R_E^{-1} + R'_E^{-1} \right) \quad (4.84)$$

Mit dem Fehler:

$$s_{v^t} = \sqrt{\left(\frac{\partial v^t}{\partial R_c} s_{R_c} \right)^2 + \left(\frac{\partial v^t}{\partial R_E} s_{R_E} \right)^2 + \left(\frac{\partial v^t}{\partial R'_E} s_{R'_E} \right)^2} \quad (4.85)$$

$$= \sqrt{\left(s_{R_c} \cdot \left(R_E^{-1} + R'_E^{-1} \right) \right)^2 + \left(s_{R_E} \cdot \frac{R_c}{R_E^2} \right)^2 + \left(s_{R'_E} \cdot \frac{R_c}{R'_E^2} \right)^2} \quad (4.86)$$

Somit folgt:

R'_E / Ω	v^t	s_{v^t}
68	-44,53	2,99
150	-22,82	1,47
$\rightarrow \infty$	-4,82	0,34

Beim Vergleich der Theorie mit dem Experiment überschneiden sich fast alle Werte mit ihren Fehlern. Nur für $R'_E = 68 \Omega$ unterscheiden sich die Werte etwas.

5 Fazit

In diesem Versuch haben wir uns genau mit dem Transistor beschäftigt. Wir haben die Eingangs-, sowie Ausgangskennlinie aufgenommen. Außerdem haben wir gelernt wie eine Emitterschaltung zu dimensionieren ist und diese anschließend realisiert. Somit haben wir uns in diesem Versuch ausgiebig mit den Eigenschaften, sowie ausgewählten Verwendungszwecken der Transistors beschäftigt. Außerdem lassen unsere Daten in den Sektionen 4.3.6 und 4.3.7 auf einen Messfehler schließen.

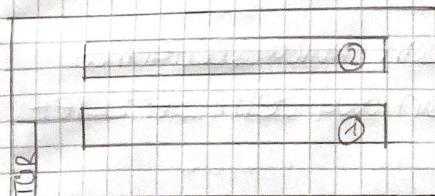
Abschließend ist zu sagen, dass der Versuch maßgeblich zu einem besseren und tiefgehenderen Verständniss, einer der wichtigsten Erfindungen der Menschheit, beigetragen hat.

A Messprotokoll

Versuch: Der Transistor

1 Allgemeines:

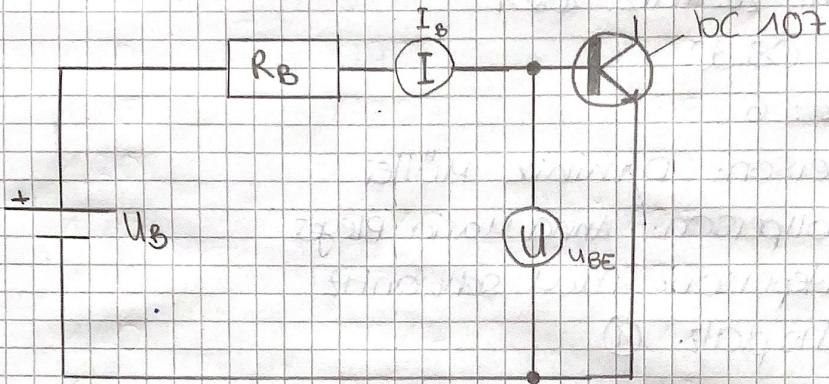
- Ort: Universität Bayreuth, WSII
- Raum: 2 1.01.470
- Datum: 26. März. 2021
- Start: 08.30
- Gruppe: 6
- Messperson: Dominik Müller
- Protokollperson: Anna-Maria Pleyer
- Auswerteperson: Paul Schwanitz
- Versuchsort: ①



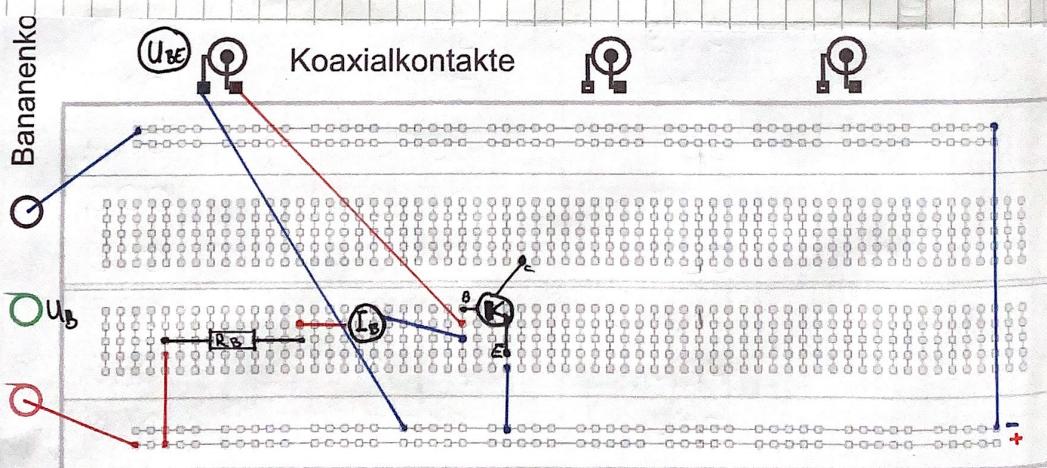
2. Eingangs-Kennlinien des Transistors

Zuerst wird das Steckbrett entsprechend der Abb. EL1.4 (a) aufgebaut.

Schaltplan:



Der aufgebaute Schaltplan wurde noch einmal so, wie der Schaltplan auf dem Steckbrett verwirklicht.



Die Schaltung gilt für den npn-Transistor.

Als nächstes wurde R_B auf $1k\Omega$, mit Hilfe des Widerstandskreide, festgelegt.

Nun die S

Nun wird die Spannung U_B schrittweise erhöht und die Messwerte aufgenommen.

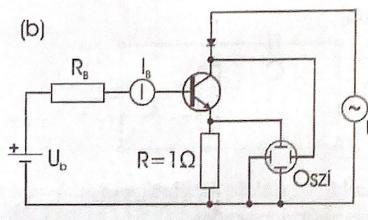
Es wird jeweils I_B und U_{BE} mit dem DMM gemessen. U_B wird am Voltmeter eingestellt.

I_B in mA	U_{BE} in V	U_B in V
0,01	0,570	0,58
0,05	0,605	0,65
0,10	0,624	0,72
0,15	0,637	0,78
0,20	0,648	0,84
0,25	0,654	0,90
0,30	0,661	0,95
0,35	0,666	1,01
0,40	0,671	1,07
0,45	0,674	1,11
0,50	0,678	1,18
0,55	0,682	1,23
0,60	0,684	1,28
0,65	0,687	1,34
0,70	0,690	1,39
0,75	0,692	1,44
0,80	0,694	1,49
0,85	0,696	1,54
0,90	0,699	1,60 Fortsetzung

I_B in mA	U_{BE} in V	U_B in V
0,95	0,700	1,65
1,00	0,702	1,70
1,05	0,704	1,75
1,10	0,706	1,80
1,15	0,707	1,85
1,20	0,708	1,90
1,25	0,710	1,95
1,30	0,711	2,00
1,40	0,714	2,11
1,60	0,719	2,32
1,80	0,722	2,52
2,00	0,726	2,72
2,20	0,729	2,93
2,40	0,732	3,13
2,60	0,735	3,33
2,80	0,738	3,53
3,00	0,740	3,74
3,20	0,743	3,95
3,40	0,745	4,14
3,60	0,747	4,34
3,80	0,748	4,55
4,00	0,750	4,75

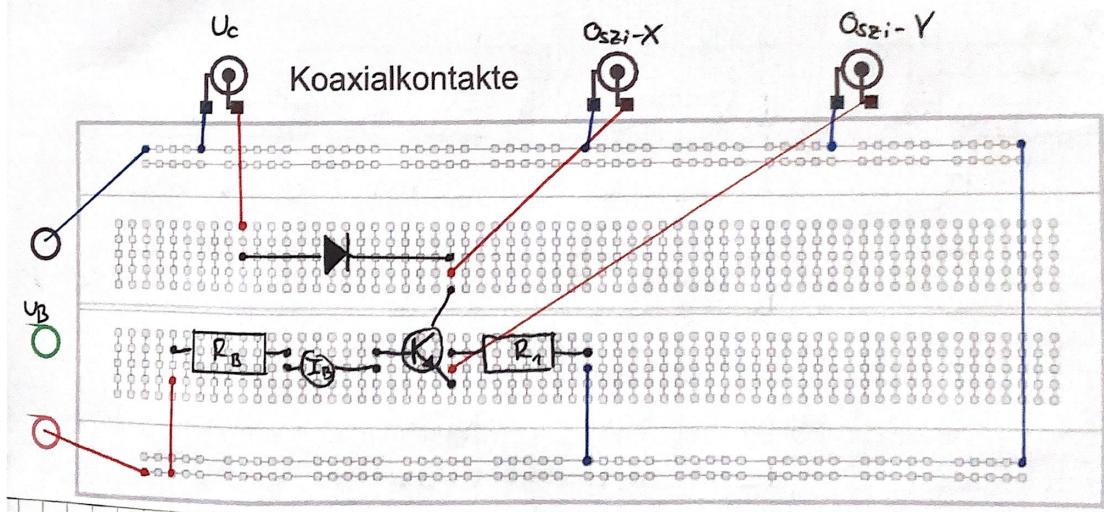
3. Ausgangskennlinienfeld des Transistors

Nun wird das Steckbrett entsprechend dem Schaltplan E11.4 (b) aufgebaut.



Für einen
hpn-Transistor
DC 107

Der Schaltplan wurde wie folgt auf dem Steckbrett verwirklicht:



Mithilfe dieser Schaltung erscheint die Ausgangskennlinie $I_C(U_{CE})$ für verschiedene I_B auf dem Oszilloskop.
 I_B wird mit dem DMM gemessen.

Am x-Eingang des Oszilloskop liegt die Spannung $U_x = U_{CE} + R I_E$ und am y-Eingang $U_y = R I_E$.

ES wird

jetzt wird U_C auf 10Vpp und 100Hz - 200Hz eingestellt.

R_B ist wieder $1 \text{ k}\Omega$ mit Widerstandsdekade bestimmt. ~~mit~~

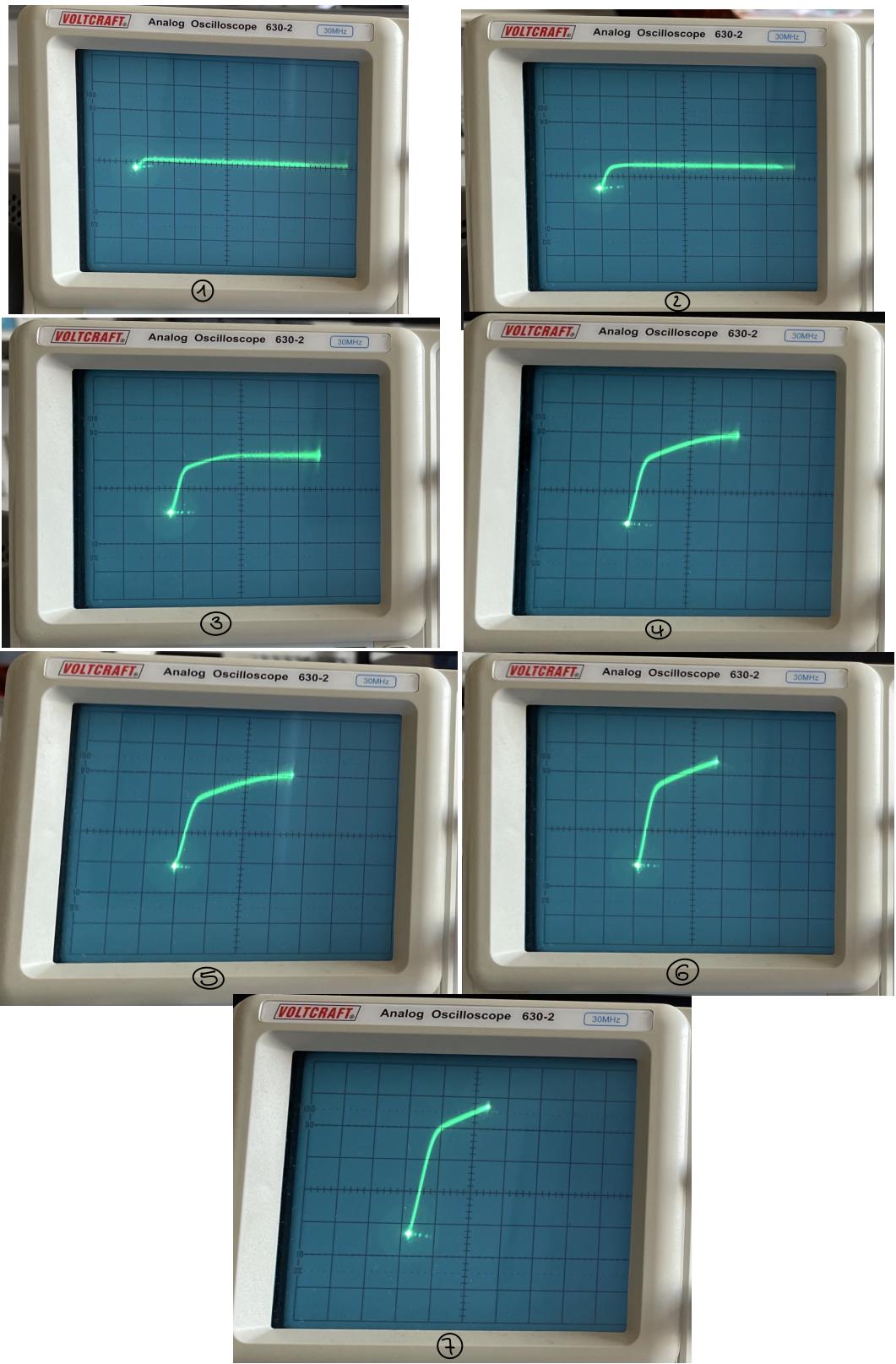
R_A ist $1 \text{ M}\Omega$ mit Widerstandsdekade bestimmt.

Nun wird U_B solange erhöht, bis das gesuchte I_B erreicht wird.

Danach wird ein Foto vom Oszilloskopbildschirm gemacht.

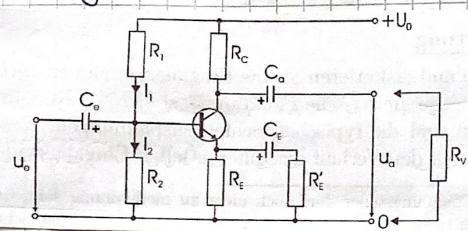
Messung:

Bild-Nr.	U_B in V	I_B in mA	$\frac{V}{\text{div}}(x)$	$\frac{V}{\text{div}}(y)$
1	0	0	0,5V	20mV
2	0,69	0,05	0,5V	20mV
3	0,76	0,1	0,5V	20mV
4	0,89	0,2	0,5V	20mV
5	1,01	0,3	0,5V	20mV
6	1,12	0,4	0,5V	20mV
7	1,23	0,5	0,5V	20mV

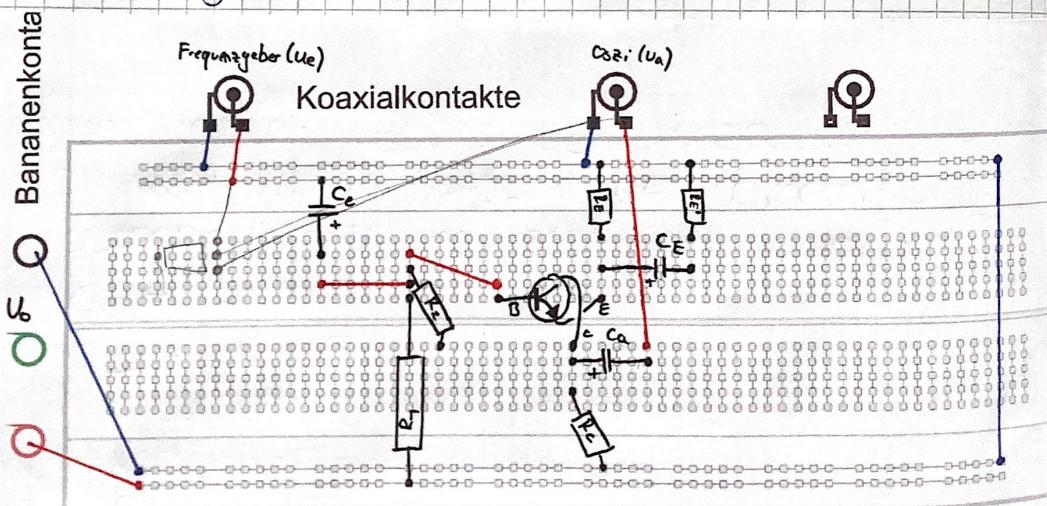


4. Emitterschaltung. Arbeitspunktstabilisierung und Signaverstärkung

Nun wird der Schaltplan nach Abb. EL.3 mit einem Transistor BC 107 gezeigt aufgebaut.



Auf dem Steckbrett wurde es wie folgt verwirklicht.



Im Zuge der Vorbereitung wurden bereits die gebrauchten Werte g berechnet. Die Werte für diesen Schaltplan sind:

Größe	Wert
U_0	12 V
$U_{C,A}$	6 V
I_{CA}	2 mA
V	5
F_n	100 Hz (Durchverstärkung) (niedrigste Frequenz)
R_i	120 k Ω
R_C	2,7 k Ω
R_2	22 k Ω
R_E	560 Ω

4.1

Wie oben angegeben wird der Schaltplan gezeichnet, allerdings werden die Kondensatoren und R_E' durch Drahtbrücken ersetzt. weggelassen.

4.2

Nun wird mit dem DMM U_o, Kollektor-, Basis- und Emitterpotenziale U_C, U_B, U_E gegen Masse gemessen, wenn kein Eingangssignal anliegt.

Die Erwartungen, also die Dimensionierung werden überprüft.

Sie stimmen mit den erwarteten Werten aus der Vorbereitung überein:

	Theorie	Experiment
Kollektor	60V	6,7V
Basis	18V	1,7V
Emitter	1,10V	1,08V

Nun werden C_E und c_e eingebaut.

Die Werte wurden wieder in der Vorbereitung berechnet, diese sind jedoch nicht vorhanden.

$$C_E = 220 \mu F$$

$$C_e = 220 \mu F$$

Aus diesem Grund, werden die oben angegebene gen verwendet.

4.3

Als nächstes wird U_e vom Frequenzgenerator geliefert und U_e , U_a mit dem Oszilloskop gemessen.

Es wird eine Frequenz von 1 kHz eingestellt.

Nun wird U_e schrittweise vergrößert, und U_a beobachtet.

Man sieht sofort, dass das Eingangssignal um ein Vielfaches durch den Transistor verstärkt wurde.

Ab einer Spannung von 55 mVpp fängt dieser an zu Übersteuern, für den x-Kanal (Frequenzgeber) gilt $0,1 \frac{\text{V}}{\text{div}}$ für den y-Kanal (verstärkte Spannung) gilt $5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$.

Auf Bild 1 sieht man, noch keine Übersteuerung. ~~Fehler~~:

Auf Bild 2 erkennt man sie hingegen sehr gut.

Bild 1

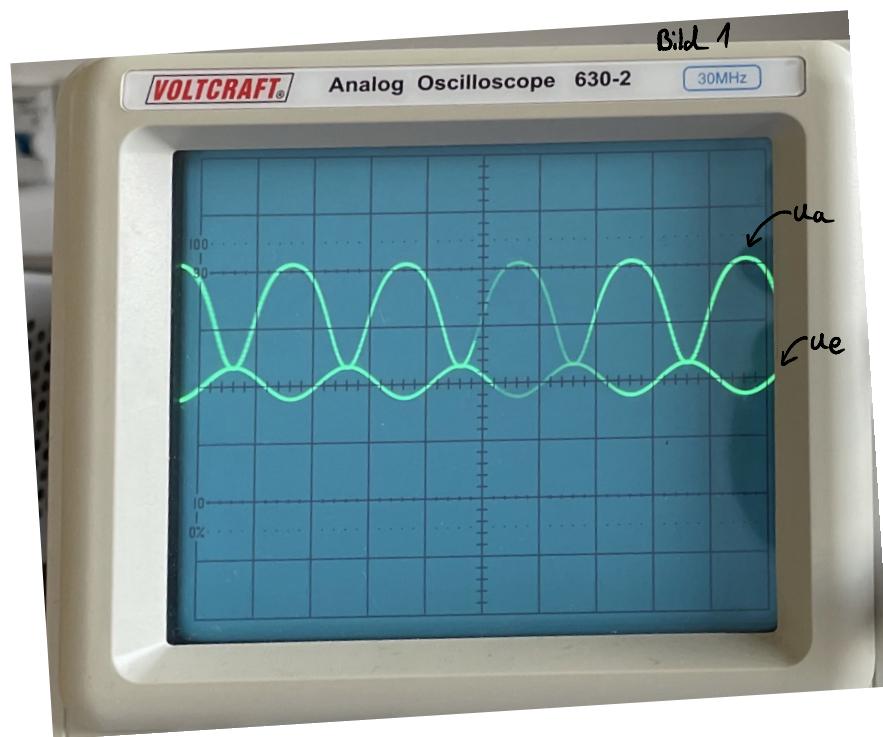
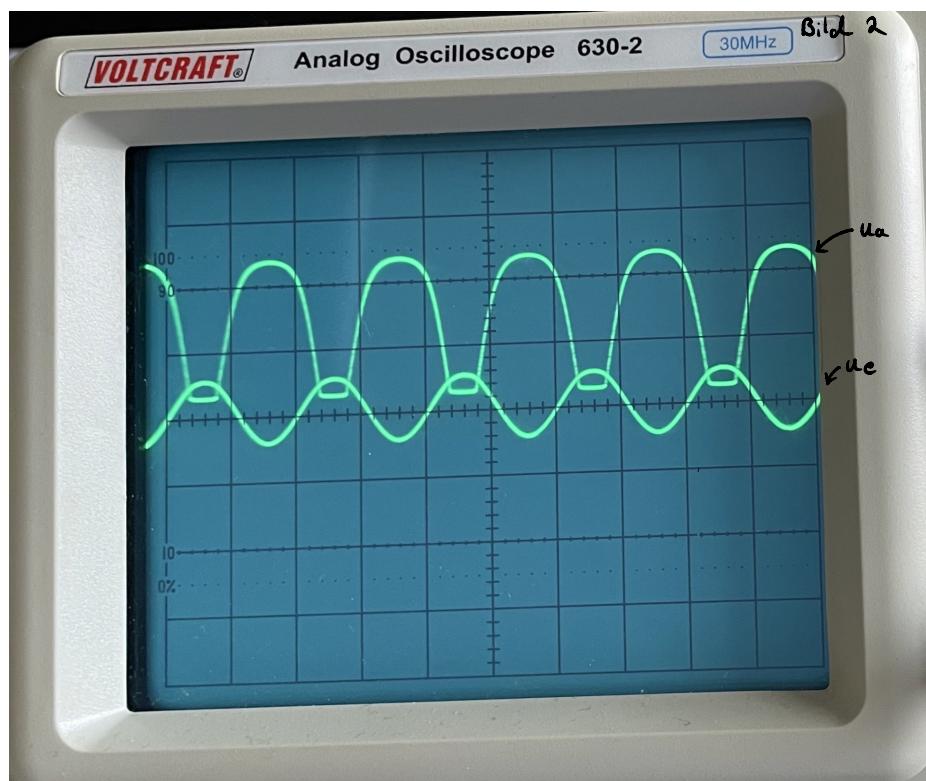


Bild 2



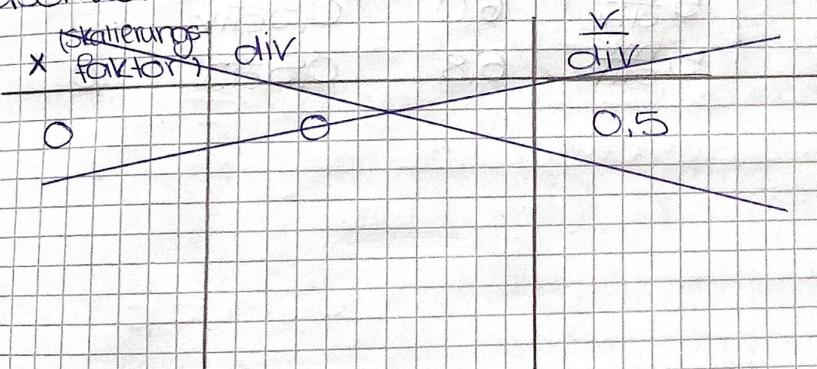
4.4

Als nächstes wird die Wechselspannungsverstärkung
 $V = \frac{U_a}{U_e}$ bei 1V Hz gemessen.

Diese wird am Oszilloskop für verschiedene Eingangsspannungen U_e dargestellt.

U_e berechnet sich mit $20mV_{pp} \cdot z$, wobei z der eingestellte Wert am Spannungsteiler ist.

Es wird die AC-Kopplung am Oszi verwendet, da der Gleichstromanteil von U_a vernachlässigt werden soll. Da sonst die Messung erschwert muss wird.



$\frac{u_e}{\text{div}(x)}$	$\frac{v}{\text{div}(x)}$	$\frac{u_o}{\text{div}(y)}$	$\frac{v}{\text{div}(y)}$	z
0	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	0	$0,1 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0
0,4	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,8	$0,1 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,1
0,8	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,6	$0,2 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,2
1,2	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	4,6	$0,2 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,3
1,4	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	6,6	$0,2 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,4
1,8	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,2	$0,5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,5
2,0	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	3,8	$0,5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,6
2,4	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	4,4	$0,5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,7
2,8	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	5,0	$0,5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,8
3,2	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	6,0	$0,5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	0,9
3,8	$5 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$	6,8	$0,5 \frac{\text{V}}{\text{div}}$	1,0

4.5

Nun wird der Ausgangswiderstand r_a , indem als Verbraucher R_V eine Widerstandsdekade angeschlossen wird.

Damit diese

jetzt wird die Widerstandsdekade so eingestellt, dass sie die Hälfte von der unbelasteten Ausgangsspannung hat. In unserem Fall $1,7\text{ V}$ für U_A , die unbelastete Ausgangsspannung beträgt $6,83,4\text{ V}$. \otimes

Der Widerstand r_a lautet $2877\text{ }\Omega$.

\otimes

\otimes Dieser Wert wird auf der WID mithilfe eingestellt und auf dem OSZ.

Dieser Wert wird mithilfe des Oszilloskop gemessen, bei $0,5\text{ div.}$

4.6

Nun wird der Eingangswiderstand r_e der Verstärkerstufe bestimmt, indem die Widerstandsdeckade R_D in Serie zum Eingang geschaltet wird, nach dem Schaltplan Abb. EI 1.5 b)

R_D muss so eingestellt werden, dass $U_e = \frac{U_s}{2}$ gilt.

Nun wird es mit dem Oszilloskop abgeglichen. Das heißt in dem oben angegebenen Verhältnis

Die Eingangsempfindlichkeiten des Oszilloskops werden so gewählt, dass bei Deckungsgleichheit übertragung gilt: $U_a = \frac{U_s}{2}$.

Die Widerstandsdeckade zeigt an 7742 -n

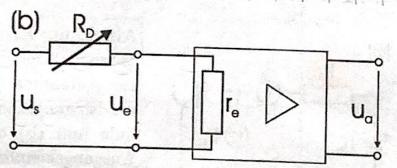
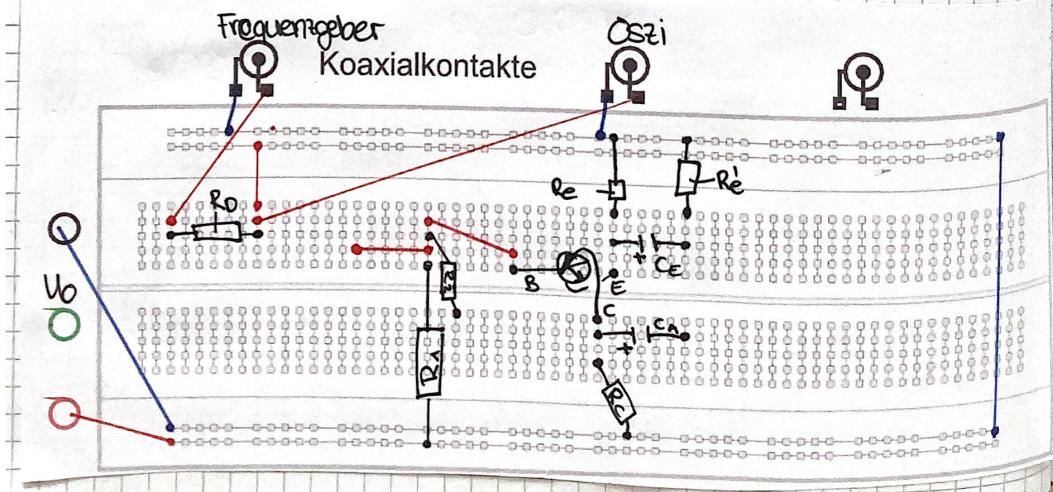


Abb EI 1.5 b
§



4.7

Nun werden R_E' verschiedene Widerstände eingesetzt. Es wird jeweils die Leerlaufverstärkung V_A' und Eingangswiderstand r_e' bestimmt.

$R_E' \text{ in } \Omega$	V_A'	$r_e' \text{ in } \Omega$
68	$\frac{3,4 \cdot 0,2 \text{ V}}{2 \cdot 0,01 \text{ mV}}$	9302
150	$\frac{2 \cdot 0,2 \text{ V}}{2 \cdot 0,01 \text{ mV}}$	1200
∞ $\rightarrow C_E \text{ wird entfernt}$	$\frac{1,8 \cdot 0,05 \text{ V}}{2 \cdot 0,01 \text{ mV}}$	1500

5. Messgeräte und Fehler

- Oszilloskop:

Analog Volcraft 630-2

Nr. 129640

Eingangsimpedanz $1M\Omega$, $25pF$

Genauigkeit: \pm Vertical $0,1 \text{ div} = Sa$

- Frequenzgenerator:

Agilent 33220 A

Nr. 72787

Genauigkeit (bei 1kHz) $\pm 1\% \text{ (Amplitudenspannung)}$

- DMM

Volcraft VC270 (2 Stück)

Genauigkeit: (Spannung)

bis 400mV $\pm (0,8\% + 3)$

bis 400V $\pm (0,8\% + 1)$

Ablesefehler

400mV $Sa = 0,1\text{mV}$

4V $Sa = 1\text{ mV}$

40V $Sa = 0,01\text{V}$

400V $Sa = 0,1\text{V}$

- Genauigkeit (Strom)

bis 400mA $\pm (1,01 \cdot + 2)$

bis 400mA $\pm (1,21 \cdot + 3)$

bis 10 A $\pm (1,51 \cdot + 5)$

- Ablesefehler

4000mA $S_a = 0,001mA$

40mA $S_a = 0,01mA$

400mA $S_a = 0,1mA$

4A $S_a = 0,001A$

10V $S_a = 0,01A$

- Widerstandsdegrade

1) Nr. F89963

2) Nr. 6.17323

Restfehler: $\pm (1,01 \cdot + 0,3)$

- Spannungsnetzteil:

HAMEG: Triplepowersupply HM 7042-5

6. Unterschriften

Paul Schwanitz
AUS: Paul Schwanitz

Dominik Müller
MES: Dominik Müller

Anna-Maria Pleys
PRO: Anna-Maria Pleys

Literaturverzeichnis

BÜTTGENBACH, S. 2016 *Mikrosystemtechnik - Vom Transistor zum Biochip*, 1. Auflage. Heidelberg: Springer.

ELEKTRONIK-KOMPENDIUM 2021 Elektronik-kompendium. URL <https://www.elektronik-kompendium.de> – Zugriffsdatum: 31.03.2021.

H. J. EICHLER, H. KRONFELDT UND J. SAHM 2006 *Das Neue Physikalische Grundpraktikum*, 2. Auflage. Heidelberg: Springer.

WIKIPEDIA 2021 Transistor. URL <https://de.wikipedia.org/wiki/Transistor> – Zugriffsdatum: 31.03.2021.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Schaltplan des Hochpass	6
2.2	Schaltbild des pnp-Transistors mit allen relevanten Spannungen und Strömen. U_{BE} : Basis-Emitter-Spannung, U_C : Kollektorspannung, I_B : Basisstrom, I_C : Kollektorstrom.	7
2.3	Einganskennline	8
2.4	Ausganskennlinie bei verschiedenen I_B mit $I_{B_1} < \dots < I_{B_3}$ und Lastgerade(lila)	8
2.5	Emitterschaltung	9
2.6	Basisschaltung	9
2.7	Kollektorschaltung	9
2.8	Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung (Aus Versuchsanleitung)	11
4.1	Aufgenommene Einganskennlinie	14
4.2	Differentieller Eingangswiderstand gegen den Basisstrom	16
4.3	Abb. El1.4 b Schaltplan	19
4.4	Skizziertes Ausgangskennlienienfeld.	20
4.5	Verstärkung der Transistors bei zunehmenden Basisstrom	22
4.6	Aufbau: Emitterschaltung	23
4.7	Verstärkungsgerade	30
4.8	Aufbau: Bestimmung Eingangswiderstand	31

Tabellenverzeichnis

4.1	Werte der Eingangskennlinie	17
4.2	Werte zum differentiellen Eingangs widerstand	18
4.3	Werte für das Ausgangskennlinienfeld	19
4.4	differenzieller Transistor-Ausgangswiderstand	21
4.5	Werte für die Verstärkung B.	21
4.6	Dimensionierung der Bauteile	24