

Graz University of Technology

Institut für Materialphysik der Technischen Universität Graz

LABORÜBUNGEN: ELEKTRONIK UND COMPUTERUNTERSTÜTZTE MESSTECHNIK

Übungsnummer: 1

Übungstitel: Die Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung

Gruppennummer: 7

Name: Maximilian PHILIPP

Name: Michael HINTERLEITNER

Mat. Nr.: 11839611

Mat. Nr.: 12002411

Datum der Übung: 06.04.2022

Sommersemester 2022

Inhaltsverzeichnis

1	Aufgabenstellung	3
2	Vorbereitung	8
3	Grundlagen	10
4	Versuchsdurchführung	11
4.1	Simulation	11
4.1.1	Schaltung ohne Überbrückungskondensator	11
4.1.2	Schaltung mit Überbrückungskondensator	16
4.1.3	Schaltung ohne Emitterwiderstand & Überbrückungskondensator	21
4.2	Steckbrett	26
4.2.1	Normalbetrieb	29
4.2.2	Übersteuerungsbetrieb	31
4.2.3	Frequenzvariation	33
5	Auswertung	34
5.1	Simulation	34
5.1.1	Schaltung ohne Überbrückungskondensator	34
5.1.2	Schaltung mit Überbrückungskondensator	35
5.1.3	Schaltung ohne Emitterwiderstand & Überbrückungskondensator	35
5.1.4	Verstärkung	35
5.2	Steckbrett	36
5.2.1	Normalbetrieb	36
6	Diskussion und Zusammenfassung	37
6.1	Diskussion	37
6.1.1	Verstärkung	37
6.1.2	Übersteuerung	37
6.1.3	Temperaturabhängigkeit	38
6.1.4	Frequenzabhängigkeit	39
6.2	Zusammenfassung	39

Elektronik und computerunterstützte Messtechnik**Labor, SS 2022****PHY.I02UF****Übung 1 Die Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung****Abgabe der Vorbereitung bis Freitag, 1. April 2020 12 Uhr****Briefkasten Institut 517 Materialphysik im EG****Praktikumstermine: 6.4 bis 8.4. 2022****Angaben:****Arbeitspunkt:**Kollektorruhepotential im Arbeitspunkt $V_{C,A} = 7,5 \text{ V}$ Kollektorstrom im Arbeitspunkt: $I_{C,A} = 4 \text{ mA}$

Betriebsspannung: 15 V

Eingangswechselspannungsquelle: $f = 1 \text{ kHz}$ Untere Grenzfrequenz der Schaltung $f_{\min} = 100 \text{ Hz}$ (siehe Anhang)

Es soll eine Wechselspannungsverstärkung mit Gleichstromgegenkopplung

(ohne Überbrückungskondensator C_E) $\frac{V_u}{V_i}$ von 20 erreicht werden.**Widerstände und Bauteile:**Innenwiderstand der Signalspannungsquelle $R_i = 600 \Omega$ Lastwiderstand $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$

Transistor BC 107B (npn)

Zum Aufbau stehen die Widerstände der Normwertreihe E12 zur Verfügung

Vorbereitung**Schaltungdimensionierung:**

- Lesen Sie alle h-Parameter und ihre Korrekturfaktoren aus dem Datenblatt (siehe Anhang) aus, geben Sie die daraus berechneten Werte und ihre Bedeutung an.
- Berechnen Sie den Kollektorwiderstand R_C für die vorliegende Betriebsspannung.
- Berechnen Sie den Emitterwiderstand R_E für eine Spannungsverstärkung von $\frac{V_u}{V_i}$ ohne Überbrückungskondensator C_E und mit einem Lastwiderstand von R_L . Falls Sie dabei eine vereinfachte Formel verwenden überprüfen Sie deren Anwendbarkeit (ist r_{BE} in der gleichen Größenordnung wie R_E ?).
- Ermitteln Sie den Basisstrom $I_{B,A}$ und die Basis-Emitter-Spannung $U_{BE,A}$ im Arbeitspunkt aus den beiden Ausgangskennlinienfeldern für das vorliegende Kollektorruhepotential. Tragen Sie den Arbeitspunkt und die Arbeitsgerade für I_B ein!
- Berechnen Sie das Basisruhepotential $V_{B,A}$ unter Einbeziehung des Emitterwiderstands.
- Wählen Sie einen Querstrom I_q und berechnen Sie den Basisspannungsteiler R_1, R_2 .

Schaltungsparameter:

- Berechnen Sie den Eingangswiderstand r_e des Verstärkers mit Gegenkopplung ohne C_E (siehe Abb.2).
- Berechnen Sie den Ausgangswiderstand r_a des Verstärkers mit Gegenkopplung ohne C_E .
- Berechnen Sie die folgenden Hochpässe: Eingangskondensator C_e , Ausgangskondensator C_a und Überbrückungskondensator C_E (folgen Sie dabei der Anleitung im Anhang)
- Wie groß ist die Spannungsverstärkung $\frac{V_{u,C_E}}{V_u}$ mit dem Überbrückungskondensator C_E ?
- Berechnen Sie die maximale Eingangsspannung mit und ohne C_E , sodass der Transistor nicht übersteuert wird.

Skizze:

- Zeichnen Sie einen Schaltplan (mit Lineal), bezeichnen Sie die berechneten Bauteile und Potentiale und tragen Sie auch deren Werte in die Skizze ein.
Achten Sie dabei bitte auf eine ordentliche Form.

Praktische Durchführung
Simulation:

- 1.1 Bauen Sie die Schaltung mit dem Programm **PSPICE LT** gemäß der berechneten Parameter ohne den Überbrückungskondensator C_E auf.
- 1.2 Stellen Sie eine Eingangs-**Sinusspannung** von 1 kHz mit einer Amplitude innerhalb der Übersteuerungstoleranzen ein, erzeugen Sie ein Simulation Profil (Time Domain) und nehmen Sie jeweils die Eingangsspannung und die Ausgangsspannung in einem Plot über die Zeit auf. Lassen Sie sich auch die Spannungen und Ströme im Schaltbild anzeigen um den Arbeitspunkt diskutieren zu können. Berechnen Sie daraus die simulierte Verstärkung und diskutieren Sie die beiden Diagramme und ihren Zusammenhang.
- 1.3 Testen Sie wie hoch die maximale Eingangsspannung werden darf bis der Transistor in der Simulation übersteuert. Übersteuern Sie ihn anschließend und nehmen Sie wieder die Eingangsspannung sowie die Ausgangsspannung nach der Zeit auf und diskutieren Sie anhand dieses Plots die auftretenden Verzerrungen.
- 1.4 Erstellen Sie einen DC Sweep in Abhängigkeit der Temperatur und zeigen Sie die Änderung des Kollektorpotentials. Diskutieren Sie die Konsequenzen einer Temperaturerhöhung.
- 1.5 Nehmen Sie die Ausgangsspannung über der Zeit für verschiedene Temperaturen in einem Diagramm dar und diskutieren Sie diesen Plot.
- 2.1 Bauen Sie nun den Überbrückungskondensator C_E ein. **Verfahren Sie wie bei 1.2 bis 1.5.**
- 3.1 Auch wenn die Schaltung prinzipiell nicht dafür ausgerichtet ist – bauen Sie R_E und C_E aus und untersuchen Sie die Verstärkung und die Temperaturabhängigkeit des Kollektorpotentials ohne jegliche Rückkopplung. (Beachten Sie, dass der Arbeitspunkt dabei unvorteilhaft verschoben wird.)

Aufbau am Steckboard

- 1.1 Bauen Sie die Schaltung am Steckboard gemäß der berechneten Parameter ohne den Kondensator C_E auf. Nähern Sie sich bei Ihren berechneten Widerstandswerten durch Serienschaltung der vorhandenen Fixwiderstände der Reihe E12 auf ein vernünftiges Maß an. Führen Sie den Eingangsspannungsteiler mit einem Fixwiderstand und einem Potentiometer aus um den Arbeitspunkt anpassen zu können. Notieren Sie die tatsächlich verwendeten Widerstandswerte (messen Sie hierfür die Widerstände aus, diese weichen nämlich teilweise erheblich von ihrem nominellen Wert ab).
- 1.2 (**Überprüfen der Schaltung durch einen Betreuer bevor Inbetriebnahme!**)
Verwenden Sie das Netzgerät für eine konstante Versorgungsspannung messen Sie das Kollektorpotential $V_{C,A}$, stellen Sie es wenn nötig mit Hilfe des Potentiometers auf den gewünschten Wert ein. Protokollieren Sie die angepassten Widerstandswerte und die folgenden Größen U_{CE} , U_{BE} , V_C , V_B , I_C , I_B um den Arbeitspunkt evaluieren zu können.
- 1.3 (**Überprüfen der Schaltung durch einen Betreuer bevor Inbetriebnahme!**)
Stellen Sie nun eine sinusförmige Wechselspannung mit Hilfe des Funktionsgenerators von 1kHz ein und benützen Sie dieses Signal als Eingangssignal für Ihre Schaltung. Stellen Sie nun die Eingangsspannung und die Ausgangsspannung mittels Oszilloskop dar und zwar jeweils mit und ohne C_E . Laden Sie die Bilder oder wahlweise die Daten mittels dem Programm **Open Choice Desktop** herunter, diskutieren Sie diese, berechnen Sie die Verstärkungen und vergleichen Sie die Daten mit der Simulation.
- 1.4 Überprüfen Sie die Übersteuerungsgrenze mit und ohne C_E und nehmen Sie auch hier die Eingangsspannung und die Ausgangsspannung im übersteuerten Betrieb mittels Oszilloskop auf.
- 1.5 Variieren Sie nun die Frequenz und zeigen Sie die diesbezüglichen Grenzen der Schaltung. Diskutieren Sie mit Hilfe eines Oszilloskopbildes die Konsequenzen.
- 1.6 Während Sie das Live-Oszilloskopbild betrachten, können Sie mittels Körpertemperatur das Metallgehäuse des Transistors erwärmen. Schauen Sie sich die Folgen genau an und diskutieren Sie diese.
- 1.7 Bauen Sie die Schaltung ab, ordnen Sie die Bauteile wieder in die dafür vorgesehenen Boxen, schalten Sie alle Geräte die Sie verwendet haben aus und verlassen Sie den Platz so wie Sie ihn vorgefunden haben.

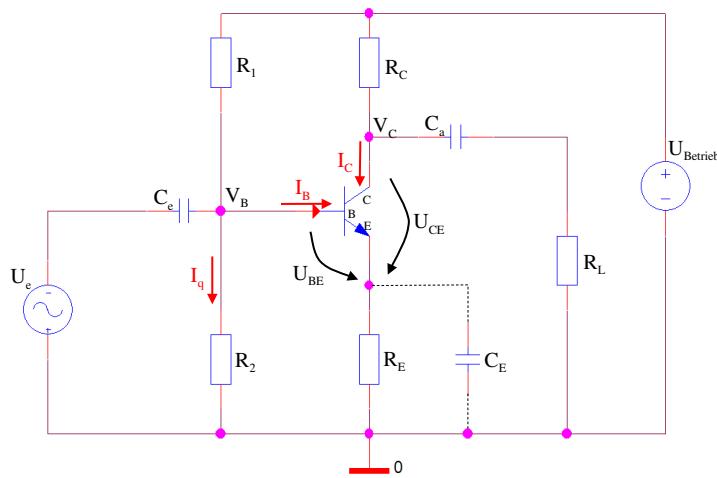
Anhang:


Abb.1: Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung

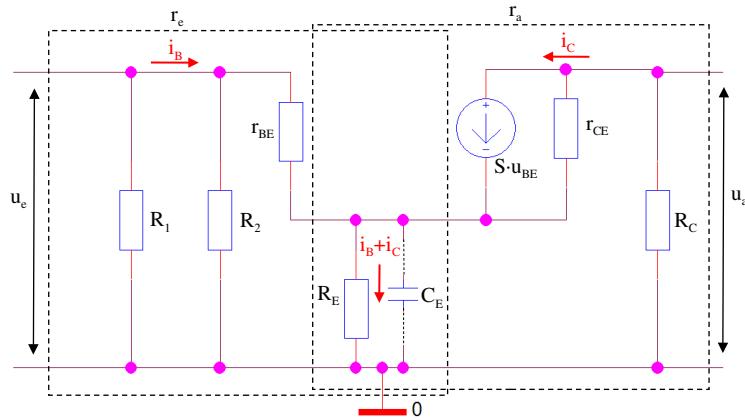


Abb.2: Ersatzschaltung für Eingangs- und Ausgangswiderstand des Verstärkers für das Wechselspannungssignal

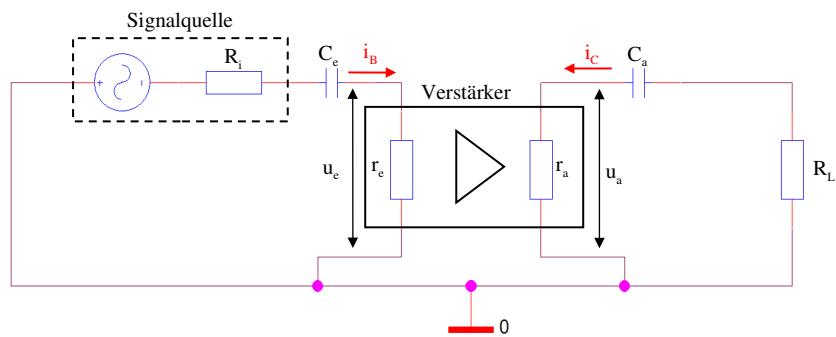


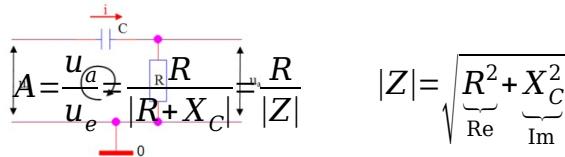
Abb.3: Ersatzschaltbild zur Dimensionierung der Koppel-Kondensatoren

Dimensionierung der Hochpässe in der Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung:

Ein Hochpassfilter ist eine Schaltung die Spannungssignale hoher Frequenzen praktisch ungedämpft durchlässt, tiefe Frequenzen aber unterdrückt. Da sich der Kondensator beim Anlegen einer Gleichspannung nur ein Mal lädt und danach keinen weiteren Stromfluss erlaubt bildet er für ein solches Signal einen unendlichen

Widerstand über den die gesamte Gleichspannung abfällt und kein Strom fließen kann. Bei hochfrequenten Wechselspannungen lädt und entlädt sich der Kondensator ständig und Ladungsträger fließen richtungsabwechselnd auf die Kondensatorplatten. Ein solcher Wechselstrom kann also beinahe ungehindert fließen und auch das Wechselspannungssignal bleibt dadurch erhalten.

Da die Durchlässigkeit eine Funktion der Frequenz ist, stellt ein Hochpassfilter praktisch einen Frequenzabhängigen Spannungsteiler dar (vgl. Spannungsteilerformel $R_1/(R_1+R_2)$).



$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + X_C^2}{\text{Re} \quad \text{Im}}}$$

A: Übertragungsfaktor
 u_a, u_e : Aus-, Eingangsspannung
Z: Impedanz
R: Realwiderstand
 X_C : Komplexwiderstand von C

Die Übertragungsfunktion eines typischen Hochpasses erreicht eine Durchlässigkeit von $A_{fg} = 1/\sqrt{2}$ also ca. 70% bei der sogenannten Grenzfrequenz f_g (Hier tritt auch eine Phasenverschiebung von 45° auf). Es gilt an diesem Punkt also:

$$A_{fg} = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow \text{Re}(Z) = \text{Im}(Z)$$

Berechnen Sie nun X_C indem Sie die Impedanz der Masche in der der Kondensator eingebaut ist angeben und die Bedingung $\text{Re}(Z) = \text{Im}(Z)$ erfüllen. Beachten Sie dass es sich um komplexe Spannungen und Ströme handelt und verwenden Sie deshalb immer den Absolutbetrag des resultierenden Vektors.

(Hier am Beispiel des Eingangskondensators C_e siehe Abb.3).

$$u_e = \sqrt{(u_{Ri} + u_{re})^2 + (u_{Ce})^2} = \sqrt{(i_B R_i + i_B r_e)^2 + (i_B X_{Ce})^2} \rightarrow \frac{u_e}{i_B} = Z = \sqrt{(R_i + r_e)^2 + (X_{Ce})^2}$$

Daraus folgt für die Grenzfrequenz die Bedingung $X_{Ce} = r_e + R_i$

Nun kann in die folgende Formel für die Grenzfrequenz eingesetzt werden um C_e zu berechnen:

$$f_g = \frac{1}{2\pi X_C C}$$

siehe: Tietze Schenk Glg 2.14; S.14
 f_g : Grenzfrequenz des Hochpassfilters
 X_C : Komplexwiderstand des Kondensators C
mit der Bedingung $|Z| = R_{\text{ges}} \cdot \sqrt{2}$
C: Kapazität des Kondensators

Die resultierende Grenzfrequenz für ein Netzwerk mit mehreren Hochpassfiltern mit der gleichen Grenzfrequenz, wie sie in der Verstärkerschaltung vorgesehen sind, bezeichnen wir als f_{\min} . Sie hängt wie folgt mit der Grenzfrequenz der einzelnen Filter zusammen:

$$f_{\min} = f_g \sqrt{n}$$

siehe: Tietze Schenk Glg 2.19; S.17
 f_{\min} : Grenzfrequenz der Reihenschaltung
 f_g : Grenzfrequenz der einzelnen Hochpassfilter
n: Anzahl der Hochpassfilter im Netzwerk

Gehen Sie bei der Dimensionierung von C_a wie bei C_e vor. Wenn Sie den Überbrückungskondensator C_E dimensionieren gehen Sie vom Schaltbild 2 aus, beachten Sie dabei, dass über den Kondensator die Ströme $i_B + i_C$ fließen und nehmen Sie die Masche U_e , u_{Ri} , u_{BE} , und u_{CE} zur Berechnung der Impedanz Z.

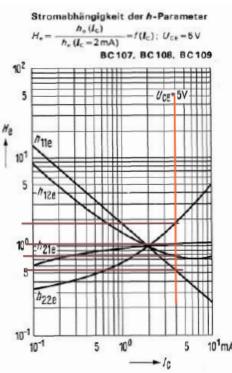
1) a) h-Parameter

$$h_{11e} = 4,15 \text{ k}\Omega$$

$$h_{12e} = 2 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21e} = 330 -$$

$$h_{22e} = 30 \text{ m}\Omega$$



3) Emitterwiderstand

$$\begin{aligned} U_a &= (U_{rce} + U_{re}) \parallel U_{rc} / U_{rl} \\ &= \left(\frac{1}{U_{rce}} + \frac{1}{U_{re}} + \frac{1}{U_{rc}} \right)^{-1} \\ &= \left(\frac{1}{i_c r_{ce} + (i_c + i_b) R_E} + \frac{1}{i_c R_c} + \frac{1}{i_c R_L} \right)^{-1} \end{aligned}$$

$$i_c + i_b \approx i_c \text{ da } i_c \gg i_b$$

$$\begin{aligned} &= i_c \frac{1}{\frac{1}{U_{rce} + R_E} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_L}} \\ &= \beta i_B \frac{1}{\frac{1}{U_{rce} + R_E} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_L}} \end{aligned}$$

$$U_e = U_{rbe} + U_{re}$$

$$= i_B V_{BE} + (i_B + i_c) R_E$$

$$i_c + i_b \approx i_c \text{ da } i_c \gg i_b$$

$$\approx i_B V_{BE} + i_c R_E$$

$$= i_B (r_{BE} + \beta R_E)$$

$$\begin{aligned} 0 &= V_u = \frac{U_a}{U_b} = \frac{\beta i_B}{i_B (r_{BE} + \beta R_E)} \frac{1}{\frac{1}{U_{rce} + R_E} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_L}} \\ &\quad r_{c+re} \gg R_c V_{RL} \\ &\Rightarrow \frac{1}{U_{rce} + R_E} \ll \frac{1}{R_L} \frac{1}{R_c} \end{aligned}$$

$$\approx \frac{\beta R_E R_c}{(r_{BE} + \beta R_E)(R_c + R_L)}$$

$$\Rightarrow R_E \approx \frac{1}{\beta} \left(\frac{\beta R_E R_c}{V_u (R_c + R_L)} - V_{BE} \right) = \frac{R_E R_c}{V_u (R_c + R_L)} - \frac{r_{BE}}{\beta}$$

$$R_c = 1,9 \text{ k}\Omega \quad r_{BE} = 2,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 2,2 \text{ k}\Omega \quad \beta = 350 \quad V_u = 20$$

$$R_E \approx 44 \text{ }\Omega \quad \xrightarrow{\text{ENL}} \underline{47 \text{ }\Omega}$$

b) Anpassung zum Arbeitspunkt

$$H_{11e}^V H_{12e}^C (2mA, 5V) = \tilde{h}_{11e} (4mA, 7,5V)$$

$$1,05 \cdot 0,95 \cdot 4,15 \text{ k}\Omega \approx 2,4 \text{ k}\Omega = r_{DE}$$

Ablesunsicherheit

$H_{11e}^V H_{12e}^C$

$$0,78 \cdot 0,95 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \approx 1,48 \cdot 10^{-4} = D$$

$$H_{21e}^V H_{22e}^C h_{21e} (2mA, 5V) = \tilde{h}_{21e}$$

$$1,05 \cdot 1,1 \cdot 330 \approx 350 = \beta$$

$H_{21e}^V H_{22e}^C$

$$0,85 \cdot 1,1 \cdot 30 \text{ m}\Omega = 48 \text{ m}\Omega \Rightarrow r_{CE} = \frac{1}{48} \text{ M}\Omega$$

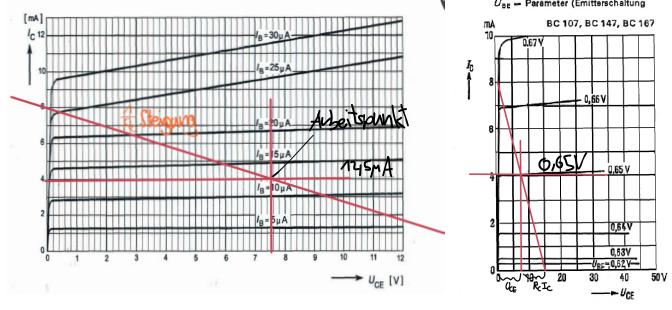
2) Kollektorschaltungswiderstand

$$U_{CA} = U_{CE}$$

$$U_{CE} = \frac{1}{2} U_B$$

$$R_C = \frac{U_B - U_{CA}}{I_{CA}} = \frac{7,5}{4 \cdot 10^{-4}} \text{ M}\Omega = 1,9 \text{ k}\Omega$$

$$\Rightarrow 2,2 \text{ k}\Omega$$



5) Basiswahlpotential $i_0 = 12,5 \text{ mA}$

$$\begin{aligned}
 V_B &= U_{DE} + U_{RE} = 0,65V + (i_B + i_C) \cdot R_E \\
 &= 0,65V + 4,0125 \text{ m} 44,2 \\
 &= 0,65V + 0,18V \\
 &= \underline{\underline{0,83V}}
 \end{aligned}$$

6) Querstrom & Spannungsteiler

$$I_Q := 6 \cdot I_B = 75 \mu\text{A}$$

$$R_1 = \frac{U_B - V_B}{I_A + I_B} = 162 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_B}{I_q} = 111 \text{ k}\Omega$$

$\xrightarrow{\text{Em}}$ 12 k\Omega

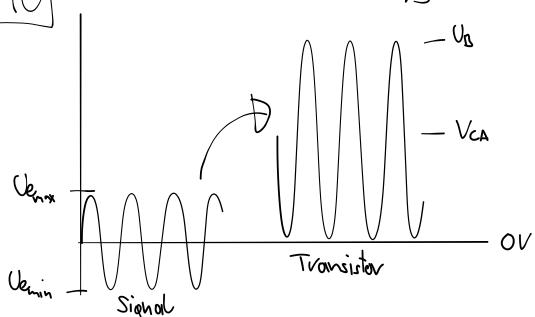
a) Verstärkung mit Überbrückungskondensator

$$V_{u1C_E} = \frac{U_a}{C_E} = \frac{I_c(V_a || R_L)}{bV_{BE} + (b + \beta)(R_E || X_{CE})}$$

$$= \frac{B(V_a || R_L)}{V_{BE} + B(R_E) |X_{CE}|} = 117$$

$$X_{CE} = \frac{R_i + V_{BE}}{n}$$

101



$$\Rightarrow |U_{\text{max}}| = |U_{\text{min}}| = \frac{U_0}{2V} \quad \text{wobei } V \text{ Verstärkung}$$

$$U_{\text{max}} = \frac{U_0}{2} \frac{1}{k_{\text{Fe}}} = 64 \text{ mV mit } C_{\text{E}}$$

$$U_{\text{max}} = \frac{U_0}{2V} = 375 \text{ mV ohne CE}$$

7) Eingangs- & Ausgangswiderstand

$$r_e = R_1 || R_2 || \frac{1}{R_{BE} + 3R_E} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{BE} + 3R_E}} = 6548\Omega$$

$$V_{\text{a}} = R_C / (R_C + R_E) = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_E}} = 1741 \Omega$$

81

$$\overline{f}_{\min} = f_g \sqrt{n} \quad n \# \text{Hochpässe CeCeCa}$$

$$f = f_{min}/\sqrt{3} = 100/\sqrt{3} \text{ Hz}$$

$$Re(z) = \ln(r)$$

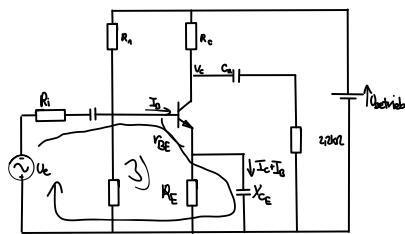
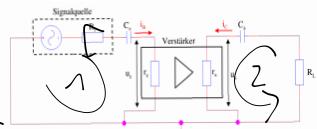
$$\Rightarrow \underline{x}_c = R_i + \underline{v}_e$$

$$C_e = \frac{\sqrt{3}}{2\pi f_{min} (R_i + V_e)} = 385 \text{nF}$$

2) Anoloc

$$\Rightarrow X_C = R_L + r_o$$

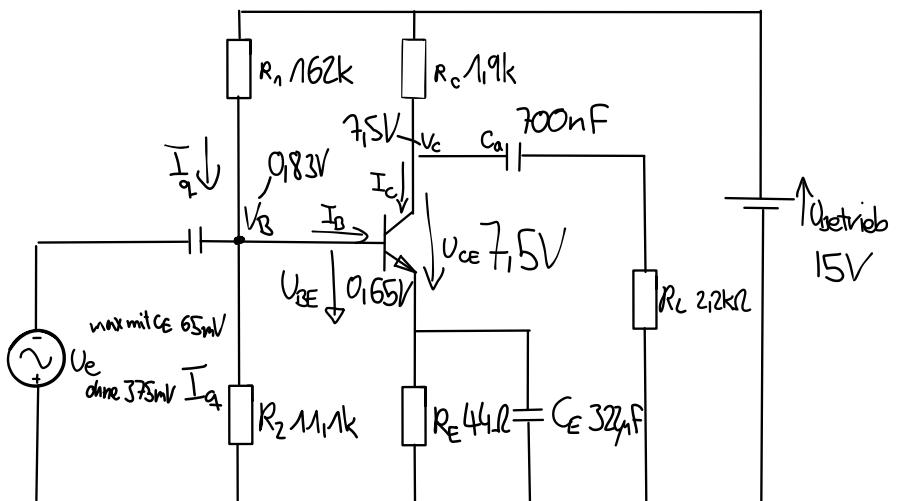
$$C_a = \frac{\sqrt{3}}{2\pi f_{min}(k_a + l_a)} = 700 \text{nF}$$



$$|U_E| = \sqrt{U_{ki}^2 + U_{SE}^2 + i(U_{CE})^2} = |B| \sqrt{(R_i + V_{SE})^2 + (B X_E)^2}$$

$$\frac{R_i + R_{BE}}{\beta} = X_C$$

$$C_E = \frac{\sqrt{3} B}{2\pi f_{min}(R_i + k_{BE})} = 322 \mu F$$



3 Grundlagen

Bipolartransistoren sind Halbleiterbauelemente mit zwei pn-Halbleiterübergängen (entweder npn oder pnp), bei denen gegensätzlich zu den Feldeffekttransistoren beide Arten von Ladungsträgern, Elektronen und Löcher/Defektelektronen, am Stromfluss beteiligt sind. Für Schaltungen mit Bipolartransistoren, die in der Elektronik zur Verstärkung respektive Schaltung verwendet werden, wird zwischen Emitter-, Basis- und Kollektorschaltung differenziert. Die Schaltungsbezeichnungen beruhen auf dem Anschluss, der als Bezug für Eingang und Ausgang dient. Diese Schaltungsarten sind in Abbildung 4 dargestellt; zu beachten ist, dass der Pfeil am Emitter des Transistors in die technische Stromrichtung zeigt.

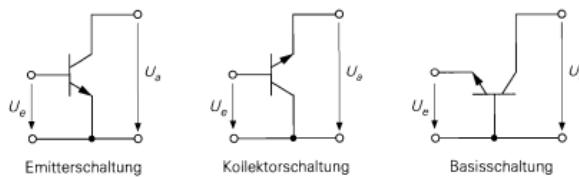


Abbildung 4: Darstellung der 3 Schaltungsarten mit Bipolartransistor [1]

In dieser Laborübung sind ausschließlich Emitterschaltungen von Relevanz, insbesondere jene mit Stromgegenkopplung, wodurch die Temperaturabhängigkeit der Schaltung kompensiert wird. Dies ist deswegen von hoher Relevanz, da Transistor-Schaltungen stets um einen bestimmten Arbeitspunkt betrieben werden (sollten). Dieser Arbeitspunkt wird über den Kollektorstrom I_C , Basisstrom I_B , der Kollektor-Emitterspannung U_{CE} beziehungsweise Basis-Emitterspannung U_{BE} festgelegt. Ein Anstieg der Temperatur würde diesen wiederum, aufgrund der Temperaturabhängigkeit von Halbleitern (pn-Übergang), verschieben. Dadurch wird eine Zunahme des Basisstroms I_B und infolge des Kollektorstroms I_C sowie eine Abnahme des Kollektorpotentials V_C bedingt. Um dies zu kompensieren, wird im Rahmen der Stromgegenkopplung ein Emitterwiderstand R_E implementiert. Dieser führt aufgrund des nun höheren Emitterstroms I_E , der sich gemäß der Kirchhoff'schen Knotenregel aus der Summe der Teilströme I_C und I_B (der allerdings vernachlässigt werden kann) ergibt, zu einer größeren Spannung U_{RE} , die am Emitterwiderstand abfällt. Dadurch nimmt die Basis-Emitterspannung U_{BE} ab und der Basisstrom wird geringer, genauso wie folglich der Kollektor- und Emitterstrom, was der ursprünglichen Erhöhung entgegenwirkt. [1]

Zur Berechnung der Ströme am Steckbrett (Kapitel Auswertung), des Basis- I_B und Kollektorstroms I_C , nachdem die an den Vorwiderständen R_1 und R_2 abfallenden

Spannungen U_{R1} respektive U_{R2} gemessen wurden, wird das Ohmsche Gesetz Gleichung 1 verwendet. Dabei bezeichnet wie gewohnt U die Spannung, I den Strom und R den Widerstand als die Proportionalitätskonstante beziehungsweise für einen nicht-linearen Verlauf r den differentiellen Widerstand an einem Arbeitspunkt. [1]

$$R = \frac{U}{I} \quad (1)$$

$$r = \left. \frac{dU}{dI} \right|_{Arbeitspunkt} \quad (2)$$

Die (Spannungs-)Verstärkung V der Schaltung ergibt sich aus dem Verhältnis zwischen Ausgangsspannung und Eingangsspannung gemäß Gleichung 3.

$$V = \frac{U_a}{U_e} \quad (3)$$

4 Versuchsdurchführung

4.1 Simulation

Zur Simulation der Emitterschaltung mit Gegenstromkopplung wird das Programm *LTSPICE* verwendet. Der Aufbau erfolgt analog zum skizzierten Schaltplan im Kapitel Vorbereitung. Auf die (Gerät-)Spezifikationen ist dementsprechend zu achten.

4.1.1 Schaltung ohne Überbrückungskondensator

Zunächst wird die Schaltung allerdings ohne Überbrückungskondensator, wie sie in Abbildung 5 zu sehen ist, verwendet. Nachdem alle Parameter gemäß den Angaben in der Simulation und insbesondere der Arbeitspunkt entsprechend dem theoretisch errechneten Wert eingestellt wurden (ca. 7,5 V), wurden die Eingangs- und Ausgangsspannung über der Zeit in einem Plot, durch Messung dieser Größen für einen geeigneten Zeitabschnitt (siehe Abbildung 5 im unteren Bildbereich), dargestellt.

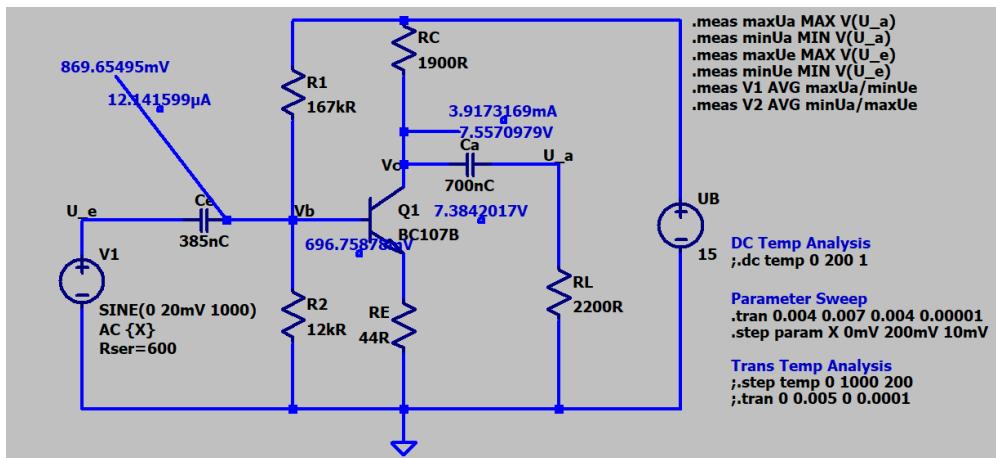


Abbildung 5: Schaltung ohne Überbrückungskondensator bei einem Sinus-Eingangssignal mit einer Amplitude von 20 mV, einer Frequenz von 1 kHz und einem Innenwiderstand von 600Ω ; mit der Eingangs- U_e und Ausgangsspannung U_a , den Eingangs- C_e und Ausgangskondensatoren C_a , den Vorwiderständen R_1 und R_2 , dem Kollektorwiderstand R_C , dem Emittierwiderstand R_E , dem Lastwiderstand R_L , dem Basispotential V_b , dem Kollektorpotential V_c , dem Transistor $BC107B$ und der Betriebsspannung U_B . Genauere Spezifikationen können dem Schaltbild entnommen werden.

Normalbetrieb In Abbildung 6 respektive Abbildung 7 ist der zeitliche Verlauf von Eingangs- und Ausgangsspannung der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator im Normalbetrieb dargestellt.

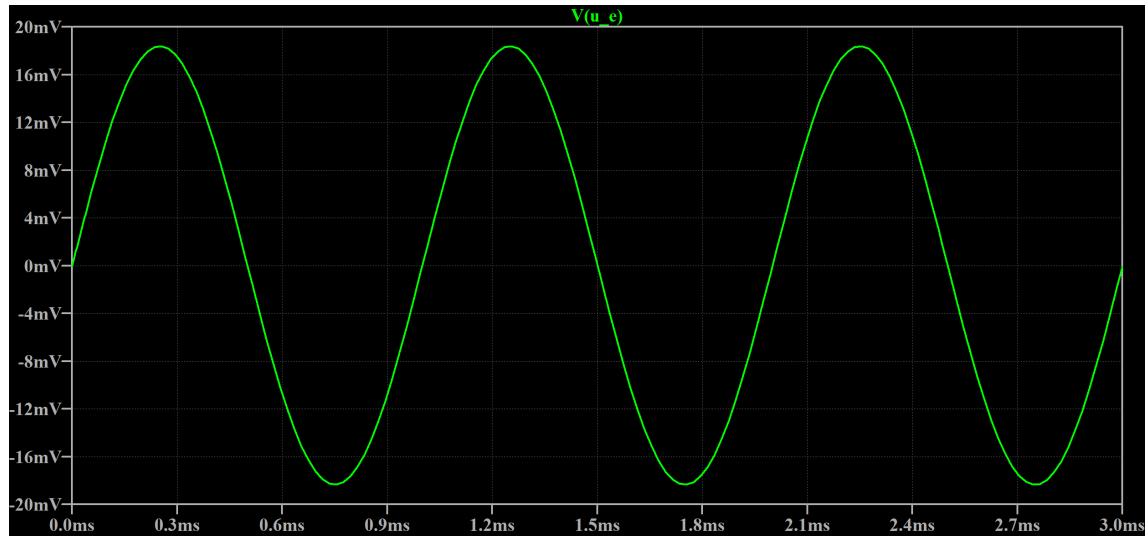


Abbildung 6: Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung $V(u_e)$ der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals

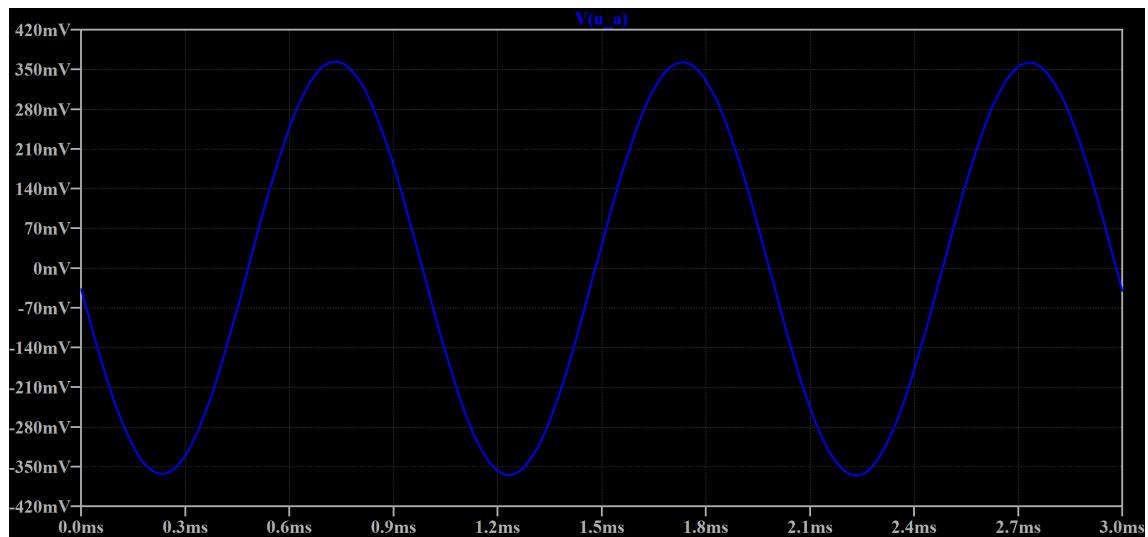


Abbildung 7: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals

Übersteuerungsbetrieb Um die Übersteuerungsgrenze zu finden, wurde ein Parameter-Sweep durchgeführt, wobei die Amplitude der Eingangsspannung variiert wurde. In

Abbildung 8 ist der Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung dargestellt. Dadurch konnte die Übersteuerungsgrenze visuell bestimmt werden.

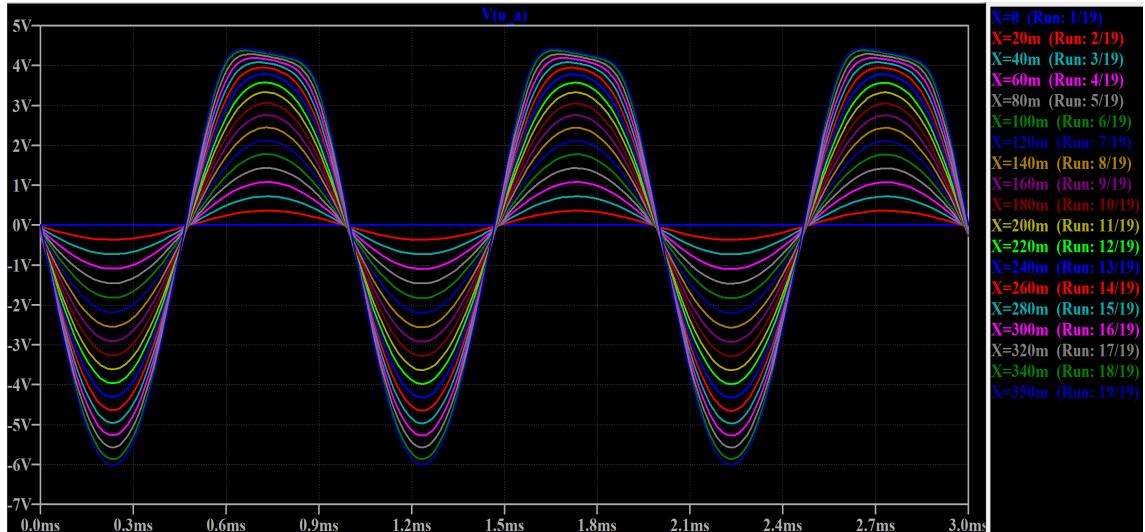


Abbildung 8: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator mit einem Parameter Sweep der Amplitude des Eingangssignals. Folgende SPICE directives wurden für die Simulation verwendet `.tran 0.004 0.007 0.004 0.00001` und `.step param X 0mV 350mV 20mV`

DC Temperatur Sweep Zur Darstellung der Temperaturabhängigkeit wurde ein DC-Sweep durchgeführt. In Abbildung 9 ist das Kollektorpotential in Abhängigkeit der Temperatur zu sehen.



Abbildung 9: Simulierter DC Temperatur Sweep, welcher die Temperaturabhängigkeit des Kollektorpotentials darstellt. Auf der Abszisse befindet sich die Temperatur des Transistors und auf der Ordinate das Kollektorpotential VC . Diese Simulation wurde für den Schaltplan aus Abbildung 5 mit folgender SPICE directive `.dc temp 0 200 1` durchgeführt.

Temperaturvarierte Transienten-Analyse Für die Ausgangsspannung wurde eine temperaturvarierte Transienten-Analyse durchgeführt. Für acht verschiedene Betriebstemperaturen ist der Verlauf der Ausgangsspannung in Abbildung 10 zu sehen.

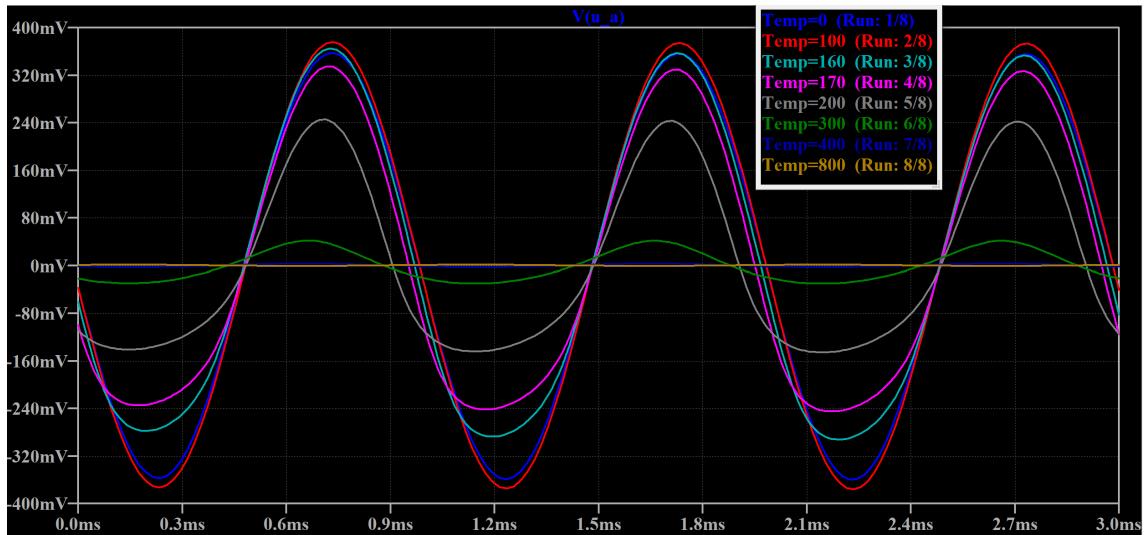


Abbildung 10: Simulierte Transienten-Analyse von der Ausgangsspannung unter Einfluss verschiedener Betriebstemperaturen. Auf der Abszisse befindet sich die Zeit und auf der Ordinate die Ausgangsspannung U_a . Diese Simulation wurde für den Schaltplan aus Abbildung 5 mit folgenden SPICE directives `.tran 0.004 0.007 0.004 0.00001`, `.param X 10mV` und `.step temp 0 200 30` durchgeführt. Die Legende beinhaltet die Zuordnung von Farbe zu Temperatur (in Celsius).

4.1.2 Schaltung mit Überbrückungskondensator

Nun wird die Schaltung der Abbildung 5 um den Überbrückungskondensator C_E gemäß Abbildung 11 erweitert. Weiters werden die gleichen Schritte wie beim vorigen Aufbau durchlaufen.

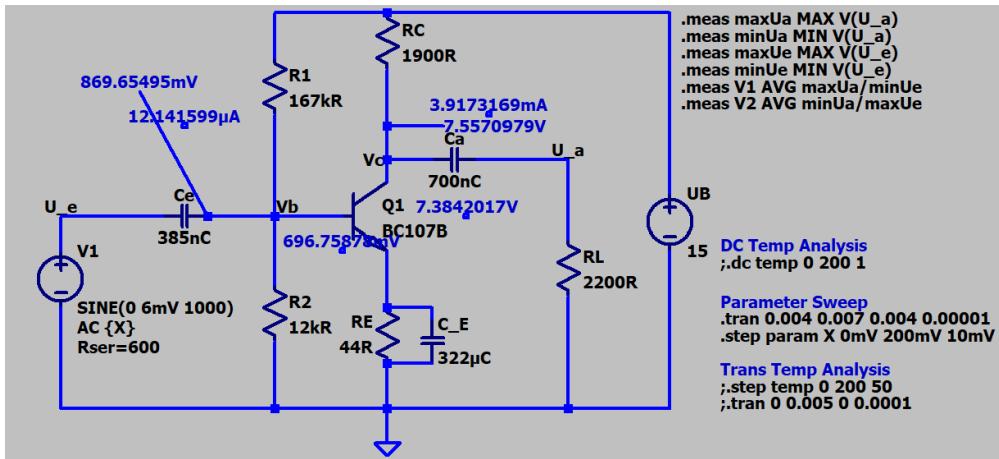


Abbildung 11: Schaltung mit Überbrückungskondensator bei einem Sinus-Eingangssignal mit einer Amplitude von 6 mV, einer Frequenz von 1 kHz und einem Innenwiderstand von 600Ω ; mit der Eingangs- U_e und Ausgangsspannung U_a , den Eingangs- C_e und Ausgangskondensatoren C_a , den Vorwiderständen R_1 und R_2 , dem Kollektorwiderstand R_C , dem Emitterwiderstand R_E , dem Lastwiderstand R_L , dem Basispotential V_b , dem Kollektorpotential V_c , dem Transistor $BC107B$ und der Betriebsspannung U_B . Genauere Spezifikationen können dem Schaltbild entnommen werden.

Normalbetrieb Die Ein- und Ausgangsspannungen der Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator über der Zeit sind in Abbildung 12 und Abbildung 13 ersichtlich. Zur besseren Darstellung der jeweiligen Sinusverläufe wurden diese Spannungen getrennt abgebildet; hierbei sind die unterschiedlichen Skalierungen zu beachten.

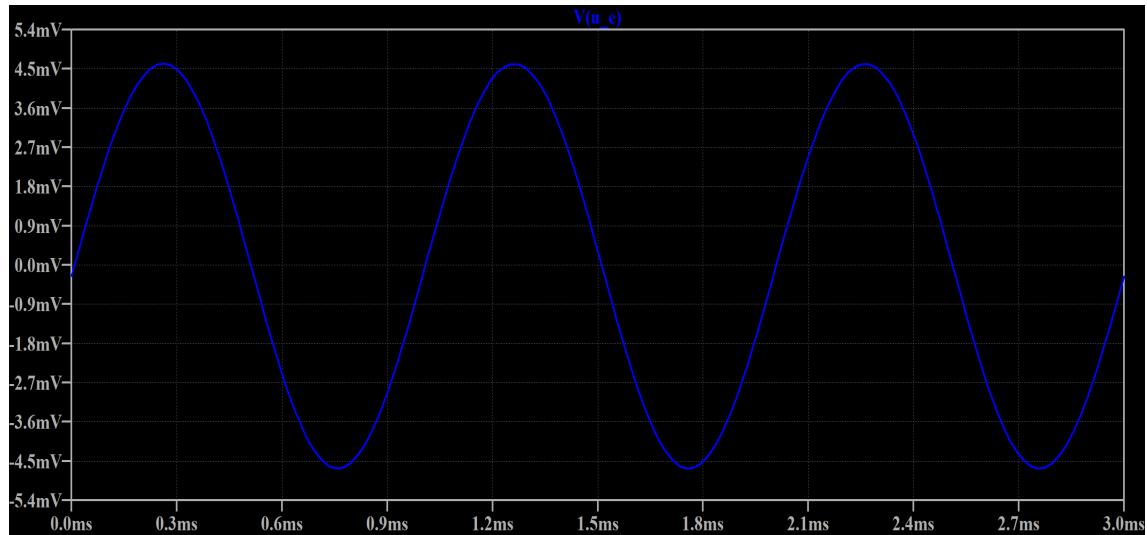


Abbildung 12: Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung $V(u_e)$ der Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 5 mV des Eingangssignals

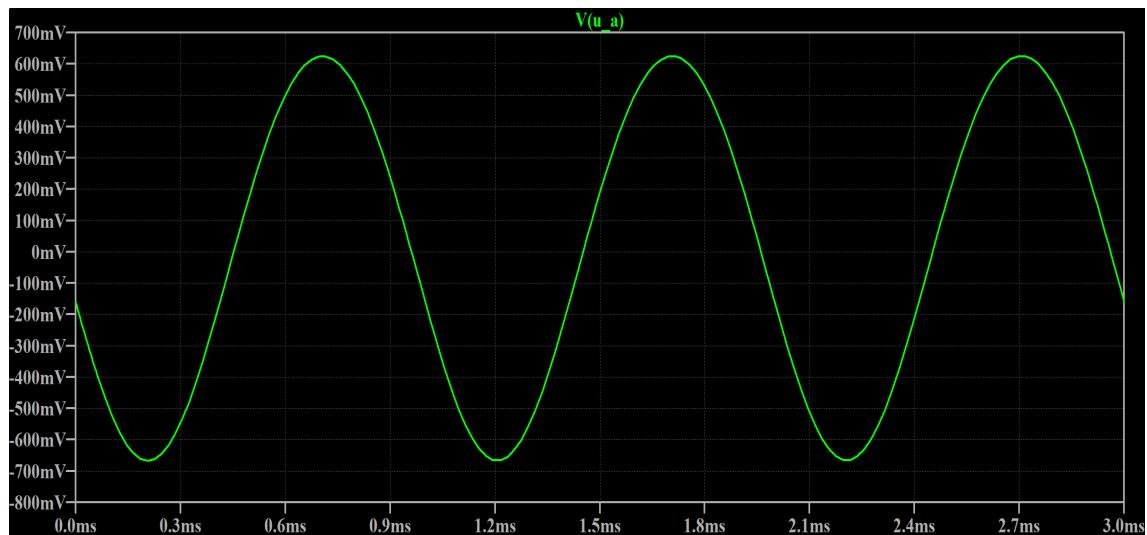


Abbildung 13: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 5 mV des Eingangssignals

Übersteuerungsbetrieb Um die Übersteuerungsgrenze zu finden, wurde ein Parameter-Sweep durchgeführt, wobei die Amplitude der Eingangsspannung variiert wurde. In

Abbildung 14 ist der Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung dargestellt. Dadurch konnte die Übersteuerungsgrenze visuell bestimmt werden.

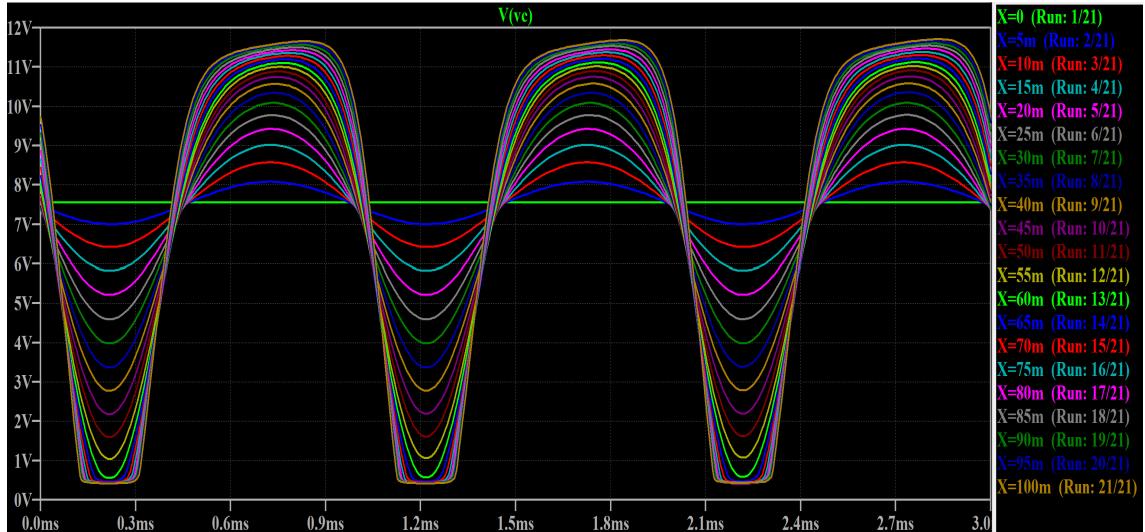


Abbildung 14: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator mit einem Parameter Sweep der Amplitude des Eingangssignals. Folgende SPICE directives wurden für die Simulation verwendet .tran 0.004 0.007 0.004 0.00001 und .step param X 0mV 350mV 20mV

DC Temperatur Sweep Zur Darstellung der Temperaturabhängigkeit wurde ein DC-Sweep durchgeführt. In Abbildung 15 ist das Kollektorpotential in Abhängigkeit der Temperatur zu sehen.



Abbildung 15: Simulierter DC Temperatur Sweep, welcher die Temperaturabhängigkeit des Kollektorpotentials darstellt. Auf der Abszisse befindet sich die Temperatur des Transistors und auf der Ordinate das Kollektorpotential V_C . Diese Simulation wurde für den Schaltplan aus Abbildung 11 mit folgender SPICE directive `.dc temp 0 200 1` durchgeführt.

Temperaturvarierte Transienten-Analyse Für die Ausgangsspannung wurde eine temperaturvarierte Transienten-Analyse durchgeführt. Für acht verschiedene Betriebstemperaturen ist der Verlauf der Ausgangsspannung in Abbildung 16 zu sehen.

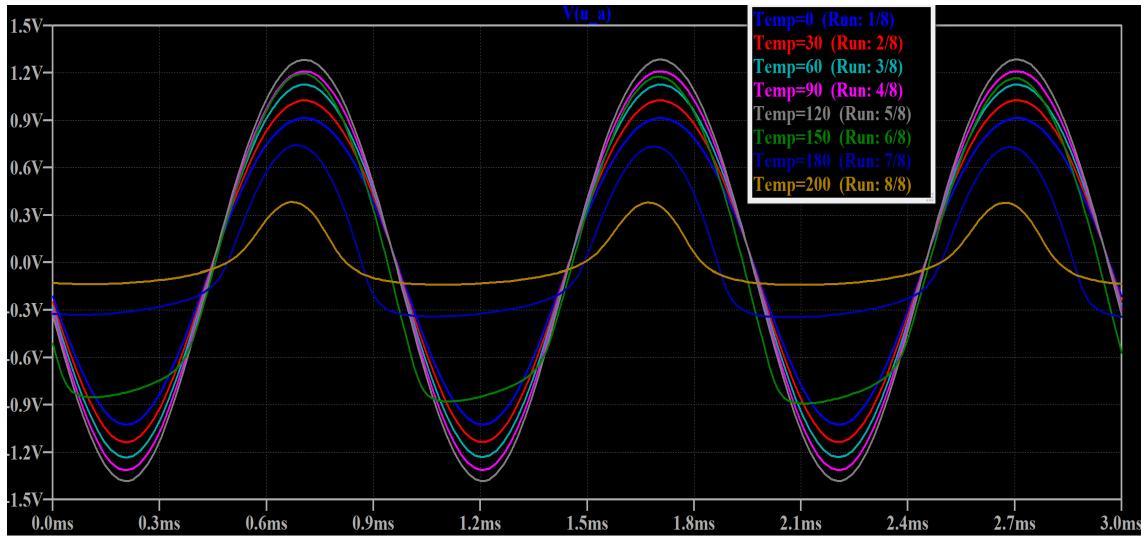


Abbildung 16: Simulierte Transienten-Analyse von der Ausgangsspannung unter Einfluss verschiedener Betriebstemperaturen. Auf der Abszisse befindet sich die Zeit und auf der Ordinate die Ausgangsspannung U_a . Diese Simulation wurde für den Schaltplan aus Abbildung 11 mit folgenden SPICE directives `.tran 0 0.005 0 0.0001` und `.step temp 0 200 50` durchgeführt. Die Legende beinhaltet die Zuordnung von Farbe zu Temperatur (in Celsius).

4.1.3 Schaltung ohne Emitterwiderstand & Überbrückungskondensator

Am Ende wird die Emitterschaltung exklusive dem Emitterwiderstand und wiederum ohne den Überbrückungskondensator verwendet, um die starke Temperaturabhängigkeit einer Transistorschaltung darzustellen. Die Schaltung ist Abbildung 17 zu entnehmen. Um den ursprünglichen Arbeitspunkt (Kollektorpotential von ca. 7,5 V) zu erhalten, wurde dafür der Vorwiderstand R_1 passend verringert.

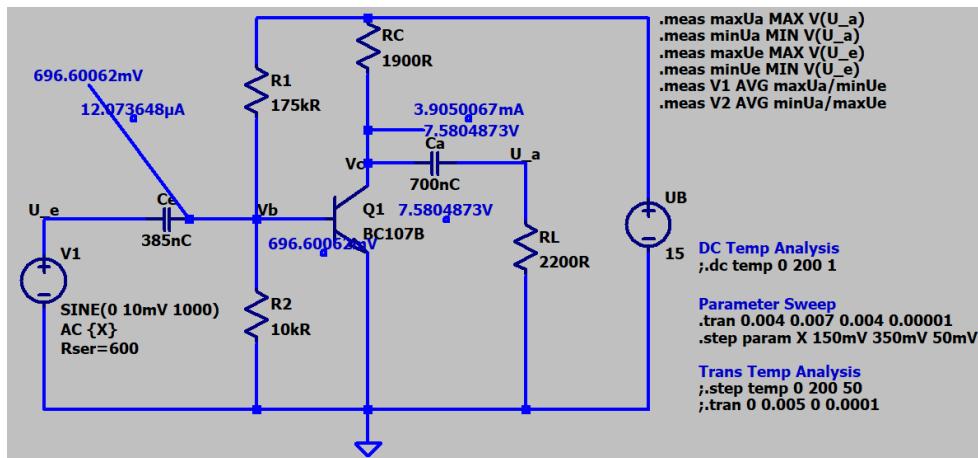


Abbildung 17: Schaltung ohne Emitterwiderstand und Überbrückungskondensator bei einem Sinus-Eingangssignal mit einer Amplitude von 50 mV, einer Frequenz von 1 kHz und einem Innenwiderstand von 600Ω ; mit der Eingangs- U_e und Ausgangsspannung U_a , den Eingangs- C_e und Ausgangskondensatoren C_a , den Vorwiderständen R_1 und R_2 , dem Kollektorwiderstand R_C , dem Emitterwiderstand R_E , dem Lastwiderstand R_L , dem Basispotential V_b , dem Kollektorpotential V_c , dem Transistor $BC107B$ und der Betriebsspannung U_B . Genaue Spezifikationen können dem Schaltbild entnommen werden.

Die Spannungsverläufe für die Schaltung ohne Emitterwiderstand und Überbrückungskondensator sind in Abbildung 18 und Abbildung 19 zu sehen.

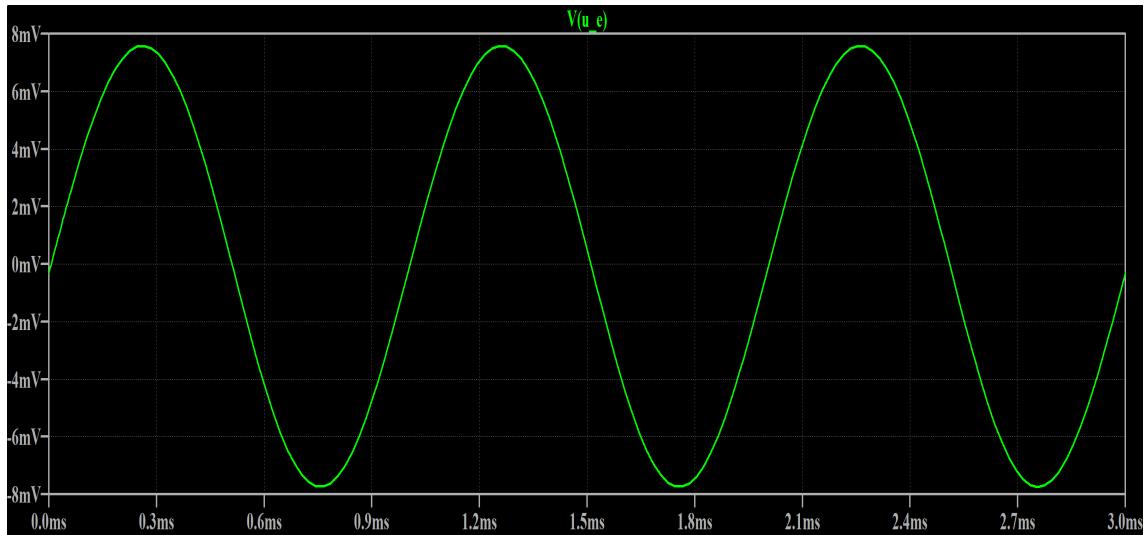


Abbildung 18: Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung $V(u_e)$ der Emitterschaltung ohne RE und CE bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals

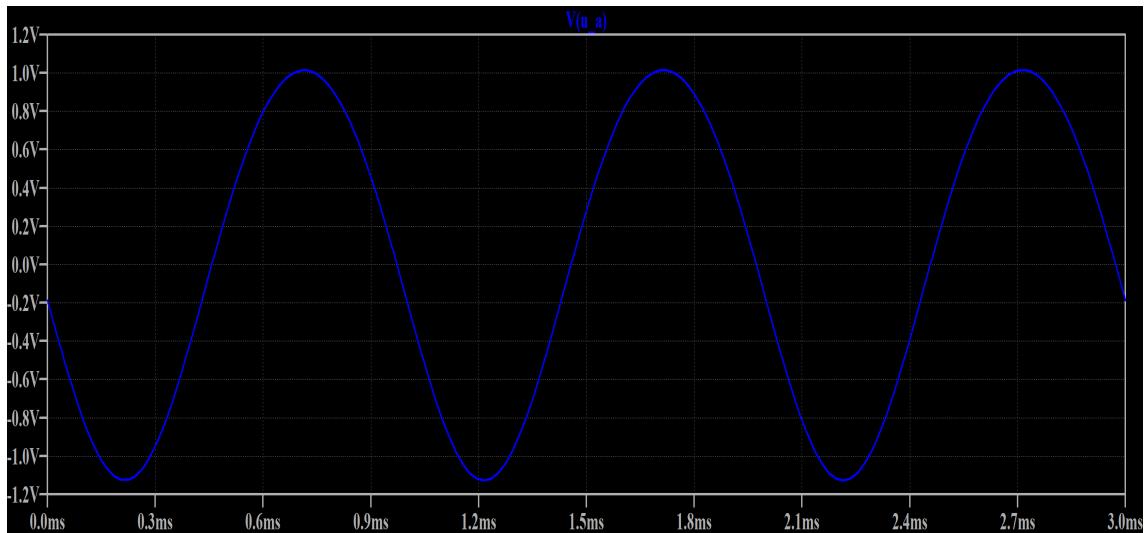


Abbildung 19: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne RE und CE bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals

Damit die Verstärkung besser untersucht werden kann, wurde ein Parameter Sweep der Eingangsamplitude durchgeführt. Die Resultate sind in folgender Abbildung 20 ersichtlich:

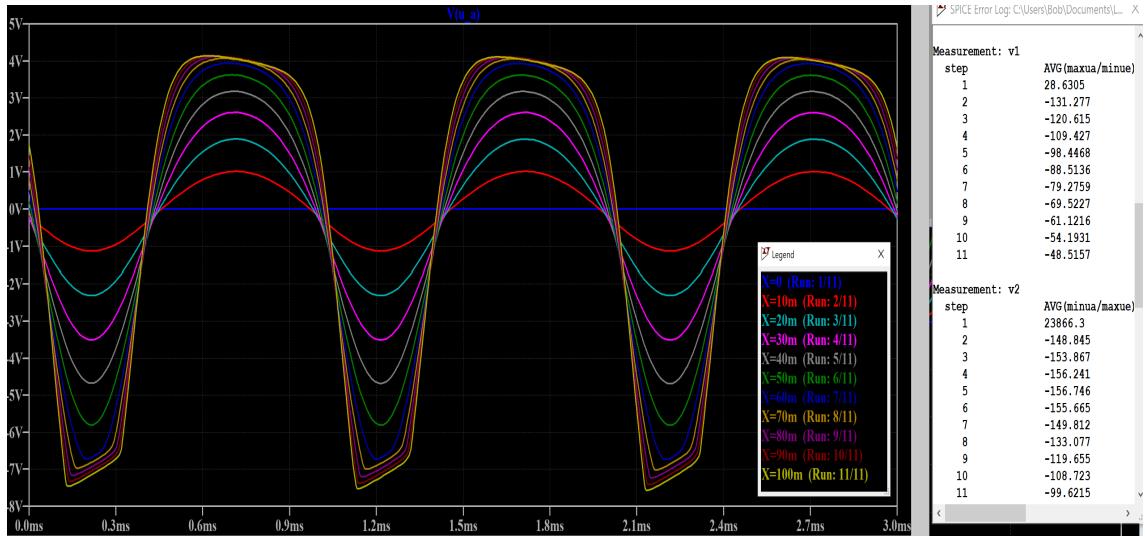


Abbildung 20: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne RE und CE mit einem Parameter Sweep der Amplitude des Eingangssignals. Folgende SPICE directives wurden für die Simulation verwendet .tran 0.004 0.007 0.004 0.00001 und .step param X 0mV 100mV 10mV. Sowie die obere und untere Hälften Verstärkungen $V1$ $V2$ als auch die Eingangsamplituden sind in der Grafik ersichtlich.

DC Temperatur Sweep Zur Darstellung der Temperaturabhängigkeit wurde ein DC-Sweep durchgeführt. In Abbildung 21 ist das Kollektorpotential in Abhängigkeit der Temperatur zu sehen.



Abbildung 21: Simulierter DC Temperatur Sweep welcher die Temperaturabhängigkeit des Kollektorpotentials darstellt. Auf der Abszisse befindet sich die Temperatur des Transistors und auf der Ordinate das Kollektorpotential V_C . Diese Simulation wurde bei dem Schaltplan aus Abbildung 17 mit folgender SPICE directive `.dc temp 0 200 1` durchgeführt.

Temperaturvarierte Transienten-Analyse Für die Ausgangsspannung wurde eine temperaturvarierte Transienten-Analyse durchgeführt. Für elf verschiedene Betriebstemperaturen ist der Verlauf der Ausgangsspannung in Abbildung 10 zu sehen.

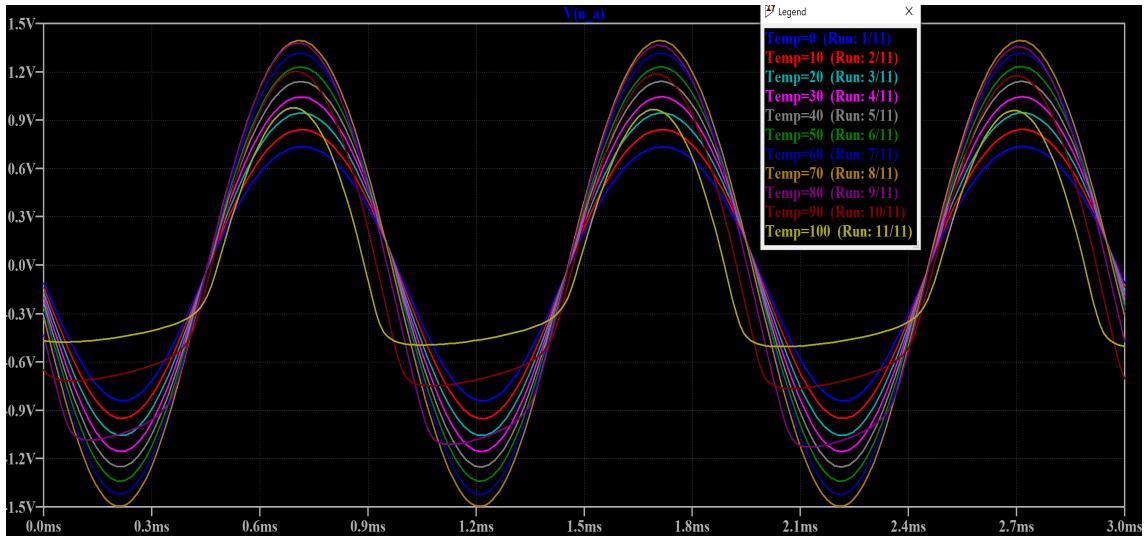


Abbildung 22: Simulierte Transienten-Analyse von der Ausgangsspannung unter Einfluss verschiedener Betriebstemperaturen. Auf der Abszisse befindet sich die Zeit und auf der Ordinate die Ausgangsspannung U_a . Diese Simulation wurde für den Schaltplan aus Abbildung 17 mit folgenden SPICE directives `.tran 0.004 0.007 0.004 0.00001` und `.step temp 0 100 10` durchgeführt. Die Legende beinhaltet die Zuordnung von Farbe zu Temperatur (in Celsius).

4.2 Steckbrett

Für den praktischen Teil an der Steckplatine wurden Widerstände der E12-Reihe, mit denen die in der Vorbereitung angegebenen respektive errechneten Werte angenähert wurden, verwendet. Zusätzlich wird für die Vorwiderstände im Spannungsteiler ein seriell geschaltetes Potentiometer verwendet, mit welchem man sich an den berechneten Arbeitspunkt (bei einem Kollektorpotential von ca. 7,5 V) für die Emitterschaltung annähert.

Die verwendeten Geräte sind Tabelle 1 zu entnehmen.

Zunächst wurden die vorhandenen Widerstände gemessen, um diverse Abweichungen vom Nennwert festzuhalten. Die mit Unsicherheit behafteten Messwerte sind in Tabelle 2 zusammengefasst.

Tabelle 1: Tabelle der verwendeten Geräte

Geräteliste	
Gerät/Bauelement	Typ
Oszilloskop	<i>Tektronix TDS 2002</i>
Funktionsgenerator	<i>FG250D</i>
Netzgerät	nicht bestimmbar
Multimeter	<i>Fluke 175 TrueRMS</i>
npn-Transistor	<i>BC 107B</i>
Widerstände	siehe Tabelle 2
Kondensator C_e	$(330 \pm 40) \text{ nF}$
Kondensator C_a	$(680 \pm 70) \text{ nF}$
Kondensator C_E	$(270 \pm 30) \mu\text{F}$

Tabelle 2: Gemessene Werte der Widerstände am Steckbrett. Diese Messungen erfolgten mit dem *Fluke 175 TrueRMS*.

R_C ... Kollektorwiderstand

R_E ... Emitterwiderstand

R_L ... Lastwiderstand

R_1 ... Erster Spannungsteilerwiderstand

R_2 ... Zweiter Spannungsteilerwiderstand

R_C	$(1,796 \pm 0,018) \text{ k}\Omega$
R_E	$(47,4 \pm 0,7) \Omega$
R_L	$(2,20 \pm 0,03) \text{ k}\Omega$
R_1	$(176,0 \pm 1,7) \text{ k}\Omega$
R_2	$(11,28 \pm 0,12) \text{ k}\Omega$

Nachdem die Schaltung, wie in Abbildung 23 zu sehen, mitsamt den genannten Geräten und Bauelementen aufgebaut wurde, wurde der Schaltaufbau von den Laborbetreuern überprüft und verifiziert.

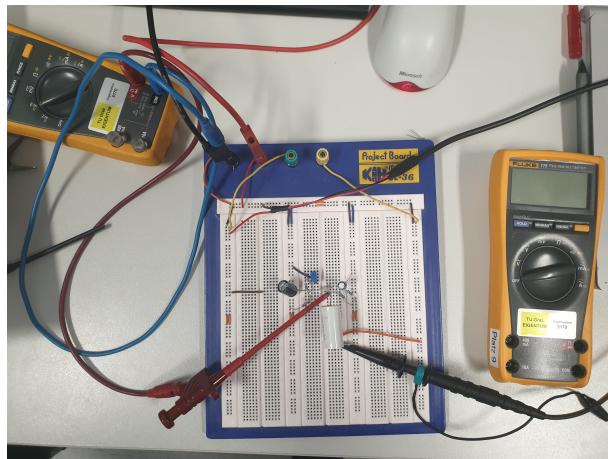


Abbildung 23: Am Steckbrett aufgebaute Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator

Anschließend wurde das Netzgerät auf eine konstante Betriebsspannung von 15 V geregelt. Mithilfe des in den Vorwiderständen seriell verschalteten Potentiometer wurde der Widerstand so variiert, um den gewünschten Arbeitspunkt einzustellen. Dann wurden die Werte, die in Tabelle 3 gelistet sind, gemessen.

Tabelle 3: Tabelle mit Messwerten des Arbeitspunkt. Diese Messungen wurden mit dem *Fluke 175 TrueRMS* durchgeführt.

- U_{CE} ... Kollektoremittspannung
- U_{BE} ... Basisemittspannung
- V_C ... Kollektorpotential
- V_B ... Basispotential
- U_{RC} ... Spannungsabfall über Kollektorwiderstand
- U_{R1} ... Spannungsabfall über R_1
- U_{R2} ... Spannungsabfall über R_2

U_{CE}	$(7,22 \pm 0,18) \text{ V}$
U_{BE}	$(645 \pm 16) \text{ mV}$
V_C	$(7,48 \pm 0,18) \text{ V}$
V_B	$(900 \pm 30) \text{ mV}$
U_{RC}	$(7,70 \pm 0,19) \text{ V}$
U_{R1}	$(14,1 \pm 0,4) \text{ V}$
U_{R2}	$(840 \pm 20) \text{ mV}$

4.2.1 Normalbetrieb

Nachdem der Aufbau erneut von den Laborbetreuenden verifiziert wurde, wurde am Funktionsgenerator (*FG250D*) das Eingangssignal auf eine Frequenz von 999,970 Hz und eine Amplitude von 12,64 mV, sodass keine Übersteuerung auftrat, eingestellt. Die Spannungsverläufe am Ein- und Ausgang wurden mittels einem Oszilloskop (*Tektronix TDS 2002*) dargestellt und die resultierenden Oszillogramme sowie Daten für die nachfolgende Auswertung exportiert. Dies wurde für die Emitterschaltung im Normalbetrieb sowohl ohne als auch mit Überbrückungskondensator durchgeführt. Die Oszillogramme der Spannungsverläufe sind in Abbildung 24 für die Schaltung ohne und in Abbildung 25 für jene mit Überbrückungskondensator dargestellt. Um eine hohe Genauigkeit und eine leichte Ablesbarkeit der Amplituden zu erreichen, wurden die Spannungsverläufe so skaliert, dass diese sich über den maximalen Bildbereich des Oszilloskops erstrecken. Durch Mittelung wurde das auftretende Rauschen an Widerständen und insbesondere an den Halbleiterübergängen, das aufgrund der diskret fließenden Ladungsträger auftritt, vermindert.

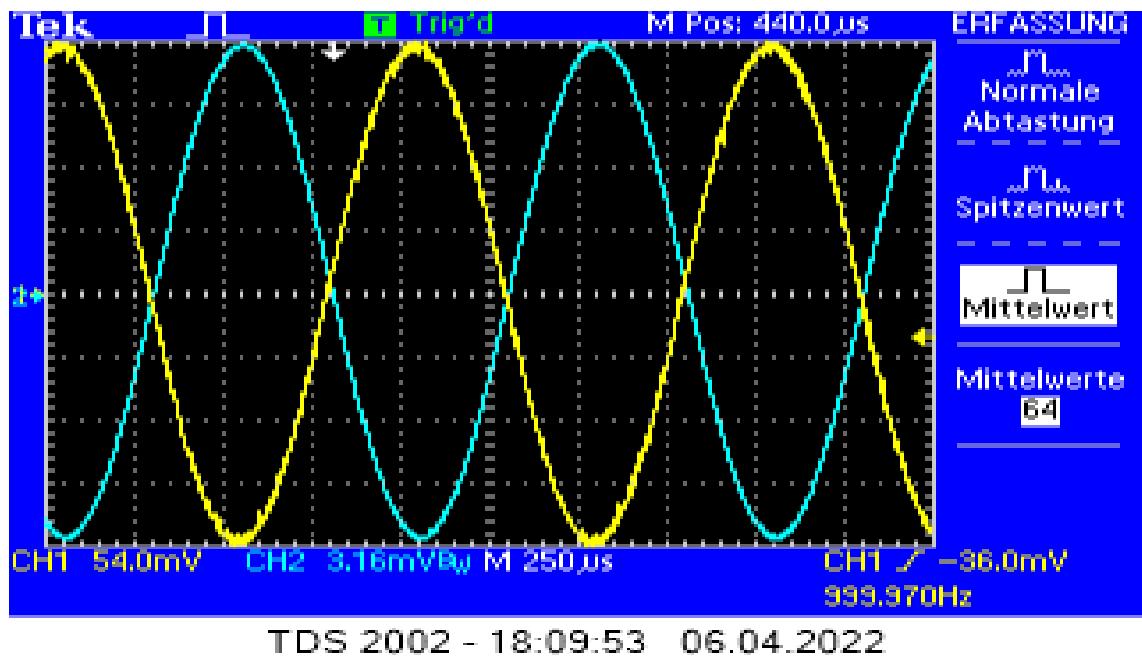


Abbildung 24: Oszillosgramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine ohne Überbrückungskondensator bei einer Amplitude der Eingangsspannung von 12,64 mV

Schaltung ohne Überbrückungskondensator

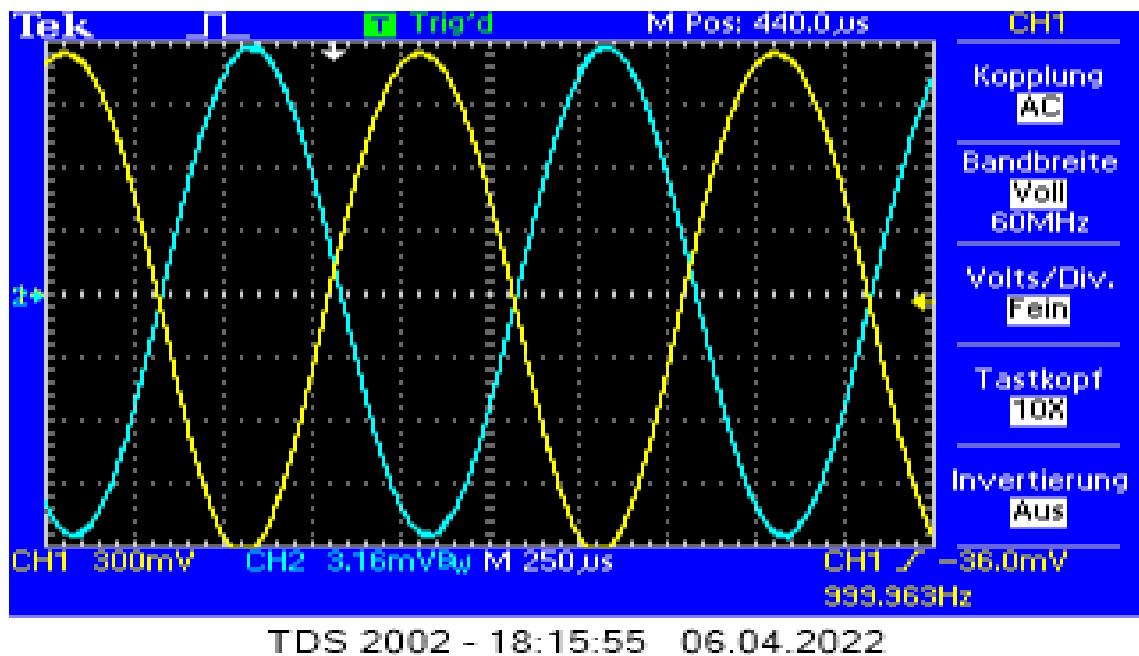


Abbildung 25: Oszillosgramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine mit Überbrückungskondensator bei einer Amplitude der Eingangsspannung von 12,64 mV

Schaltung mit Überbrückungskondensator

4.2.2 Übersteuerungsbetrieb

Zur Darstellung des Übersteuerungsbetriebs wurde die Eingangsspannung erhöht bis die Übersteuerung, durch eine sichtbare Krümmung der Amplituden der Ausgangsspannung, erreicht wurde. Dies wurde erneut für beide Schaltungen, also für jene mit und ohne Überbrückungskondensator, über das Oszilloskop (*Tektronix TDS 2002*) dargestellt. Die Oszillosgramme zur Übersteuerung sind in Abbildung 26 für die Schaltung ohne und in Abbildung 27 für jene mit Überbrückungskondensator ersichtlich.

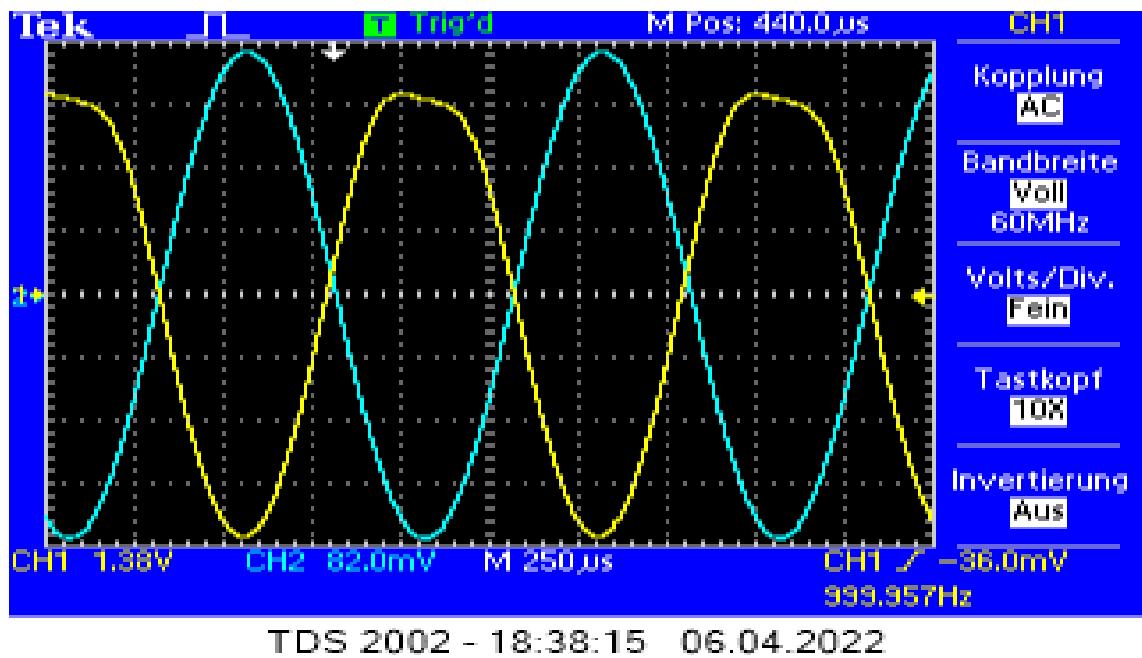


Abbildung 26: Oszilloskopogramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine ohne Überbrückungskondensator im Übersteuerungsbetrieb

Schaltung ohne Überbrückungskondensator

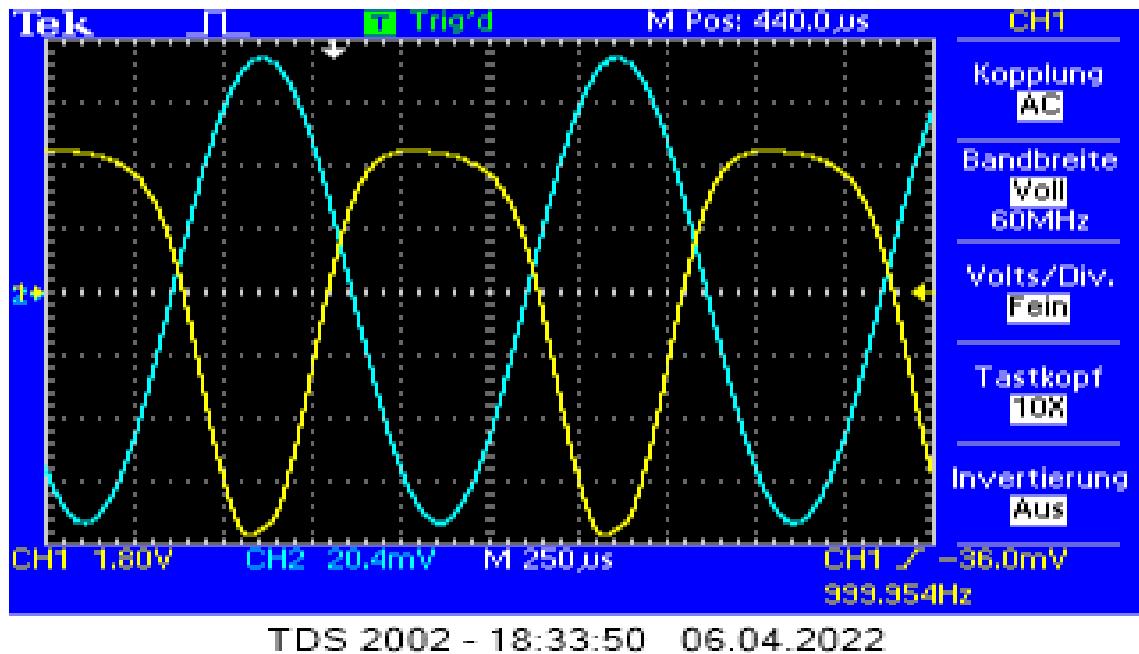


Abbildung 27: Oszilloskopogramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine mit Überbrückungskondensator im Übersteuerungsbetrieb

Schaltung mit Überbrückungskondensator

4.2.3 Frequenzvariation

Nun wurde die Frequenz des Eingangssignals variiert um die untere beziehungsweise obere Grenzfrequenz zu ermitteln und das Verhalten der Schaltung bei Frequenzvariation zu untersuchen. Die untere Grenzfrequenz wurde somit bestimmt und ist in Abbildung 28 ersichtlich. Die Signale sind hierbei annähernd um 45° phasenverschoben. Die obere Grenzfrequenz wurde mit dem Frequenzgenerator nicht erreicht.

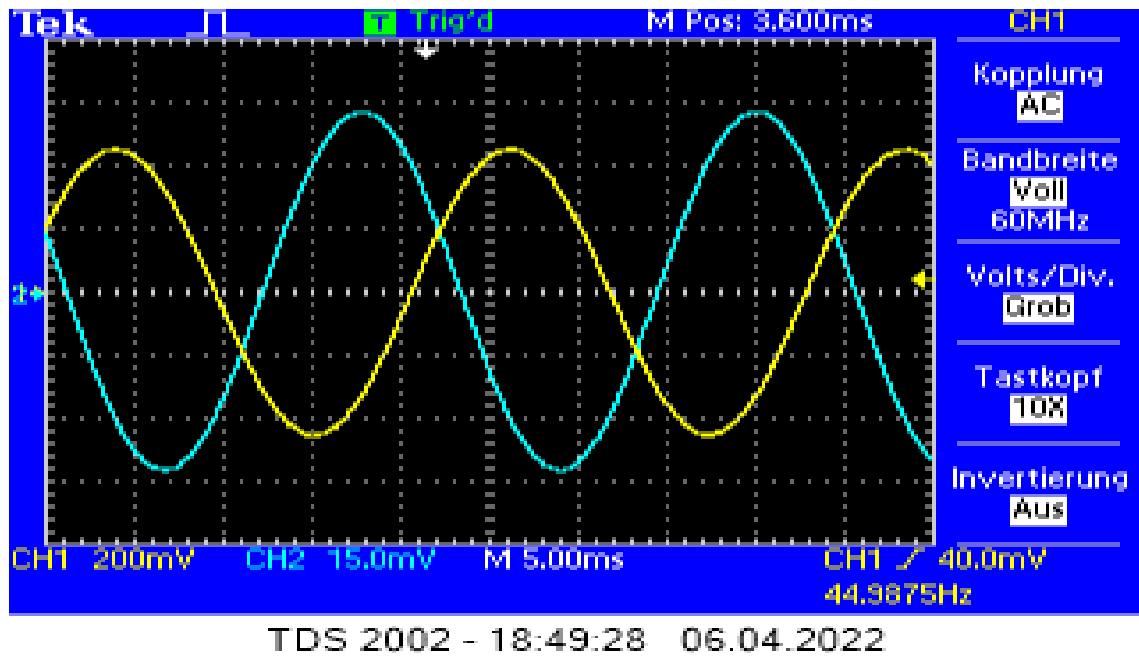


Abbildung 28: Diese Abbildung zeigt den zeitlichen Verlauf der Eingangs- (am Kanal 2 in blau) und Ausgangsspannung (am Kanal 1 in gelb) beim Betrieb an der unteren Grenzfrequenz (siehe Abbildung: 44,9875 Hz)

5 Auswertung

5.1 Simulation

5.1.1 Schaltung ohne Überbrückungskondensator

Verstärkung Es wurden aus den Simulationsdaten von *LTSPICE*, siehe Abbildung 6, die Spitzenspannungen für U_e und U_a bestimmt, wodurch mit Gleichung 3 die Verstärkung V'_u ohne Überbrückungskondensator berechnet wurde:

$$V'_u = 19 \quad (4)$$

5.1.2 Schaltung mit Überbrückungskondensator

Verstärkung Es wurden aus den Simulationsdaten von *LTSPICE*, siehe Abbildung 12 und Abbildung 13, die Spitzenspannungen für U_e und U_a bestimmt, wodurch mit Gleichung 3 die Verstärkung mit Überbrückungskondensator V'_{u,C_E} berechnet wurde:

$$V'_{u,C_E} = 125 \quad (5)$$

5.1.3 Schaltung ohne Emitterwiderstand & Überbrückungskondensator

Es wurden aus den Simulationsdaten von *LTSPICE*, siehe Abbildung 18 die Spitzenspannungen für U_e und U_a bestimmt, wodurch mit Gleichung 3 die Verstärkung ohne Emitterwiderstand und ohne Überbrückungskondensator $V'_{u,-R_E}$ berechnet wurde:

$$V'_{u,-R_E} = 153 \quad (6)$$

5.1.4 Verstärkung

Um die Verstärkung zu bestimmen, wurde über die Amplituden des zeitlichen Verlaufs der Ausgangs- und Eingangsspannungen gemittelt und deren Verhältnis gemäß Gleichung 3 berechnet. Somit ergeben sich die Werte der Tabelle 4 für die Verstärkungen der drei Schaltungen aus dem Abschnitt Simulation.

Tabelle 4: Tabelle mit allen ermittelten Verstärkungen

V'_u ... Verstärkung ohne Überbrückungskondensator

V'_{u,C_E} ... Verstärkung mit Überbrückungskondensator

$V'_{u,-R_E}$... Verstärkung ohne Emitterwiderstand und ohne Überbrückungskondensator

V'_u	19
V'_{u,C_E}	125
$V'_{u,-R_E}$	153

5.2 Steckbrett

Da ein Großteil, der den Arbeitspunkt definierenden Größen, direkt gemessen werden konnten, werden hier nur noch die fehlenden Größen mit den Messwerten aus Tabelle 3 errechnet. Es sind nur noch der Basisstrom I_B und der Kollektorstrom I_C zu bestimmen. Durch Verwendung Gleichung 1 kann I_C durch den Spannungsabfall über den Kollektorwiderstand bestimmt werden. Da I_B nichts anderes ist als die Differenz von dem Strom durch R_1 und dem Strom durch R_2 (siehe Abbildung 5) kann I_B äquivalent zu I_C berechnet werden. Für die Fehlerfortpflanzung ist das Gauß'sche Fehlerfortpflanzungsgesetz verwendet worden.

Tabelle 5: Tabelle mit den fehlenden zu berechnenden Größen des Arbeitspunkts

I_C ... Kollektorstrom

I_B ... Basisstrom

I_C	$(4,29 \pm 0,12)$ mA
I_B	(6 ± 4) µA

5.2.1 Normalbetrieb

Die Verstärkungsfaktoren wurden analog wie für die Simulation im vorigen Abschnitt Verstärkung ermittelt.

Schaltung ohne Überbrückungskondensator Da bei der Aufnahme der Daten das Oszilloskop so eingestellt wurde, dass das Signal die "Full-Scale" komplett ausnutzt, kann die Verstärkung V'_u durch Division der Volts per Division vom Eingangs- und Ausgangssignal, welche im Oszillogramm, siehe Abbildung 24, ersichtlich sind, errechnet werden.

$$V'_u = 17 \quad (7)$$

Schaltung mit Überbrückungskondensator Da bei der Aufnahme der Daten das Oszilloskop so eingestellt wurde, dass das Signal die "Full-Scale" komplett ausnutzt, kann die Verstärkung V'_{u,C_E} durch Division der Volts per Division vom Eingangs- und Ausgangssignal, welche im Oszillogramm, siehe Abbildung 25, ersichtlich sind, errechnet werden.

$$V'_{u,C_E} = 95 \quad (8)$$

6 Diskussion und Zusammenfassung

6.1 Diskussion

6.1.1 Verstärkung

Die Verstärkung der Schaltung ohne Überbrückungskondensator sollte entsprechend der Aufgabenstellung 20 betragen. Die für diese Schaltung in der Simulation erzielte Verstärkung ergab sich zu 19, am Steckbrett zu 17. Somit sind nur geringe Abweichungen von 1 für die Simulation respektive 3 für die Steckbrett-Schaltung gegenüber der anvisierten Verstärkung aufgetreten. Diese Unterschiede könnten auf marginale Abweichungen der jeweiligen Arbeitspunkte zurückzuführen sein. Die Kollektorpotentiale in der Simulation und an der Steckplatine weisen zum theoretischen Kollektorpotential von 7,50 V Unterschiede im 10 mV-Bereich auf. Da die Werte der Widerstände und Kondensatoren der Steckbrett-Schaltung nur angenähert wurden und die Widerstände gemäß Tabelle 2 Abweichungen vom Nennwert aufwiesen, ist die relativ zur Simulation größere Abweichung nachvollziehbar.

Der theoretische Verstärkungsfaktor für die Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator wurde in Abschnitt 2 zu 117 berechnet. In der Simulation wurde dieser zu 125 und am Steckbrett zu 95 ermittelt. Diese weisen nun zwar größeren Differenzen vom theoretischen Wert, nämlich 8 beziehungsweise 22 auf, sind aber in einer ähnlichen Größenordnung wie ebenjener. Die Abweichungen der Verstärkungen und auch die relativ zur Simulation größere Abweichung der Steckbrett-Schaltung erklärt sich analog zu den aufgetretenen Differenzen für die Verstärkungsfaktoren der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator. Aufgrund der nun fast 6-fach größeren Verstärkung für den Schaltauflauf mit Überbrückungskondensator ist auch eine verhältnismäßig größere Abweichung der ermittelten Werten verständlich.

Anhand der Spannungsverläufe der Abbildung 6, Abbildung 7, Abbildung 12, Abbildung 13, Abbildung 18, Abbildung 19, Abbildung 24 und Abbildung 25 ist zudem sowohl für den Simulations- als auch für den Steckbrettversuch die charakteristische Invertierung der Emitterschaltung des Ausgangs- zum Eingangssignal zu sehen.

6.1.2 Übersteuerung

Die Spannungsverläufe der Oszillogramme der Steckbrett-Schaltung, siehe Abbildung 26 und Abbildung 27, zeigen deutlich (wie vom Laborbetreuenden gefordert) den Übersteuerungsbetrieb der Transistorschaltung. Dabei sind die unterschiedlichen Breiten, Krümmungen und Größen der Amplituden der beiden Halbachsen gut sichtbar - besonders im Vergleich zum Normalbetrieb. Bei der Verstärkung ist dementsprechend eine Präferenz einer der beiden Halbachsen in den Diagrammen

evident. Zu erkennen ist weiters, dass die Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator beträchtlich sensibler ist und schon bei einer deutlich geringeren Amplitude der Eingangsspannung (vier Mal geringer als ohne dem Kondensator) sättigt und in den Bereich der Übersteuerung übergeht. Das stimmt auch mit der Bedeutung und den Größenordnungen der in Abschnitt 2 errechneten Maximalwerte für die Eingangsspannung, bei der noch nicht übersteuert wird, überein.

Für die Simulation wurde die Übersteuerungsgrenze, also die Sättigung, visuell durch den Parameter-Sweep in Unterabschnitt 4.1 bestimmt (siehe Abbildung 14, Abbildung 8). Das Ergebnis deckt sich mit der vorhergehenden Beobachtung anhand der Oszillogramme in Abbildung 26 und Abbildung 27, dass die Schaltung mit Überbrückungskondensator empfindlicher auf eine größere Amplitude der Eingangsspannung reagiert und demzufolge früher die Übersteuerungsgrenze erreicht als jene Schaltung ohne Überbrückungskondensator.

6.1.3 Temperaturabhängigkeit

Kollektorpotential Die Konsequenzen einer stetigen Temperaturerhöhung sind anhand des Kollektorpotentials in Abbildung 9, Abbildung 15 und Abbildung 21 ersichtlich. Dabei wird die Bedeutung des Emitterwiderstands, der in Abbildung 21 im Gegensatz zu den anderen beiden Abbildungen nicht eingebaut wurde, klar. Die Diagramme zu den beiden Schaltungen mit Emitterwiderstand sind annähernd identisch und fallen zwar monoton ab, aber nur mit einer Steigung von ungefähr $-53 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$. Dahingegen ist die Abnahme für die Schaltung ohne Emitterwiderstand viel steiler und beträgt $-120 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$. Diese Steigung resultiert daraus, dass durch die Zunahme der Temperatur die Leitfähigkeit des Halbleiters zunimmt. Dadurch steigt weiters der Strom I_C und es fällt am Kollektorwiderstand eine höhere Spannung ab, woraus ein geringeres Kollektorpotential resultiert. Aufgrund des starken Abfalls des Kollektorpotentials ohne Emitterwiderstand ist die Schaltung für den errechneten Arbeitspunkt nur in einem sehr kleinen Temperaturintervall verwendbar. Der Emitterwiderstand kann allerdings für die anderen beiden Schaltungen (siehe Abbildung 9 und Abbildung 15) mittels Gegenstromkopplung die Temperaturabhängigkeit reduzieren. Erst ab einer Temperatur von ungefähr 50°C ist das Kollektorpotential zu weit vom gewollten Kollektorpotential für den Arbeitspunkt entfernt, um die anvisierten Verstärkungen zu erhalten. Da Transistoren im Allgemeinen (außerhalb des Labors) bei Temperaturen über 50°C betrieben werden, müsste noch eine zusätzliche Kühlung verwendet werden, um den Arbeitspunkt adäquat zu gewährleisten.

Zu beachten ist, dass in der Simulation die Temperaturabhängigkeit von Widerständen und Kondensatoren nicht berücksichtigt wird, was in einer realen Schaltung zu Abweichungen von der Simulation führen könnte, da der Widerstand mit steigender Temperatur zu- und die Kapazität abnimmt.

Ausgangsspannung Ein Vergleich der temperaturvariierten Transienten-Analysen für die jeweiligen Ausgangsspannungen, die in Abbildung 10, Abbildung 16 und Abbildung 22 dargestellt werden, zeigen wiederum eine besonders starke Temperaturabhängigkeit für die Schaltung ohne Emitterwiderstand (Abbildung 22). Obwohl die anderen Schaltungen genauso bei hohen Temperaturen Verzerrungen des Sinusverlaufs zur Folge haben, ist zu beachten, dass die Analyse für die Emitterschaltung ohne Emitterwiderstand schon bei 100 °C abgebrochen wurde und schon davor zu besagten Verzerrungen der Ausgangssignals führen. Dabei scheint wiederum eine Präferenz der positiven Halbachse aufzutreten. Dies könnte auf die Zunahme der Leitfähigkeit des Halbleiters durch die Temperaturerhöhung zurückzuführen sein, wobei die Abbildungen der Höchsttemperaturen sehr stark das Verhalten einer Diode widerzuspiegeln scheinen.

6.1.4 Frequenzabhängigkeit

Die untere Grenzfrequenz, siehe Abbildung Abbildung 28, folgt aus der Verwendung von Hochpässen, sodass niedrige Frequenzen geschwächt werden. Diese weicht um ungefähr 10 Hz vom theoretisch errechneten Wert ab, was aufgrund der Abweichungen der realen Schaltung nachvollziehbar ist. Die Größenordnungen korrespondieren allerdings. Die obere Grenzfrequenz, die mit dem Frequenzgenerator nicht erreicht wurde, ergibt sich aus der endlichen Beweglichkeit der Ladungsträger.

6.2 Zusammenfassung

Die für die Simulation bestimmten Verstärkungen der drei Emitterschaltungen sind der Tabelle 4 zu entnehmen. Die reale Verstärkung der Schaltung am Steckbrett ohne Überbrückungskondensator ergibt sich zu 17, für jene mit Kondensator beträgt sie 95.

Literaturverzeichnis

- [1] Ulrich Tietze, Christoph Schenk und Eberhard Gamm. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag GmbH, 5. Juli 2019. ISBN: 3662485532. URL: https://www.ebo-ko.de/de/product/37063433/ulrich_tietze_christoph_schenk_eberhard_gamm_halbleiter_schaltungstechnik.html.

Abbildungsverzeichnis

1	Emitterschaltung mit Gleichstromgegenkopplung	6
2	Ersatzschaltbild Eingangs- und Ausgangswiderstand	6
3	Ersatzschaltbild Koppelkondensatoren	6
4	Darstellung der 3 Schaltungsarten mit Bipolartransistor [1]	10
5	Schaltung ohne Überbrückungskondensator bei einem Sinus-Eingangssignal mit einer Amplitude von 20 mV, einer Frequenz von 1 kHz und einem Innenwiderstand von 600Ω ; mit der Eingangs- U_e und Ausgangsspannung U_a , den Eingangs- C_e und Ausgangskondensatoren C_a , den Vorwiderständen $R1$ und $R2$, dem Kollektorwiderstand RC , dem Emitterwiderstand RE , dem Lastwiderstand RL , dem Basispotential V_b , dem Kollektorpotential V_c , dem Transistor $BC107B$ und der Betriebsspannung UB . Genauere Spezifikationen können dem Schaltbild entnommen werden.	12
6	Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung $V(u_e)$ der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals	13
7	Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals	13
8	Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne Überbrückungskondensator mit einem Parameter Sweep der Amplitude des Eingangssignals. Folgende SPICE directives wurden für die Simulation verwendet .tran 0.004 0.007 0.004 0.00001 und .step param X 0mV 350mV 20mV	14
9	Simulierter DC Temperatur Sweep ohne Überbrückungskondensator .	15
10	Simulierte Transienten-Analyse ohne Überbrückungskondensator . . .	16

11	Schaltung mit Überbrückungskondensator bei einem Sinus-Eingangssignal mit einer Amplitude von 6 mV, einer Frequenz von 1 kHz und einem Innenwiderstand von 600Ω ; mit der Eingangs- U_e und Ausgangsspannung U_a , den Eingangs- C_e und Ausgangskondensatoren C_a , den Vorwiderständen $R1$ und $R2$, dem Kollektorwiderstand RC , dem Emitterwiderstand RE , dem Lastwiderstand RL , dem Basispotential Vb , dem Kollektorpotential Vc , dem Transistor $BC107B$ und der Betriebsspannung UB . Genauere Spezifikationen können dem Schaltbild entnommen werden.	17
12	Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung $V(u_e)$ der Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 5 mV des Eingangssignals	18
13	Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator bei einer Amplitude von 5 mV des Eingangssignals	18
14	Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator mit einem Parameter Sweep der Amplitude des Eingangssignals. Folgende SPICE directives wurden für die Simulation verwendet <code>.tran 0.004 0.007 0.004 0.00001</code> und <code>.step param X 0mV 350mV 20mV</code>	19
15	Simulierter DC Temperatur Sweep mit Überbrückungskondensator	20
16	Simulierte Transienten-Analyse mit Überbrückungskondensator	21
17	Schaltung ohne Emitterwiderstand und Überbrückungskondensator bei einem Sinus-Eingangssignal mit einer Amplitude von 50 mV, einer Frequenz von 1 kHz und einem Innenwiderstand von 600Ω ; mit der Eingangs- U_e und Ausgangsspannung U_a , den Eingangs- C_e und Ausgangskondensatoren C_a , den Vorwiderständen $R1$ und $R2$, dem Kollektorwiderstand RC , dem Emitterwiderstand RE , dem Lastwiderstand RL , dem Basispotential Vb , dem Kollektorpotential Vc , dem Transistor $BC107B$ und der Betriebsspannung UB . Genauere Spezifikationen können dem Schaltbild entnommen werden.	22
18	Zeitlicher Verlauf der Eingangsspannung $V(u_e)$ der Emitterschaltung ohne RE und CE bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals	23
19	Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne RE und CE bei einer Amplitude von 20 mV des Eingangssignals	23
20	Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung $V(u_a)$ der Emitterschaltung ohne RE und CE mit einem Parameter Sweep der Amplitude des Eingangssignals. Folgende SPICE directives wurden für die Simulation verwendet <code>.tran 0.004 0.007 0.004 0.00001</code> und <code>.step param X 0mV 100mV 10mV</code> . Sowie die obere und untere Hälften Verstärkungen $V1$ $V2$ als auch die Eingangsamplituden sind in der Grafik ersichtlich.	24

21	Simulierter DC Temperatur Sweep ohne Überbrückungskondensator und ohne Emitterwiderstand	25
22	Simulierte Transienten-Analyse mit Überbrückungskondensator	26
23	Am Steckbrett aufgebaute Emitterschaltung mit Überbrückungskondensator	28
24	Oszillogramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine ohne Überbrückungskondensator bei einer Amplitude der Eingangsspannung von 12,64 mV	30
25	Oszillogramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine mit Überbrückungskondensator bei einer Amplitude der Eingangsspannung von 12,64 mV	31
26	Oszillogramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine ohne Überbrückungskondensator im Übersteuerungsbetrieb	32
27	Oszillogramm der Ein- (am Kanal 2 in blau) und Augangangsspannung (am Kanal 1 in gelb) für die Schaltung auf der Steckplatine mit Überbrückungskondensator im Übersteuerungsbetrieb	33
28	Diese Abbildung zeigt den zeitlichen Verlauf der Eingangs- (am Kanal 2 in blau) und Ausgangsspannung (am Kanal 1 in gelb) beim Betrieb an der unteren Grenzfrequenz (siehe Abbildung: 44,9875 Hz)	34

Tabellenverzeichnis

1	Tabelle der verwendeten Geräte	27
2	Gemessene Werte der Widerstände am Steckbrett. Diese Messungen erfolgten mit dem <i>Fluke 175 TrueRMS</i> . R_C . . . Kollektorwiderstand R_E . . . Emitterwiderstand R_L . . . Lastwiderstand R_1 . . . Erster Spannungsteilerwiderstand R_2 . . . Zweiter Spannungsteilerwiderstand . . .	27
3	Tabelle mit Messwerten des Arbeitspunkt. Diese Messungen wurden mit dem <i>Fluke 175 TrueRMS</i> durchgeführt. U_{CE} . . . Kollektoremitterspannung U_{BE} . . . Basisemitterspannung V_C . . . Kollektorpotential V_B . . . Basispotential U_{RC} . . . Spannungsabfall über Kollektorwiderstand U_{R1} . . . Spannungsabfall über R_1 U_{R2} . . . Spannungsabfall über R_2 . . .	28
4	Tabelle mit allen ermittelten Verstärkungen V'_u . . . Verstärkung ohne Überbrückungskondensator V'_{u,C_E} . . . Verstärkung mit Überbrückungskondensator $V'_{u,-R_E}$. . . Verstärkung ohne Emitterwiderstand und ohne Überbrückungskondensator	35

5	Tabelle mit den fehlenden zu berechnenden Größen des Arbeitspunkts I_C ... Kollektorstrom I_B ... Basisstrom	36
---	---	----