

Praktikumsbericht

Versuch 4

LV: Elektronik 1 Praktikum

Versuchsdurchführung: 25. Januar 2021

Studierende **Cassel, Niclas** (1110348)
Wechler, Tim-Jonas (1137877)

Rüsselsheim am Main, 28. Januar 2021



Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	II
Tabellenverzeichnis	III
1 Vorbereitung	1
1.1 Aufbau eines Oszilloskop-Tastkopfes	1
2 Versuchsaufbau	3
3 Aufgaben	4
3.1 Berechnung der Schaltung	4
3.1.1 Berechnung der Arbeitspunkte A, B und C	4
3.1.2 Berechnung des Ein- und Ausgangswiderstand	5
3.1.3 Berechnung Frequenzgang	5
3.1.4 Berechnung der Temperaturabhängigkeit	6
3.1.5 Berechnung des Großsignalbetrieb	8
3.1.6 Berechnung der neuen oberen Grenzfrequenz	8
3.2 Simulation der Schaltung	9
3.2.1 Arbeitspunkt	9
3.2.2 Eingangs- und Ausgangswiderstand	10
3.2.3 Frequenzgang	11
3.2.4 Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes	13
3.2.5 Großsignalbetrieb	14
3.2.6 Einfluss der Tastkopfimpedanz	15
4 Auswertung der Berechnung und Simulation	16
4.1 Spannung in den Arbeitspunkten	16
4.2 Ein- und Ausgangswiderstand	16
4.3 Spannungsverstärkung und Frequenzganganalyse	16
4.4 Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes C	17
5 Fazit	18
Literatur	19

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aufbau eines Standart Tastkopfes [3]	1
1.2	Aufbau eines Transmission-Line-Tastkopfes [4]	1
1.3	Aufbau eines aktiven Tastkopfes [5]	2
1.4	Aufbau eines differentiellen Tastkopfes [6]	2
2.1	Aufbau eines stromgegekoppelten Verstärkers in Emitterschaltung . . .	3
3.1	Aufbau der Schaltung zum Bestimmen der Arbeitspunkte	9
3.2	Aufbau der Schaltung zum Bestimmen des Eingangs- und Ausgangswiderstandes	10
3.3	Aufbau der Schaltung zum Bestimmen der Arbeitspunkte	10
3.4	Aufbau der Schaltung zum Bestimmen des Frequenzganges	11
3.5	Darstellung vom Hochpass	11
3.6	Darstellung des Tiefpass	12
3.7	Simulation der unteren und oberen Grenzfrequenz	12
3.8	Aufbau der Schaltung zum Bestimmen der Temperaturabhängigkeit	13
3.9	Graph der Temperaturabhängigkeit am Arbeitspunkt C	13
3.10	Schaltung zur Bestimmung des unverzerrten Ausgangs- Eingangssignals . .	14
3.11	Verzerrung des Ausgangssignals bei 800mV	14
3.12	Aufbau des Schaltbildes mit Tastkopfimpedanz	15
3.13	Graph für den Frequenzgang mit Tastkopfimpedanz	15

Tabellenverzeichnis

1.1	Begriffserklärung für die einzelnen Buchstaben in den Abbildungen	2
4.1	Table to test captions and labels	16
4.2	Table to test captions and labels	16
4.3	Table to test captions and labels	16
4.4	Table to test captions and labels	17

Vorbereitung

1.1 Aufbau eines Oszilloskop-Tastkopfes

Der Tastkopf dient als Verbindung zwischen dem Oszilloskop und der zu messenden Spannung. Es ist auch möglich ein Kabel zu verwenden, jedoch sind dann Widerstand und Kapazität bei der Messung undefiniert. Bei hohen Frequenzen wird dadurch das Messsignal verfälscht. Der Tastkopf kann die Spannung unter bekannten Bedingungen messen. [1] Die Signalverarbeitung eines Tastkopfes kann mit passiven Bauelementen erfolgen oder durch eine aktive Schaltung. Wichtig ist das der Eingangswiderstand eines Tastkopfes möglichst groß und die Eingangskapazität möglichst klein ist, damit das Signal unverfälscht weitergegeben wird. Dabei gibt es viele verschiedene Tastköpfe mit eigenen Eigenschaften. Im Folgenden sind diese mit ihrem Aufbau aufgelistet. [2]

1. Standard-Tastkopf

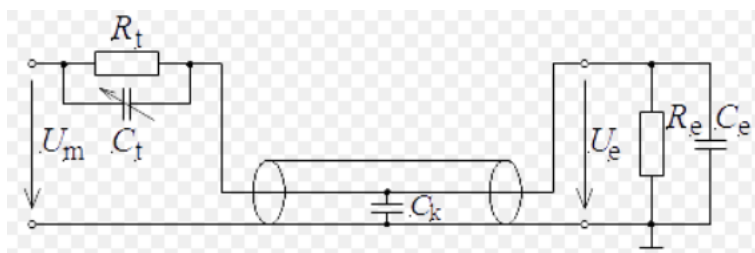


Abbildung 1.1: Aufbau eines Standard Tastkopfes [3]

2. Transmissions-Line-Tastkopf

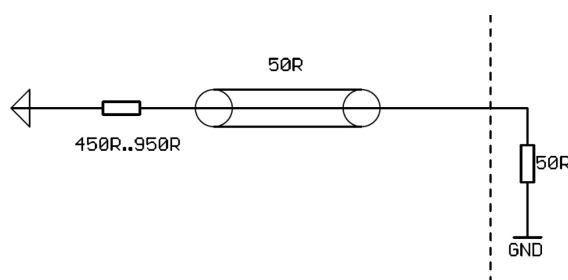


Abbildung 1.2: Aufbau eines Transmission-Line-Tastkopfes [4]

3. Aktiver Tastkopf

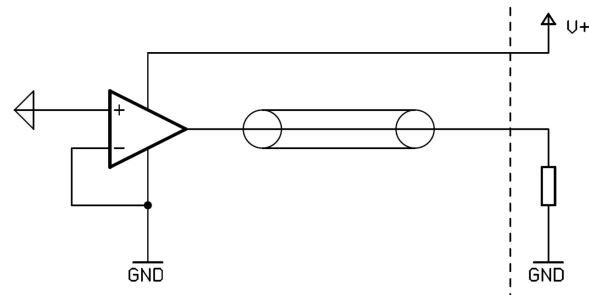


Abbildung 1.3: Aufbau eines aktiven Tastkopfes [5]

4. Differentieller Tastkopf

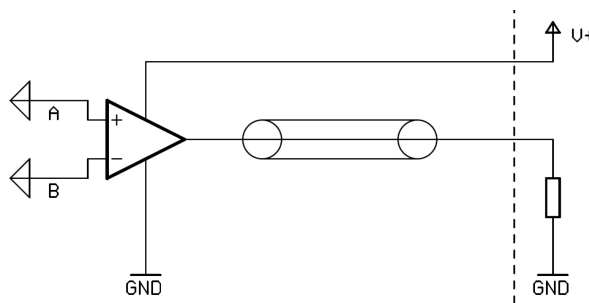


Abbildung 1.4: Aufbau eines differentiellen Tastkopfes [6]

Tabelle 1.1: Begriffserklärung für die einzelnen Buchstaben in den Abbildungen

R_t	Tastkopf Widerstand
C_t	Tastkopfkapazität
U_m	Spannungsmessung
C_K	Kabelkapazität
U_e	Eingangsspannung
R_e	Eingangswiderstand
C_e	Eingangskapazität
Zahl mit R	Widerstand mit Zahlenwert
GND	Ground (zu Erde)
V	Spannung

Versuchsaufbau

Mit LT-Spice ist ein stromgegekoppelter Verstärker in Emitterschaltung aufgebaut.

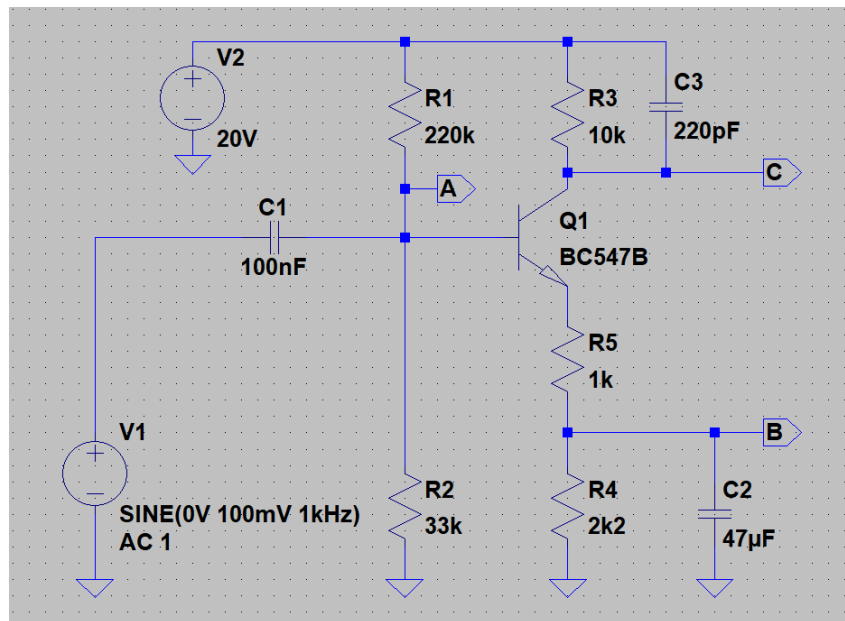


Abbildung 2.1: Aufbau eines stromgegekoppelten Verstärkers in Emitterschaltung

Die Schaltung ist aus verschiedenen Widerständen R, Kondensatoren C und Ausgängen (A,B,C) aufgebaut. Hinzu kommt eine Wechselspannung V1 und eine Gleichspannung V2. In der Schaltung ist auch der Transistor Q1 verbaut.

Aufgaben

3.1 Berechnung der Schaltung

3.1.1 Berechnung der Arbeitspunkte A, B und C

Arbeitspunkt A Bei der Berechnung der Spannung U_A im Punkt **A** kann man den Spannungsteiler verwenden. Hier bei kam folgendes Ergebnis raus:

$$\begin{aligned} U_A &= U_{V_2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ &= 20 \text{ V} \frac{33 \text{ k}\Omega}{220 \text{ k}\Omega + 33 \text{ k}\Omega} \\ &= 2,609 \text{ V} \end{aligned}$$

Arbeitspunkt B Für die Berechnung der Spannung U_B im Punkt **B** betrachtet man den Spannungsabfall zwischen Punkt **A** und der Erdung in der Schaltung. Die Spannung am Widerstand R_4 ist gleich der Spannung am Punkt **B**. Damit ergibt sich folgende Funktion.

$$U_A = U_{BE} + U_B + U_{R_5}$$

Da Der Basisstrom vernachlässigt und man annimmt das der Kollektorstrom ungefähr gleich dem Emitterstrom ist, ergibt sich für $U_{R_5} = I_C \cdot R_5$.

$$U_A = U_{BE} + U_B + I_C \cdot R_5 \quad (3.1)$$

Die Berechnung des Kollektorstrom läuft dann wie folgt.

$$\begin{aligned} I_E \approx I_C &= \frac{U_B - U_{BE}}{R_5 + R_4} \\ &= \frac{2,609 \text{ V} - 0,65 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} \\ &= 0,612 \text{ mA} \end{aligned}$$

Durch einsetzen und umstellen der Gleichung 3.1 ergibt sich folgendes

$$\begin{aligned} U_B &= U_A - U_{BE} - I_C \cdot R_5 \\ &= 2,609 \text{ V} - 0,65 \text{ V} - 0,612 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega \\ &= 1,347 \text{ V} \end{aligned}$$

Arbeitspunkt C Die Berechnung der Spannung U_C ist die Spannung des Kollektorschlusses. Hier bei wird U_{V_2} über R_3 und U_C gegen die Erdung betrachtet.

$$U_{V_2} = U_{R_3} + U_C$$

Durch Anwendung des Ohmschen Gesetz kann man U_{R_3} umstellen zu $U_{R_3} = I_C \cdot R_3$. Damit ergibt sich folgende Berechnung.

$$\begin{aligned} U_C &= U_{V_2} - I_C \cdot R_3 \\ &= 20\text{ V} - 0,612\text{ mA} \cdot 10\text{ k}\Omega \\ &= 13,88\text{ V} \end{aligned}$$

3.1.2 Berechnung des Ein- und Ausgangswiderstand

Eingangswiderstand Der Eingangswiderstand wird durch folgende Formel berechnet:

$$\frac{1}{R_{ein}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{BE} + \beta \cdot R_5}$$

Durch einsetzen der Werte ergibt sich folgendes Ergebnis:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{ein}} &= \frac{1}{220\text{ k}\Omega} + \frac{1}{33\text{ k}\Omega} + \frac{1}{8\text{ k}\Omega + 300 \cdot 1\text{ k}\Omega} \\ &= \frac{1}{26250\Omega} \\ \Rightarrow R_{ein} &= 26,250\text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Ausgangswiderstand Für die Bestimmung des R_{aus} wird ein hoher Wert für den differentiellen Ausgangswiderstand r_{CE} angenommen. Daraus folgt dann für den Ausgangswiderstand:

$$R_{aus} = R_3 = 10\text{ k}\Omega$$

3.1.3 Berechnung Frequenzgang

Spannungsverstärkung Zur Berechnung des Verstärkungsfaktor wird der Kollektorwiderstand durch den Emitterwiderstand geteilt. Hierbei spielt der Widerstand R_4 keine Rolle, da dieser über den Kondensator C_2 kurzgeschlossen wird.

$$\begin{aligned} v &= -\frac{R_3}{R_5} \\ &= -\frac{10\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} \\ &= -10 \end{aligned}$$

Die Spannungsverstärkung in dB ergibt:

$$\begin{aligned} v_{dB} &= 20 \text{ dB} \cdot \log_{10}(|v|) \\ &= 20 \text{ dB} \cdot \log_{10}(|-10|) \\ &= 20 \text{ dB} \end{aligned}$$

Berechnung der oberen und unteren Grenzfrequenz Durch den Hochpass, aus Kondensator C_1 und dem Eingangswiderstand R_{ein} , kann man die untere Grenzfrequenz berechnen.

$$\begin{aligned} f_u &= \frac{1}{2\pi \cdot R_{ein} \cdot C_1} \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 26,25 \text{ k}\Omega \cdot 100 \text{ nF}} \\ &= 60,63 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Der Tiefpass wird durch den Kondensator C_3 und dem Ausgangswiderstand gebildet, wodurch man die obere Grenzfrequenz bestimmen kann.

$$\begin{aligned} f_o &= \frac{1}{2\pi \cdot R_{aus} \cdot C_3} \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 10 \text{ k}\Omega \cdot 220 \text{ nF}} \\ &= 72,34 \text{ kHz} \end{aligned}$$

3.1.4 Berechnung der Temperaturabhängigkeit

Bei der Bestimmung der Temperaturabhängigkeit im Arbeitspunkt **C** muss der Temperaturkoeffizient $\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta \vartheta} = \frac{-2 \text{ mV}}{1^\circ\text{C}}$ des Transistors berücksichtigt werden. Die Formel zur Berechnung der temperaturabhängigen Basis-Emitterspannung U_{BE} lautet wie folgt:

$$U_{BE_T} = U_{BE} - \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta \vartheta} \cdot \Delta T$$

Die bisherige Berechnungen wurden auf der Basis von 25°C durchgeführt. Zunächst werden die Werte bei einer Temperatur von 0°C bestimmt. Damit ergibt sich für ΔT ein Wert von -25°C

$$\begin{aligned} U_{BE_0} &= 0,65 \text{ V} - \frac{2 \text{ mV}}{1^\circ\text{C}} \cdot (-25^\circ\text{C}) \\ &= 0,7 \text{ V} \end{aligned}$$

Durch die Änderung der Basis-Emitterspannung folgt eine Änderung der Kollektorstroms I_C , der in der folgenden Berechnung neu bestimmt wird. Für die Berechnung wird die Basisspannung U_B mit der vorher berechneten Spannung U_A gleichgesetzt.

$$\begin{aligned} I_{C_0} &= \frac{U_B - U_{BE_0}}{R_4 - R_5} \\ &= \frac{2,609 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega} \\ &= 0,597 \text{ mA} \end{aligned}$$

Die Kollektorstromänderung hat zur Folge dass auch sich die Kollektorspannung ändert.

$$\begin{aligned} U_{C_0} &= U_{V_2} - U_{R_3} \\ &= U_{V_2} - I_{C_0} \cdot R_3 \\ &= 20 \text{ V} - 0,597 \text{ mA} \cdot 10 \text{ k}\Omega \\ &= 14,034 \text{ V} \end{aligned}$$

Im folgenden wird von einer Temperatur von 100°C ausgegangen. Dies hat zur Folge dass der Wert für ΔT sich auf 75°C ändert. Auch hier werden, Bedingt durch die Änderung die Werte neu bestimmt.

$$\begin{aligned} U_{BE_{100}} &= 0,65 \text{ V} - \frac{2 \text{ mV}}{1^\circ\text{C}} \cdot (75^\circ\text{C}) \\ &= 0,5 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C_{100}} &= \frac{U_B - U_{BE_{100}}}{R_4 - R_5} \\ &= \frac{2,609 \text{ V} - 0,5 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega} \\ &= 0,659 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{C_{100}} &= U_{V_2} - U_{R_3} \\ &= U_{V_2} - I_{C_{100}} \cdot R_3 \\ &= 20 \text{ V} - 0,659 \text{ mA} \cdot 10 \text{ k}\Omega \\ &= 13,409 \text{ V} \end{aligned}$$

3.1.5 Berechnung des Großsignalbetrieb

Die Bestimmung der Amplitude $\hat{U}_{C_{max}}$ wird durch die Subtraktion der Spannung am Arbeitspunkt **C** $U_C = 13,88 \text{ V}$ und der Betriebsspannung $U_{V_2} = 20 \text{ V}$

$$\begin{aligned}\hat{U}_{C_{max}} &= U_{V_2} - U_C \\ &= 20 \text{ V} - 13,88 \text{ V} \\ &= 6,12 \text{ V}\end{aligned}$$

3.1.6 Berechnung der neuen oberen Grenzfrequenz

Für die Bestimmung der neuen oberen Grenzfrequenz unter Einfluss einer Tastkopfimpedanz benötigt man eine angepasste Schaltung wie in ?? zu sehen ist.

$$\begin{aligned}f_o &= \frac{1}{2\pi \cdot R_{aus} \cdot (C_3 + C_4)} \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 10 \text{ k}\Omega \cdot (220 \text{ pF} + 120 \text{ pF})} \\ &= 46,81\end{aligned}$$

3.2 Simulation der Schaltung

3.2.1 Arbeitspunkt

Zum Bestimmen der Gleichspannungen an den Punkten A,B,C wird in LTSpice folgende Schaltung verwendet.

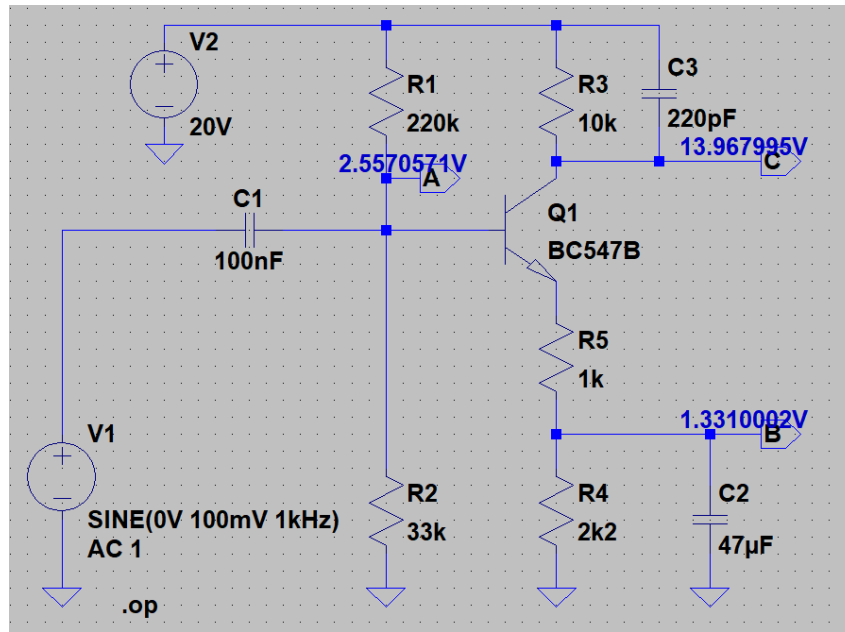


Abbildung 3.1: Aufbau der Schaltung zum Bestimmen der Arbeitspunkte

Durch das Simulieren mit dem Befehl *DCoppnt.* ergeben sich folgende Werte für die Gleichspannung.

1. A=2,557V
2. B=1,332V
3. C=13,968V

3.2.2 Eingangs- und Ausgangswiderstand

Zum Bestimmen des Ausgangs- und Eingangswiderstandes wird die Schaltung wie folgt aufgebaut. Dabei ist zu beachten, dass der Koppelkondensator C1 überbrückt werden muss.

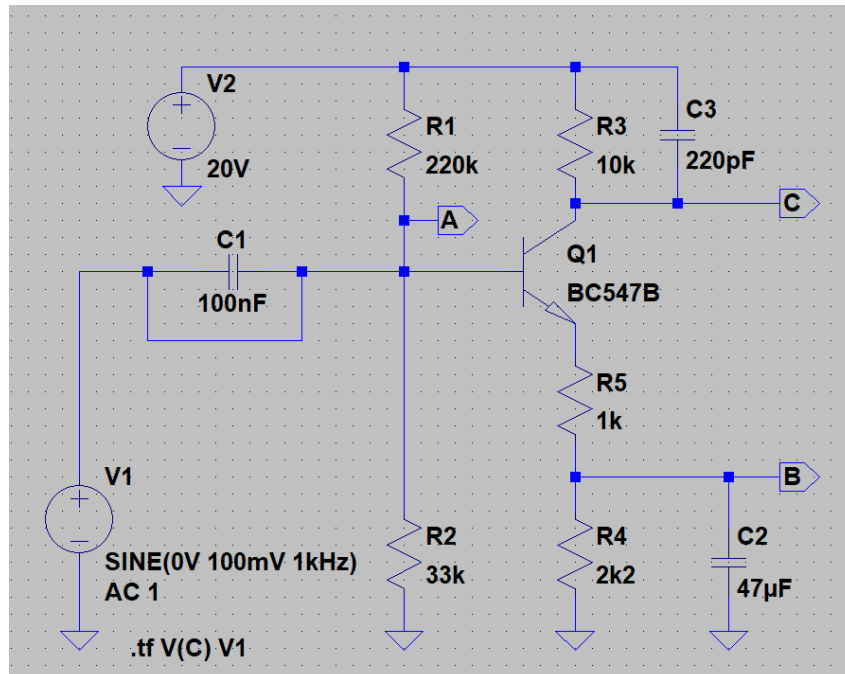


Abbildung 3.2: Aufbau der Schaltung zum Bestimmen des Eingangs- und Ausgangswiderstandes

Die Simulation wird mit dem Befehl *DCTransfer* ausgeführt. Dabei ist für Output V(C) und für Source V1 einzusetzen. Für den Eingangs- und Ausgangswiderstand der Schaltung ergeben sich folgende Werte.

Transfer_function:	-2.0549e-009	transfer
v1#Input_impedance:	28695.7	impedance
output_impedance_at_V(c) :	10000	impedance

Abbildung 3.3: Aufbau der Schaltung zum Bestimmen der Arbeitspunkte

3.2.3 Frequenzgang

Um den Frequenzgang der Schaltung zu bestimmen wird der Befehl *ACAnalysis* eingegeben. Der Start der Frequenz beginnt bei 20 Hz und endet bei 200kHz. Der Type of sweep ist mit Decade zu wählen und die Anzahl der Punkte pro Decade wird mit 100 simuliert.

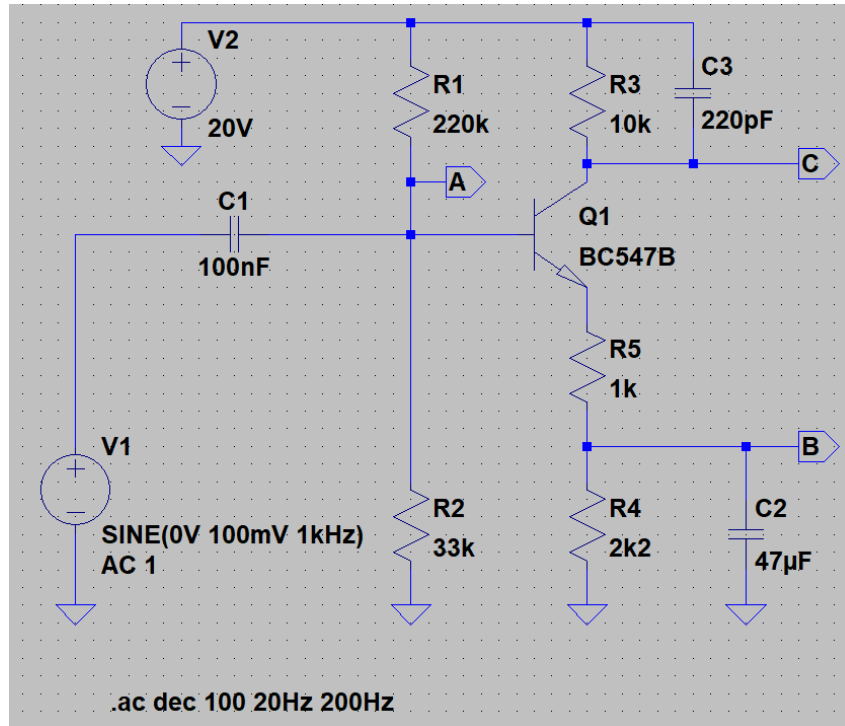


Abbildung 3.4: Aufbau der Schaltung zum Bestimmen des Frequenzganges

Zum bestimmen der oberen und unteren Grenzfrequenz muss der Tiefpass und der Hochpass ermittelt werden. Den Hochpass, also die untere Grenzfrequenz lässt sich am Punkt A ermitteln. Der Tiefpass, also die obere Grenzfrequenz lässt sich am Punkt C bestimmen. Dabei ist zu beachten das die Grenzfrequenzen immer bei -3 dB liegen.

Am Punkt A ergibt sich folgender Graph. Die untere Grenzfrequenz liegt in diesem Graphen

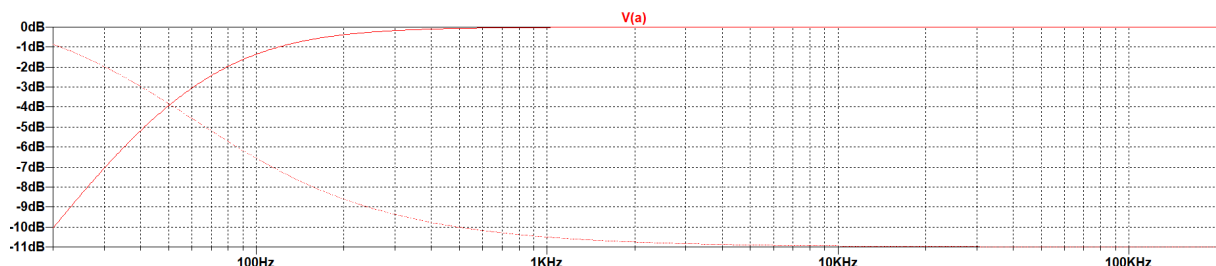


Abbildung 3.5: Darstellung vom Hochpass

bei -3 dB was 60 Hz entspricht. Am Punkt C ergibt sich dieser Graph (siehe Abb. 3.6, Seite 12).

Für eine mittlere Frequenz ergibt sich eine Wert von $\bar{f} = 19,566 \text{ dB}$ und für die untere und obere Grenzfrequenz wird von LTSpice die Courser-Funktion genutzt (siehe Abb. 3.7, Seite 12) Hierraus kann man ablesen das die untere Grenzfrequenz, angegeben im Bereich

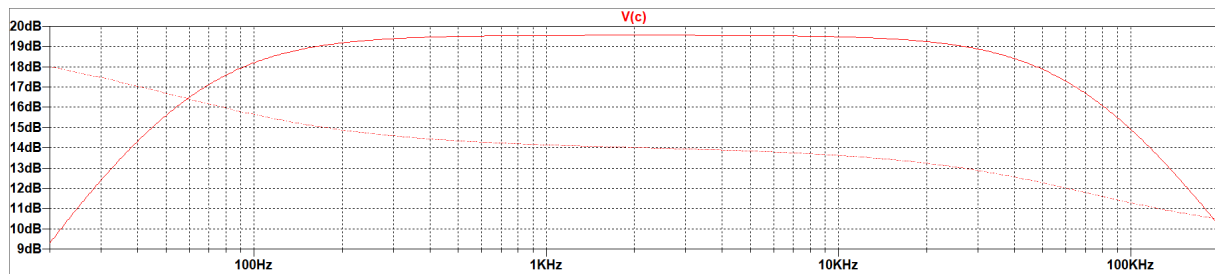


Abbildung 3.6: Darstellung des Tiefpass

von Cursor 1 eine Frequenz von 60,729 Hz hat. Der Bereich von Cursor 2 gibt die obere Grenzfrequenz an mit 70,380 Hz.

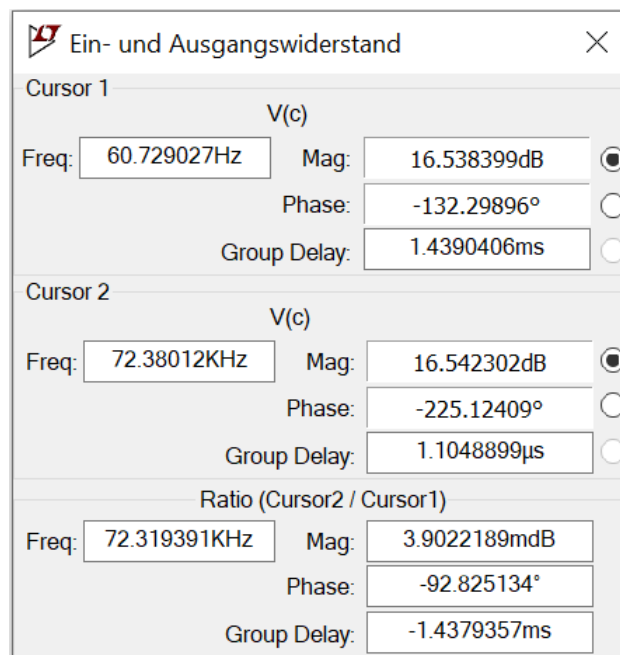


Abbildung 3.7: Simulation der unteren und oberen Grenzfrequenz

3.2.4 Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes

Zum bestimmen der Temperaturabhängigkeit am Arbeitspunkt C muss die Simulation mit *DCsweep* ausgeführt werden. Für den *nameoffirstsourceofsweep* wird *TEMP* eingetragen. Für *Typeofsweep* wird *linear* eingetragen und es wird das Intervall zwischen 0 und 100 simuliert. Mit folgender Schaltung wird simuliert.

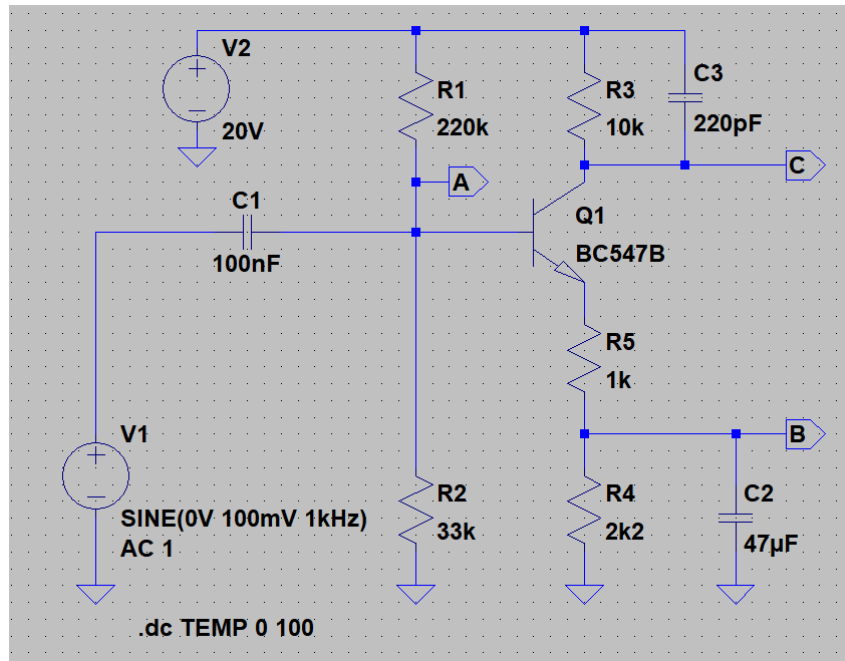


Abbildung 3.8: Aufbau der Schaltung zum Bestimmen der Temperaturabhängigkeit

Folgender Graph ergibt sich durch die Simulation.

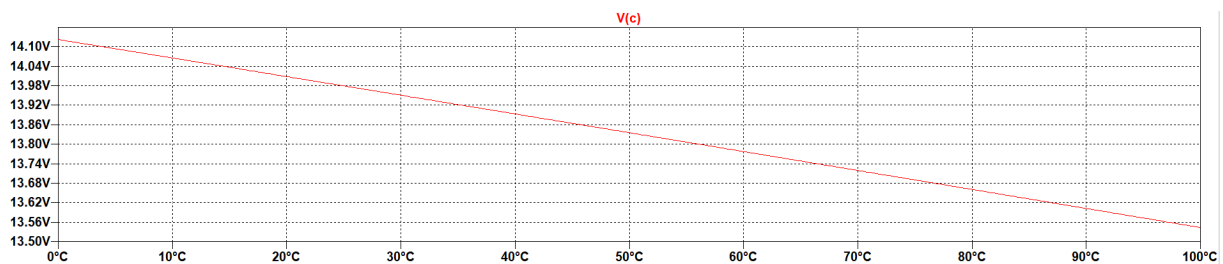


Abbildung 3.9: Graph der Temperaturabhängigkeit am Arbeitspunkt C

3.2.5 Großsignalbetrieb

Zum Bestimmen der noch unverzerrten Amplitude für das Eingangs- und Ausgangssignal wird der Befehl *Transient* im Intervall von 0ms bis 5ms für die Simulation verwendet.

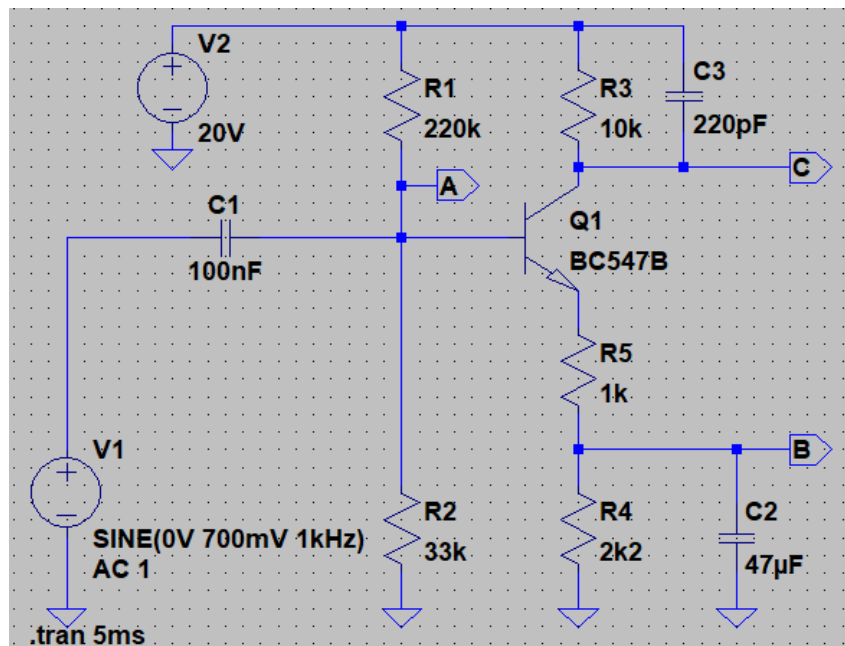


Abbildung 3.10: Schaltung zur Bestimmung des unverzerrten Ausgangs- Eingangssignals

Dabei wurde die Eingangsspannung von 100mV in 100mV schritten erhöht bis diese sich bei 800mV verzerrt hat. Es ist zu erkennen, das die Amplitude bei 800mV sich im oberen

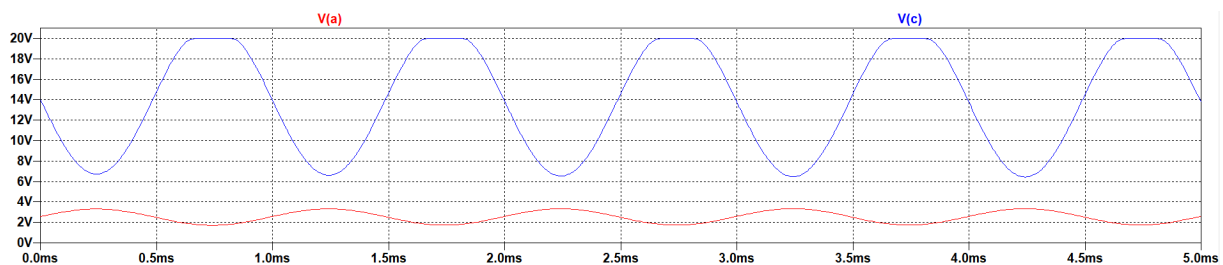


Abbildung 3.11: Verzerrung des Ausgangssignals bei 800mV

Bereich verzerrt, da diese keinen Wert über 20 V erreichen kann. Dies bedeutet das eine Eingangsspannung von ungefähr 700 mV ohne einer daraus folgenden Verzerrung angelegt werden kann.

3.2.6 Einfluss der Tastkopffimpedanz

Nun wird wie in 3.2.3 Frequenzgang simuliert, mit dem Unterschied, dass am Ausgang C eine Tastkopffimpedanz zwischengeschaltet wird. Diese besteht aus einem Widerstand R mit $1M\Omega$ und einem Kondensator C mit $120pF$ [3].

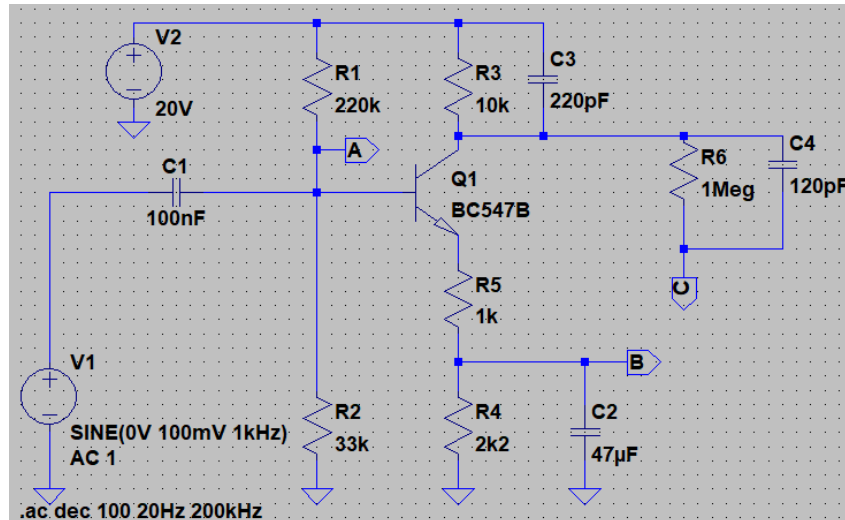


Abbildung 3.12: Aufbau des Schaltbildes mit Tastkopffimpedanz

Durch die selben Simulationsanweisungen wie bei 3.2.3 erhalten wir folgenden Graphen.

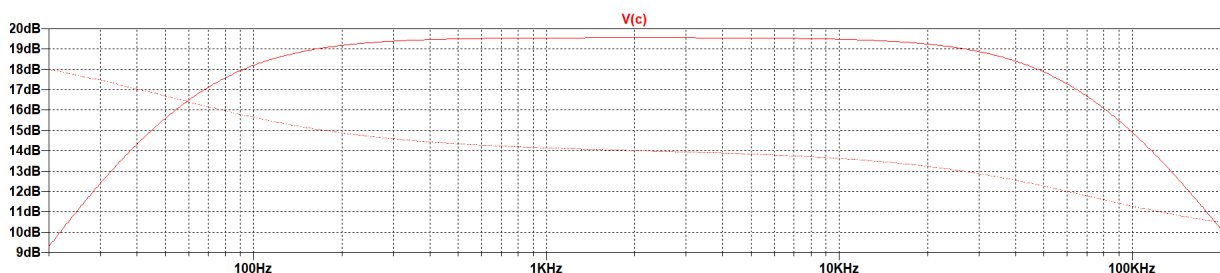


Abbildung 3.13: Graph für den Frequenzgang mit Tastkopffimpedanz

Der Graph ohne Tastkopffimpedanz 3.2.3 und mit Tastkopffimpedanz am Punkt C verändern sich jedoch nicht.

Auswertung der Berechnung und Simulation

4.1 Spannung in den Arbeitspunkten

Der Unterschied in Tab 4.1 zwischen den berechneten und simulierten Werte sind geringfügig und zeigen dass, die Simulation akkurat arbeitet.

Tabelle 4.1: Table to test captions and labels

	U_A in V	U_B in V	U_C in V
Berechnung	2,609	1,347	13,88
LTSpice	2,557	1,332	13,968

4.2 Ein-und Ausgangswiderstand

Der Unterschied in Tab 4.2 zwischen den berechneten und simulierten Werten des R_{ein} weichen um 2,441 k Ω ab. Diese Abweichung kann Resultat dessen sein dass, die Stromverstärkung β mit einem Wert von 300 angenommen wird.

Tabelle 4.2: Table to test captions and labels

	R_{ein} in k Ω	R_{aus} in k Ω
Berechnung	26,25	10
LTSpice	28,696	10

4.3 Spannungsverstärkung und Frequenzganganalyse

Die Werte in Tab 4.3 der Grenzfrequenz passen genau zu einander. Der Unterschied bei der Spannungsverstärkung beläuft sich auf einen Wert von $\Delta = 0,434$ dB.

Tabelle 4.3: Table to test captions and labels

	v_{dB} in dB	f_u in Hz	f_o in Hz
Berechnung	20	60,630	72,340
LTSpice	19,566	60,729	13,968

4.4 Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes C

Alle simulierte Werte in Tab 4.4 sind ca. um $\Delta U_C \approx 100 \text{ mV}$ größer als die berechneten Werte.

Tabelle 4.4: Table to test captions and labels

	U_C bei 0 °C	U_C in 25 °C	U_C in 100 °C
Berechnung	14,034	13,88	13,409
LTSpice	14,123	13,979	13,543

Fazit

Der Versuch war gut durchzuführen, auch wenn es bei den Berechnungen an manchen Stellen zu Problemen kam, diese konnten aber durch genauere Recherche behoben werden. Die Simulation war gut umzusetzen und das Verständnis der Berechnungen wurde dann noch klarer. Die errechneten Werte weichen wenn nur geringfügig von der Simulation ab. Wie zu erwarten war.

Literatur

- [1] Yiğit Osman Deniz. Tastkopf. URL: <https://www.oszilloskope.net/tastkopf/> (besucht am 21.01.2021).
- [2] Wikipedia-Benutzer Saure. Tastkopf. URL: <https://de.wikipedia.org/wiki/Tastkopf> (besucht am 21.01.2021).
- [3] Wikipedia-Benutzer Saure. Tastkopf Standard.png. URL: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/0/0b/Tastkopf_Standard.png (besucht am 21.01.2021).
- [4] Wikipedia-Benutzer Ge². Transmission-Line-Probe.jpeg. URL: <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/e/ef/Transmission-Line-Probe.jpeg> (besucht am 21.01.2021).
- [5] Wikipedia-Benutzer Ge². Active-Probe.jpeg. URL: <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/e/ef/Active-Probe.jpeg> (besucht am 21.01.2021).
- [6] Wikipedia-Benutzer Ge². Differential-Probe.jpeg. URL: <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/e/ef/Differential-Probe.jpeg> (besucht am 21.01.2021).