

Physiklabor für Anfänger*innen 2
Ferienpraktikum im Wintersemester 2018/19

Versuch 62: Transistorverstärker

(durchgeführt am 15. März 2019 bei)

16. März 2019

Inhaltsverzeichnis

1 Ziel des Versuchs	4
2 Physikalische Grundlagen	4
3 Aufbau und Durchführung	6
3.1 Verstärker, Grundsaltung und Charakterisierung . . .	6
3.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers	6
3.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes	6
3.4 Regenerierung der Signalverstärkung	7
4 Messung	7
4.1 Verstärker, Grundsaltung und Charakterisierung . . .	7
4.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers	8
4.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes	9
4.4 Regenerierung der Signalverstärkung	9
5 Auswertung	9
5.1 Verstärker, Grundsaltung und Charakterisierung . . .	9
5.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers	12
5.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes	12
5.4 Regenerierung der Signalverstärkung	15
6 Diskussion	15
6.1 Verstärker, Grundsaltung und Charakterisierung . . .	15
6.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers	16
6.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes	17
6.4 Regenerierung der Signalverstärkung	18
A Anhang	20
A.1 Messwerte	20
A.2 Laborheft	22

In Tabelle 1 ist eine Übersicht über alle in diesem Versuchsprotokoll verwendeten Symbole gegeben.

Größensymbol	Bedeutung
U	Spannung
I	Stromstärke
R	Elektrischer Widerstand
Z	Impedanz
C	Kapazität
G	Verstärkung
r_{BE}	Differentieller Basis-Emitter-Widerstand
ω	Kreisfrequenz
f	Frequenz
τ	Zeitkonstante
ϕ	Phase
s_x	Unsicherheit auf (Mess-) Größe x

Tabelle 1: Symbole, die in diesem Versuchsprotokoll verwendet wurden.

1 Ziel des Versuchs

Bei diesem Versuch soll ein gekoppelter Transistorverstärker in Emitterschaltung aufgebaut werden. Für eine saubere Kleinsignalverstärkung soll ein geeigneter Arbeitspunkt eingestellt werden. Anschließend sollen verschiedene Messungen des Verstärkungsverhaltens durchgeführt werden, bei denen der Einfluss der einzelnen Komponenten der Schaltung auf das Ausgangssignal zu untersuchen sind.

2 Physikalische Grundlagen

Bei einem Transistorverstärker ist der Zusammenhang zwischen Kollektor- und Basisstrom:

$$I_C = B \cdot I_B. \quad (1)$$

Wenn man nur kleine Änderungen von Strömen um einen bestimmten Arbeitspunkt herum betrachtet, verwendet man die Gleichung:

$$\delta I_C = \beta \cdot \delta I_B. \quad (2)$$

Der Arbeitspunkt A ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Ausgangskennlinie mit der Geraden $U_{CE} = U_{CC} - I_C R_L$. Der Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Basis-Emitter-Spannung ist gegeben durch

$$I_C = I_{CS} \left(e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right). \quad (3)$$

Für den Basisstrom gilt in etwa die selbe exponentielle Abhängigkeit.

Der differentielle Eingangswiderstand r_{BE} des Transistors ist definiert durch

$$\delta I_B = \frac{1}{r_{BE}} \cdot \delta U_{BE}. \quad (4)$$

Daraus folgt für den Kollektorstrom

$$\delta I_C = \frac{\beta}{r_{BE}} \cdot \delta U_{BE}. \quad (5)$$

Die Ausgangsspannung der Schaltung ist:

$$U_{Aus} = U_{CC} - R_C I_C, \quad (6)$$

wobei für kleine Änderungen der Ausgangsspannungen mit der (negativen) Spannungsverstärkung

$$G_0 = -R_C \frac{\beta}{r_{BE}} \quad (7)$$

$$\delta U_{Aus} = G_0 \delta U_{Ein}$$

gilt.

In einer Schaltung mit Gegenkopplung ist der Verstärkungsfaktor gegeben durch

$$G = \frac{\delta U_{Aus}}{\delta U_{Ein}}. \quad (8)$$

Über die Ausgangsspannung Gleichung (6) erhalten wir nach mehreren Rechenschritten den Zusammenhang

$$G = -\frac{R_C}{R_E} \cdot \frac{1}{1 - \frac{R_C}{G_0 R_E}}. \quad (9)$$

Baut man in die Emitterschaltung noch einen Kondensator C_E ein, erhalten wir eine Impedanz mit Real- und Imaginärteil:

$$Z_a = a - ib = -i \frac{\omega R_E C_E}{1 + (\omega R_E C_E)^2} + \frac{R_E}{1 + (\omega R_E C_E)^2} + \frac{r_{BE}}{\beta}. \quad (10)$$

Die Verstärkung G ist dann

$$G = \frac{-R_C(a + ib)}{a^2 + b^2}. \quad (11)$$

Daher gilt für die Phasen:

$$\phi_{Z_a} = \arctan\left(\frac{-b}{a}\right) \quad (12)$$

$$\phi_G = \arctan\left(\frac{-b}{-a}\right)$$

und für die Beträge:

$$|Z_a| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (13)$$

$$|G| = \frac{R_C}{\sqrt{a^2 + b^2}}.$$

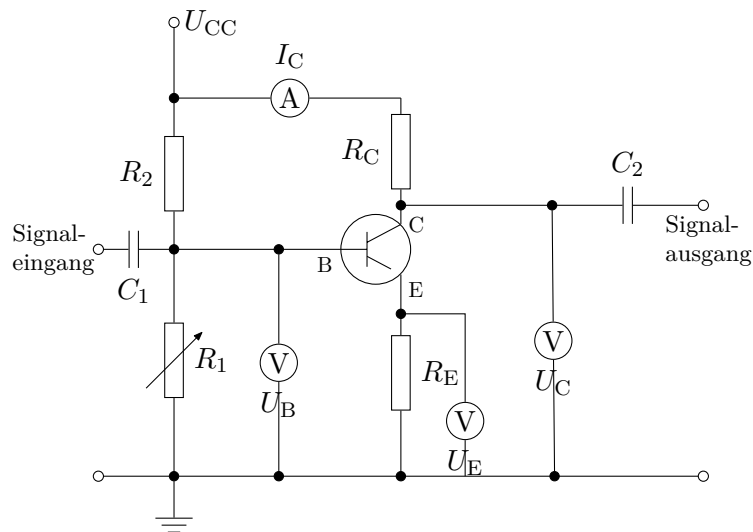


Abbildung 1: Transistor ohne Gegekopplung

3 Aufbau und Durchführung

3.1 Verstärker, Grundschaltung und Charakterisierung

Zuerst sollten wir auf dem Steckbrett die Schaltung Abb. 1 aufbauen, um anschließend den Arbeitspunkt so einstellen zu können, dass wir eine Kollektorspannung von $U_{CC}/2$ erhalten. Dabei sollten wir die Emitterspannung, den Kollektorstrom und die Basisspannung messen.

3.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers

Um die Signalverstärkung mit dem gegengekoppelten Verstärker sowie den Frequenzgang untersuchen zu können, sollten wir ein sinusförmiges Signal an den Eingang der Schaltung anlegen und dann Amplitude und Phasenlage des Ausgangssignals (in Bezug auf das Eingangssignal) bei verschiedenen Frequenzen beobachten.

Die gleichen Größen sowie zusätzlich die Form des Signals und die Amplitude der Kollektorspannung sollten wir dann in geeigneter Schrittweite bei einem festen Eingangssignal untersuchen, wobei der Arbeitspunkt verschoben werden sollte. Durch die Variation des Arbeitspunktes können nämlich die Grenzen des Arbeitsbereichs getestet werden.

3.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes

Jetzt soll nach Vergrößerung des Arbeitswiderstandes die Veränderung des Arbeitspunktes und des Ausgangssignals untersucht werden.

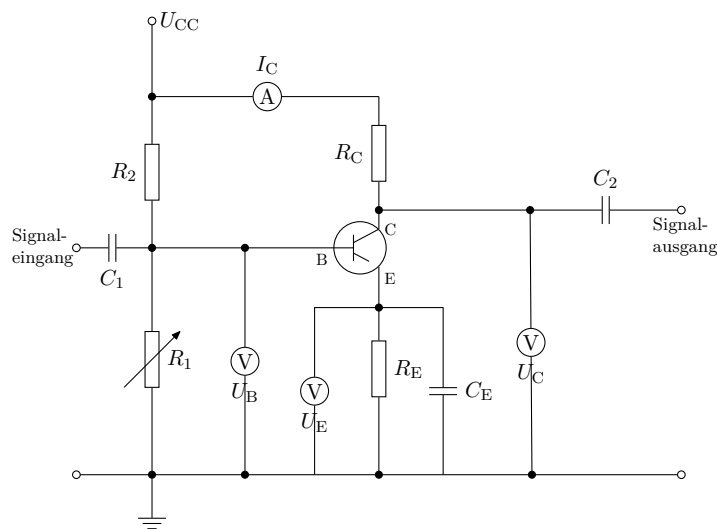


Abbildung 2: Transistor mit Gegenkopplung

Nach Korrigieren des Arbeitspunktes sollen wieder das Ausgangssignal untersucht und die Emitterspannung, der Kollektorstrom und die Basisspannung gemessen werden.

3.4 Regenerierung der Signalverstärkung

Für den Kleinsignal-Bypass wird parallel zu R_E ein Elektrolyt-Kondensator geschaltet Abb. 2 Dann kann bei verschiedenen Frequenzen die Veränderung des Ausgangssignals untersucht werden. Anschließend wird der Frequenzgang bei Regenerierung mit unangepasstem Bypass dokumentiert.

4 Messung

4.1 Verstärker, Grundschaltung und Charakterisierung

Für einen Arbeitswiderstand $R_C = R_3$ konnten wir mit Hilfe des Einstellrädchens an R_1 über den Widerstand R_1 die Kollektorspannung auf $U_{CC}/2 = (7,50 \pm 0,23) \text{ V}$ einstellen. Die Versorgungsspannung U_{CC} betrug $(15,00 \pm 0,45) \text{ V}$. Mit den Multimetern konnten wir die Emitterspannung $U_E = (0,784 \pm 0,020) \text{ V}$, den Kollektorstrom $I_C = (7,81 \pm 0,23) \text{ mA}$ und die Basisspannung $U_B = (1,44 \pm 0,04) \text{ V}$ messen. Der einstellbare Widerstand R_1 ließ sich mit einem Rädchen auf einer Skala von Null bis Zehn Drehungen zwischen $0 \text{ k}\Omega$ und $50 \text{ k}\Omega$ einstellen. Wir nahmen den Arbeitspunkt bei einer Einstellung von 2,5 Drehungen auf. Das entspricht $(10,25 \pm 0,25) \text{ k}\Omega$.

Die Fehler auf die mit den Multimetern gemessenen Werte schätzten wir mit 3% des Messwertes ab, weil dies in den vorherigen Versuchen oft

so auf den Multimeteranleitungen stand. Den Fehler auf den eingestellten Widerstand R_1 schätzten wir mit 0,05 Drehungen, also $\pm 0,25 \text{ k}\Omega$ ab, weil man nicht genau ablesen konnte, an welchem Strich sich der Ablesezeiger befindet, also welchem Widerstandswert er entspricht.

Noch zu erwähnen ist, dass die Kollektorspannung während der Messung zeitlich abgefallen ist.

4.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers

Wir legten ein sinusförmiges Signal von 1 kHz und einer Amplitude von 20 mV an den Eingang der Schaltung an. Unsere Messungen der Amplitude und Phasenlage des Ausgangssignals (in Bezug auf das Eingangssignal) bei verschiedenen Frequenzen befinden sich wegen der Übersichtlichkeit im Anhang in Tabelle 2. Den Fehler auf die Phasenlage haben wir mit $\pm 5^\circ$ abgeschätzt, weil die Anzeige der Phasenlage auf dem Oszilloskop sehr geschwankt hat. Ebenfalls, aber nicht ganz so stark hat die Anzeige der vom Oszilloskop gemessenen Spannungsamplitude fluktuiert, weswegen wir diese mit einem Fehler von $\pm 0,04 \text{ V}$ versahen. Die Frequenz ließ sich am Frequenzgenerator ziemlich genau einstellen. Deswegen haben wir den Fehler auf diese Größe mit $\pm 0,05 \text{ kHz}$ abgeschätzt, aber wegen ihrer im Vergleich zu den Schwankungen, der mit dem Oszilloskop angezeigten Werte, geringen Größe nicht in der Tabelle erwähnt.

Durch die Variation des Arbeitspunktes können die Grenzen des Arbeitsbereichs getestet werden. Dies realisierten wir, indem wir den Widerstand R_1 variierten und dann die Amplitude der Kollektor- und Ausgangsspannung maßen, sowie die Phasenlage. Die Ergebnisse dieser Messreihe befinden sich in Tabelle 3. Die Fehler auf die mit dem Multimeter gemessenen Werte schätzen wir aus den selben Gründen wie oben wieder mit 3% ab. Das selbe gilt auch für den Fehler auf den mit dem Rädchen einstellbaren Widerstand. Den Fehler auf die Ausgangsspannung schätzen wir, außer bei Spannungen im Millivoltbereich, mit 0,4 V ab, weil der direkt mit dem Oszilloskop gemessene Wert teilweise etwas schwankte. Das selbe gilt auch für die Messung der Phasenlage, weswegen der Fehler auf diese wieder 5° beträgt.

Für die Form der Kurve von der Ausgangsspannung konnten wir beobachten, dass sie bei einem Widerstand von $R_1 = 0 \Omega$ eine Gerade ist. Mit steigendem aber immer noch geringem Widerstand bekommt die Gerade kleine Ausbuchtungen, welche mit Erhöhung des Widerstandes in eine Sinuskurve mit abgeflachten Spitzen und schließlich in eine Sinuskurve übergeht. Bei weiterer Erhöhung des Widerstandes bleibt es eine Sinuskurve, wohingegen die Kurve der Ausgangsspannung zum Ende unserer Messungen hin, also bei max. möglichem Widerstand wieder abflachte.

4.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes

Nach Erhöhung des Arbeitswiderstandes auf $3,3\text{ k}\Omega$ haben wir für ein $3,3\text{ kHz}$ Signal mit einer Amplitude von 20 mV die Veränderung des Arbeitspunktes und des Ausgangssignals untersucht.

Dafür haben wir zuerst $U_C = U_{CC}/2$ eingestellt. Die Versorgungsspannung U_{CC} betrug noch immer $(15,00 \pm 0,45)\text{ V}$. Mit den Multimetern konnten wir die Emitterspannung $U_E = (0,449 \pm 0,013)\text{ V}$, den Kollektorstrom $I_C = (4,49 \pm 0,13)\text{ mA}$ und die Basisspannung $U_B = (1,13 \pm 0,03)\text{ V}$ messen. R_1 war noch immer bei einer Einstellung von etwa 2,5 Drehungen auf. Das entspricht $(10,25 \pm 0,25)\text{ k}\Omega$. Die Kurvenform sah jetzt nicht mehr sinusförmig, sondern eher sinusförmig mit spitzeren Peaks aus.

Für den Arbeitswiderstand von $1\text{ k}\Omega$ betrug die Amplitude $(4,16 \pm 0,40)\text{ V}$ und die Phasenlage $(191 \pm 5)^\circ$. Für den Arbeitswiderstand von $3,3\text{ k}\Omega$ betrug die Amplitude dagegen $(3,92 \pm 0,40)\text{ V}$ und die Phasenlage $(98,9 \pm 5,0)^\circ$.

Nach Korrigieren des Arbeitspunktes durch die Einstellung des Widerstandes R_1 auf $(6,30 \pm 0,25)\text{ k}\Omega$ betrug die Amplitude $(12,8 \pm 0,4)\text{ V}$ und die Phasenlage $(190 \pm 5)^\circ$. Die Emitterspannung betrug $U_E = (0,236 \pm 0,007)\text{ V}$, den Kollektorstrom $I_C = (2,36 \pm 0,07)\text{ mA}$ und die Basisspannung $U_B = (0,88 \pm 0,03)\text{ V}$. Dabei ist die Kollektorspannung immer noch die Hälfte der Eingangsspannung.

4.4 Regenerierung der Signalverstärkung

Mit einem Arbeitswiderstand von $1\text{ k}\Omega$ und einem Kleinsignal-Bypass maßen wir einmal den Frequenzgang der regenerierten Verstärkung und einmal den Frequenzgang mit unangepasstem Bypass bestehend aus einem Kondensator mit der kleinen Kapazität $0,47\text{ }\mu\text{F}$. Die Ergebnisse befinden sich im Anhang in Tabelle 4 und Tabelle 5. Anders als in der Versuchsanleitung angegeben verwendeten wir eine Eingangsspannung von $U_{SS}^E = 40\text{ mV}$. Die Form der Spannungskurve war hier immer sinusförmig. Die Fehler schätzten wir auf die selbe Weise wie schon in den vorherigen Versuchsteilen ab.

5 Auswertung

5.1 Verstärker, Grundschaltung und Charakterisierung

Ausgehend von unseren Messwerten und insbesondere dem Kollektorstrom I_C ist zunächst der Basisstrom abzuschätzen. Dafür bedienen wir uns des in dem Versuchskonvolut [1] abgebildeten Kennlinienbildes, in welches wir den Schnittpunkt mit der Steuerkennlinie einzeichnen. Das Kennlinienbild ist in Abbildung 3 eingezeichnet. Die uns hier interessierenden Einzeichnungen sind blau koloriert.

Ausgehend von einem Kollektorstrom von $I_C = 7,81\text{ mA}$ finden wir einen Basisstrom von $I_B = 20\text{ }\mu\text{A}$. Ausgehend von diesem lässt sich der differenti-

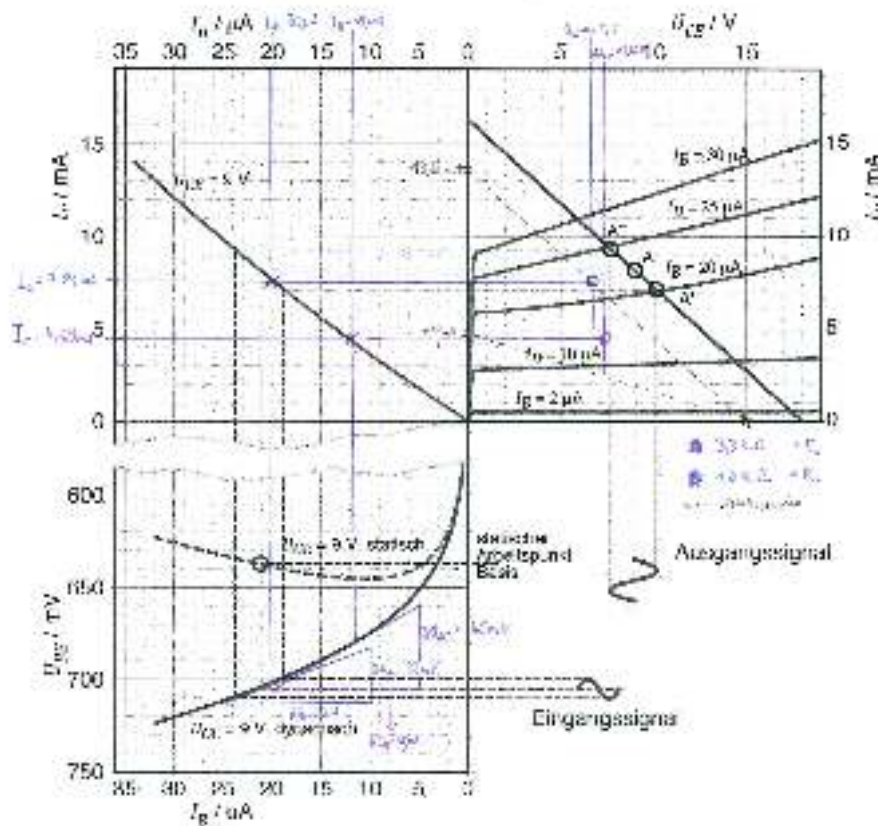


Abbildung 3: Kennlinienbild mit eingezeichnetem Kollektorstrom I_C , aus dem wir den Basisstrom I_B bestimmen. Die blauen Markierungen beziehen sich auf Abschnitt 5.1, bei der ein Lastwiderstand von $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ verwendet wurde.

um den Basis-Emitter-Widerstand r_{BE} bestimmen, indem wir den Schnittpunkt der Gerade I_B mit der Eingangskennlinie suchen. Dort legen wir eine Tangente an und bestimmen die Steigung dieser graphisch. Mit einem Steigungsdreieck finden wir:

$$\begin{aligned} \delta I_B &= 15 \mu\text{A} \\ \delta U_{BE} &= 32 \text{ mV} \end{aligned} \quad (14)$$

Da die graphische Auswertung bei weitem nicht ohne Unsicherheiten ist,

lohnt es sich an dieser Stelle, diese abzuschätzen¹:

$$\begin{aligned} s_{\delta I_B} &= 1 \mu\text{A} \\ s_{\delta U_{BE}} &= 2 \text{mV} \end{aligned} \quad (15)$$

Ausgehend von der Steigung lässt sich der differentielle Basis-Emitter-Widerstand ausrechnen:

$$r_{BE} = \frac{\delta U_{BE}}{\delta I_B} = 2,13 \cdot 10^3 \Omega \quad (16)$$

Die Unsicherheit auf diesen Wert lässt sich aus den Unsicherheiten der Steigungsdreiecksabmaße mithilfe von Gaußscher Fehlerfortpflanzung berechnen:

$$\begin{aligned} s_{r_{BE}} &= \sqrt{\left(\frac{s_{\delta U_{BE}}}{\delta I_B}\right)^2 + \left(\frac{s_{\delta I_B} \delta U_{BE}}{\delta I_B^2}\right)^2} \\ &= 1,95 \cdot 10^2 \Omega \end{aligned} \quad (17)$$

Wir erhalten also $r_{BE} = (2,13 \pm 0,20) \cdot 10^3 \Omega$, wobei die Unsicherheit aufgrund der graphischen Bestimmung zustandegekommen sind.

Ebenfalls im Diagramm eingezeichnet ist der zugehörige Arbeitspunkt: Dieser lässt sich aus dem Schnittpunkt des Kollektorstroms I_C mit der Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE} = U_C - U_E = 6,72 \text{V}$ extrapolieren und ist ebenfalls in blau in Abbildung 3 eingezeichnet.

Um die zugehörige Arbeitsgerade zu bestimmen, überlegen wir uns die Schnittpunkte dieser mit den Achsen: Da die Arbeitsgerade durch die Gleichung

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_L \quad (18)$$

bestimmt ist, finden wir für die Schnittpunkte mit den Achsen:

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{U_{CC}}{R_L} = \frac{15 \text{V}}{100 \Omega + 1000 \Omega} = 13,64 \text{mA} \\ U_{CE} &= U_{CC} = 15 \text{V} \end{aligned} \quad (19)$$

R_L ist dabei der Lastwiderstand, der sich aus dem Arbeitswiderstand R_C und dem eingefügten degenerierten Widerstand R_E zusammensetzt. Die Arbeitsgerade ist gestrichelt in das Kennlinienbild eingetragen.

Zusätzlich kann separat der Arbeitspunkt eingetragen werden. Da wir bei einer Kollektorspannung von $U_C = 7,5 \text{V}$ und einer Emitterspannung $U_E = 0,78 \text{V}$ einen Kollektorstrom von $I_C = 4,49 \text{mA}$ gemessen haben, lässt sich in das Kennlinienbild das Wertepaar

$$(I_C = 4,49 \text{mA}, U_{CE} = 6,71 \text{V}) \quad (20)$$

¹Natürlich kann nun angemerkt werden, dass die Messunsicherheiten bei der Schnittpunktbestimmung vernachlässigt wurden. Diese sind jedoch im Vergleich zur Unsicherheit auf die Steigungsdreiecksabmaße sehr gering.

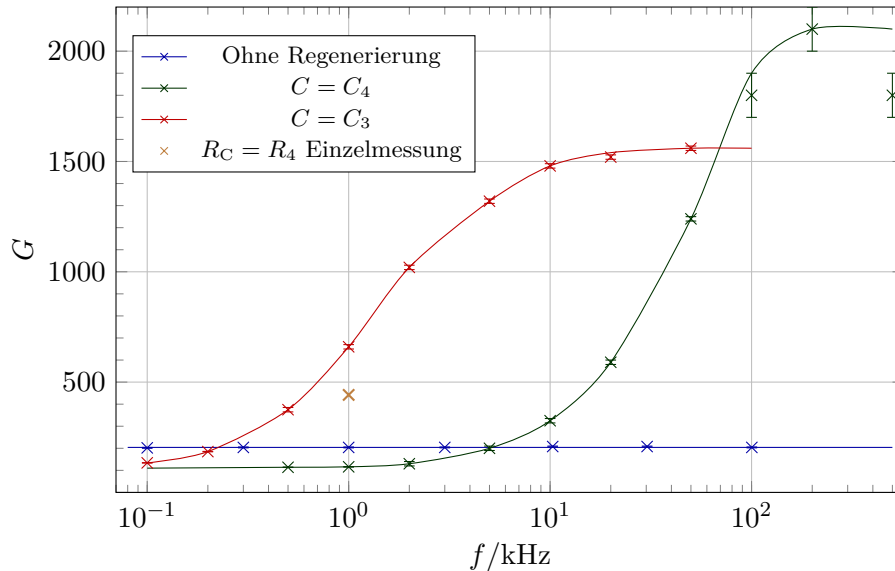


Abbildung 4: Verschiedene Verstärkungen auf logarithmischer Frequenzskala. Die eingezeichneten Kurven sind keine numerisch bestimmten Ausgleichsgeraden, sondern spiegeln lediglich den von uns in etwa erwarteten Kurvenverlauf wieder.

eintragen, wobei sich die Kollektor-Emitter-Spannung aus $U_{CE} = U_C - U_E$ berechnen ließ.

5.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers

Zur Auswertung unserer Messungen haben wir unsere Ergebnisse in Abb. 4 in blauer Farbe aufgetragen. Die Verstärkung G berechnete sich dabei mit samt Fehler über

$$G = \frac{U_{SS}^A}{U_{SS}^E}, \quad s_G = \frac{s_{U_{SS}^A}}{U_{SS}^E}. \quad (21)$$

Die anderen Kurvenverläufe haben wir später in der Grafik ergänzt.

Nun tragen wir die Verstärkung G in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_C auf. Dies ist in Abbildung 5 getan. In dem Diagramm erkennt man, dass beim Eintritt in die Grenzfälle Sättigungsbereich und Sperrbereich die Verstärkung exponentiell abnimmt. Im Arbeitsbereich ist sie dagegen etwa konstant. Was daraus für Konsequenzen folgen, erläutern wir in der Diskussion.

5.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes

Analog zu Abschnitt 5.1 soll auch hier aus dem Kollektorstrom $I_C = 4,49$ mA der Basisstrom I_B graphisch bestimmt werden. Dafür zeichnen wir in das

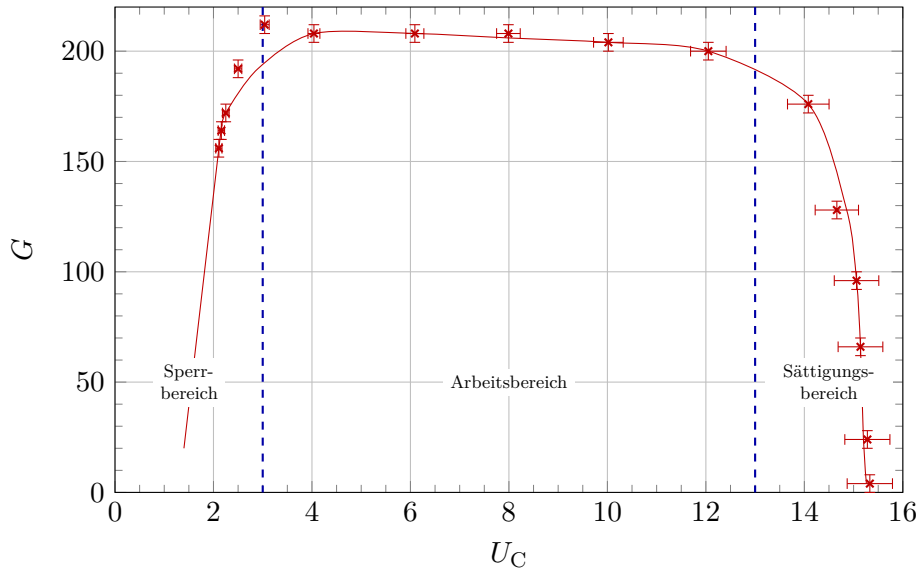


Abbildung 5: Verstärkung als Funktion der Arbeitspunktspannung. Die eingezeichnete Kurve ist keine numerisch bestimmte Ausgleichskurve. Die gestrichelten Linien trennen Sperr-, Arbeits- und Sättigungsbereich voneinander.

selbe Kennlinienbild in Abb. 3 eine Gerade beim bekannten Kollektorstrom und suchen den Schnittpunkt mit der Steuerkennlinie. Dies ist in der Abbildung mit Lila getan worden. Als Basisstrom finden wir $I_B = 13 \mu\text{A}$. Nun soll auch der differentielle Basis-Emitter-Widerstand bestimmt werden. Wir suchen also erneut die Steigung im zum Basisstrom zugehörigen Punkt der Eingangskennlinie und finden graphisch:

$$\begin{aligned}\delta U_{BE} &= (45 \pm 2) \text{ mV} \\ \delta I_B &= (15 \pm 1) \mu\text{A}\end{aligned}\quad (22)$$

Die Unsicherheiten wurden dabei wie oben nach persönlichem Ermessen abgeschätzt. Analog zu Gleichungen (16) und (17) erhalten wir daraus für den differentiellen Basis-Emitter-Widerstand:

$$r_{BE} = (3,00 \pm 0,42) \cdot 10^3 \Omega \quad (23)$$

Um aus diesem Wert die Verstärkung G zu berechnen, benötigen wir allerdings noch die Kleinsignal-Stromverstärkung β in diesem Punkt. Auch diese erhalten wir über ein Steigungsdreieck (nicht in Abb. 3 abgebildet):

$$\begin{aligned}\delta I_C &= 2 \text{ mA} \\ \delta I_B &= 5 \mu\text{A}\end{aligned}\quad (24)$$

Da sich die Steigung der Steuerkennlinie nur geringfügig ändert, schätzen wir die Unsicherheit auf die Abmaße dieses Steigungsdreiecks wesentlich geringer als die des vorigen ab:

$$\begin{aligned} s_{\delta I_C} &= 0,25 \mu\text{A} \\ s_{\delta I_B} &= 0,1 \text{ mA} \end{aligned} \quad (25)$$

Aus den Abmaßen ergibt sich wiederum

$$\beta = \frac{\delta I_C}{\delta I_B} = 4,00 \cdot 10^2. \quad (26)$$

Diese Größe ist selbstverständlich mit einer Unsicherheit versehen. Diese lässt sich aus den obigen abgeschätzten Unsicherheiten auf I_C, I_B mittels Gaußscher Fehlerfortpflanzung berechnen:

$$s_\beta = \sqrt{\left(\frac{s_{\delta I_C}}{\delta I_B}\right)^2 + \left(\frac{\delta I_C}{\delta I_B^2} s_{\delta I_B}\right)^2} = 2,83 \cdot 10^1 \quad (27)$$

Aus β und dem differentiellen Basis-Emitter-Widerstand lässt sich nun die Verstärkung berechnen:

$$G = \beta \frac{R_C}{r_{BE}} = 4,42 \cdot 10^2 \quad (28)$$

Mit Gaußscher Fehlerfortpflanzung erhalten wir als Unsicherheit auf die Verstärkung:

$$s_G = \sqrt{\left(s_\beta \frac{R_C}{r_{BE}}\right)^2 + \left(\beta \frac{R_C}{r_{BE}^2} s_{r_{BE}}\right)^2} = 3,20 \cdot 10^1 \quad (29)$$

Die hier berechnete Verstärkung von $G = 4,42 \pm 0,32$ haben wir als einzelnen Messpunkt in Abb. 4 eingetragen.

Zusätzlich ist noch die Arbeitsgerade zu bestimmen. Analog zu Gleichung (19) lassen sich auch hier mit einem Lastwiderstand von $R_L = 3000 \Omega + 100 \Omega$ die Schnittpunkte der Arbeitsgerade mit den Achsen bestimmen:

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{15 \text{ V}}{3400 \Omega} = 4,41 \text{ mA} \\ U_{CE} &= 15 \text{ V} \end{aligned} \quad (30)$$

Die Arbeitsgerade ist schwarz gestrichelt in Abb. 3 abgebildet. Ebenfalls im Kennlinienbild eingetragen ist der Arbeitspunkt, der genau wie in Abschnitt 5.1 bestimmt wurde.

Schließlich sind noch die Phasenlagen zu untersuchen. Zusammen mit dem Phasenverlauf der Schaltung ohne Regenerierung R_3 sowie dem Kondensator C_4 ist in Abbildung 6 der Verlauf der Phase über der logarithmisch dargestellten Frequenz aufgetragen.

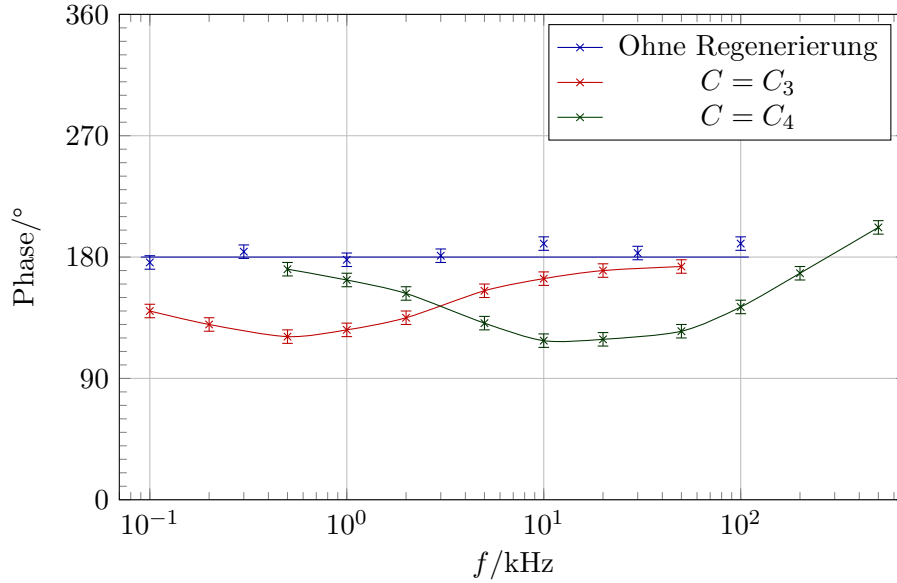


Abbildung 6: Verlauf der Phase für verschiedene Transistorschaltungen. Die eingezeichneten Kurven sind ohne numerische Grundlage eingezeichnet worden.

5.4 Regenerierung der Signalverstärkung

Unsere Messergebnisse dieses Versuchsteils haben wir ebenfalls in Abb. 4 aufgetragen. Die rote Kurve entspricht den Messwerten des Elektrolytkondensators C_3 , die grüne den Messwerten mit dem unangepasstem Bypass.

Die beiden charakteristischen Zeitkonstanten $\tau_i = R_E C_i$ mit $i = 3, 4$ ergeben sich für die beiden verwendeten Kondensatoren C_3 und C_4 :

$$\begin{aligned}\tau_3 &= 1 \text{ ms} \\ \tau_4 &= 47 \text{ } \mu\text{s}.\end{aligned}\tag{31}$$

Für die damit korrelierten Grenzfrequenzen erhalten wir über $f_{\text{gr}} = \frac{1}{2\pi\tau}$:

$$\begin{aligned}f_3 &= 159,2 \text{ Hz} \\ f_4 &= 3386,3 \text{ Hz}.\end{aligned}\tag{32}$$

Der Phasenverlauf des Kondensators C_4 ist in Abbildung 6 zusammenzusammen mit anderen Phasenverläufen abgebildet.

6 Diskussion

6.1 Verstärker, Grundschaltung und Charakterisierung

Da wir für den von uns bestimmten Basisstrom $I_B = (20 \pm 1) \text{ } \mu\text{A}$, sowie den differentiellen Basis-Emitter-Widerstand $r_{\text{BE}} = (2,13 \pm 0,19) \cdot 10^3 \text{ } \Omega$ keinen

Referenzwert haben, fällt die Beurteilung der Plausibilität schwer. Trotzdem darf eine Diskussion möglicher Fehlerquellen nicht vernachlässigt werden: Zum ersten wurden Basisstrom sowie Basis-Emitter-Widerstand mit einem Kennlinienbild bestimmt, das von einer Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} von 9 V ausging, wir aber aufgrund der Wahl eines anderen Netzteils nur 7,5 V zur Verfügung hatten. Damit erhalten wir auf die Stärke des Basisstroms einen nicht zu vernachlässigenden systematischen Fehler, der sich selbstverständlich auch auf den differentiellen Widerstand r_{BE} auswirkt. Bei einer höheren Kollektor-Emitter-Spannung ist auch der Kollektorstrom verhältnismäßig höher, sodass wir eigentlich einen niedrigeren Basisstrom für den gleichen Kollektorstrom erwarten würden.

Trotz der Unterschiede in der Steuerkennlinie ließ sich aus dem Kollektorstrom eine sehr gute Arbeitsgerade extrapolieren, die den von uns bestimmten Arbeitspunkt miteinschließt (siehe obere gestrichelte Linie in Abbildung 3).

6.2 Verstärkung und Grenzen des Verstärkers

In Abb. 4 erkennt man, dass die Verstärkung ohne Regenerierung konstant ist.

Die in den Messwerten beobachtete Abflachung der reinen Sinuskurve für kleine und große Spannungen ist auf die starken Nichtlinearitäten der Ausgangskennlinien (wie man gut im Kennlinienbild des Versuchskonvoluts in Abb. 3 sehen kann) in diesem Spannungsbereich zurückzuführen, die zu unterschiedlich starken Verstärkungen der jeweiligen Kurvenbereiche führten. Zum weiteren Verständnis ist eine Betrachtung der Verstärkungskennlinie Abb. 5 notwendig. Es fällt nämlich auf, dass die Verstärkung im Arbeitsspannungsbereich in guter Näherung konstant ist. In diesem Bereich waren auch die gemessenen Ausgangssignale sehr genau sinusförmig, da hier keine Verzerrung durch verschiedene Verstärkungen auftritt. Hier gilt auch relativ gut der theoretisch erwartete Zusammenhang ??.

Für kleine Kollektorspannungen ist die Verstärkung mit abnehmendem U_C verringert. Dies liegt daran, dass in diesem Bereich, dem Sperrbereich, die beiden Übergänge, d. h. die Kollektor- und die Emitterdiode sperren, weshalb der Transistor in diesem Betriebszustand theoretisch keinen Strom leistet. Der Transistor entspricht damit theoretisch einem geöffneten Schalter, so dass die Verstärkung theoretisch null ist. Praktisch fließt aber auch im Sperrbereich ein geringer Strom, wie in den Ausgangskennlinien im Kennliniendiagramm in Abbildung 3 erkennbar ist. Das bedeutet also, dass der Transistor im Sperrbetrieb einen nichtidealen Schalter darstellt, der zu einer nicht verschwindenden Verstärkung führt. Mit abnehmender Kollektorspannung nimmt die Verstärkung ab. Dadurch werden für sinusförmige Eingangssignale die Kurvenpunkte mit höheren Eingangsspannungen stärker verstärkt als die unteren. Das führt zu der Verzerrung der reinen Sinuskurve

des Ausgangssignals.

Im Sättigungsbereich nimmt die Verstärkung wieder mit zunehmender Kollektorspannung ab. Das liegt an der Zunahme des Kollektorstromes, denn je höher der Kollektorstrom ist, desto mehr Spannung fällt an R_C ab und desto weniger am Transistor. Im Sättigungsbetrieb leiten beide pn-Übergänge und in der Basiszone befinden sich mehr Ladungsträger als für den Kollektorstrom benötigt werden. Deswegen ist die Kollektorstromstärke unabhängig von der Basisstromstärke und der Transistor entspricht einem geschlossenen Schalter mit konstantem Durchgangswiderstand. Sofern der Arbeitspunkt nicht zu weit vom Sättigungsbereich entfernt ist oder die Amplitude des Signals zu hoch ist, übersteuert der Verstärker und es treten Verzerrungen auf. Die Verzerrung der reinen Sinuskurve des Ausgangssignals lässt sich in diesem Bereich analog zum Sperrbereich erklären.

Die von uns bestimmte Verstärkung ist mit rund 200 definitiv höher als die von uns erwarteten Werte, die sich etwa eine Größenordnung unterhalb diesen Wertes befindet. Diese hohen Verstärkungswerte, die in sich per se nicht offensichtlich inkonsistent zueinander sind, deuten auf einen systematischen Fehler hin. Vor der Messung wurde das von uns verwendete Oszilloskop nicht kalibriert, sodass ein Fehler in der voreingestellten Kalibrierung Ursache unserer Messungen sein könnte. Ebenfalls nicht stattgefunden hat eine Kalibrierung des Funktionengenerators, dessen Frequenz wir als zumindest so exakt angesehen haben, dass wir die Unsicherheiten auf diese vernachlässigt haben.

6.3 Einfluss des Arbeitswiderstandes

Das Einfügen eines anderen Arbeitswiderstandes R_C führt zu einer Veränderung des Lastwiderstands, sodass dieser auf $R_L = R_E + R_C = 3,4 \cdot 10^3 \Omega$ ansteigt. Dadurch fällt die Kollektorspannung auf unter 7,5 V ab, sodass sich die Schaltung nicht mehr im Arbeitsbereich befindet. Der Kollektorstrom muss damit durch Justieren des Widerstands R_1 erhöht werden, um den Arbeitspunkt wieder zu erreichen. Im Gegensatz zu Abschnitt 6.1 stimmt der von uns bestimmte Arbeitspunkt nicht mehr mit der Arbeitsgerade überein, sondern liegt sogar mit einer Kollektorspannung von 4,49 mA über dem maximalen Arbeitsstrom $I_C = 4,41$ mA. Dies legt die Vermutung nahe, dass wir es hier mit einem systematischen oder gar grobem Fehler bei der Einstellung des Arbeitspunktes zu tun haben, die offensichtlich fehlgeschlagen ist. Trotzdem sehen wir sowohl an der Arbeitsgerade, als auch am Arbeitspunkt, dass sich dieser bei einem erhöhten B Lastwiderstand deutlich nach unten verschiebt.

Prinzipiell sind bei der Diskussion möglicher Fehlerquellen bei der Bestimmung des differentiellen Widerstands die gleichen systematischen Fehler wie in Abschnitt 6.1 aufzuführen, da über die gleichen Methoden die Stärke des Basisstroms, der differentielle Basis-Emitter-Widerstand, sowie der

Arbeitspunkt selbst bestimmt wurde.

Diese systematische Fehlerquelle entschuldigt allerdings nicht den Fehler in der fehlerhaften Bestimmung des Arbeitspunktes, die die veränderte Spannung von 15 V bereits an allen Stellen berücksichtigt.

6.4 Regenerierung der Signalverstärkung

Aus unseren Messergebnissen kann man erkennen, dass sich der Betrag der Ausgangsamplitude (und damit auch die Verstärkung in Abb. 4) mit der Frequenz ändert. Dies liegt an der Verwendung der kapazitiven Impedanz

$$Z = -\frac{i}{\omega C}. \quad (33)$$

Daraus resultiert die Emitterimpedanz

$$Z_E = \frac{R}{1 + i\omega R_E C_E}. \quad (34)$$

Für sehr kleine Frequenzen strebt der Betrag der Verstärkung hierbei gegen:

$$\frac{R_C}{R_E + r_{BE}/\beta} \approx \frac{R_C}{R_E}, \quad (35)$$

wie bei der Messung ohne Regenerierung, weil jetzt der Einfluss des Kondensators vernachlässigbar ist. Für hohe Frequenzen streben die Verstärkungskennlinien gegen den Wert $\beta \frac{R_C}{r_{BE}}$, der ganz ohne Gegenkopplung zu erwarten wäre, da diese hier vom Kondensator durch effektive Überbrückung des Widerstandes RE unterdrückt wird. So nimmt durch die Abnahme des effektiven Hauptwiderstandes die Ausgangsspannung zu. Der Einsatz des dazwischenliegenden monotonen Verlauf der Kurve verschiebt sich dabei für höhere Kapazitäten von C_E zu niedrigeren Frequenzen. Auf Zunahme der Ausgangsspannung ist hier auch durch das damit verbundene Verlassen des idealen Arbeitspunktes die für hohe Frequenzen beobachtbare Verzerrung der eigentlichen sinusförmigen Kurvenform des Ausgangssignals zurückzuführen. Theoretisch hätten wir noch bei sehr niedrigen Frequenzen in der Nähe der beiden Umkehrpunkte des Spannungssignals kleine "Knicke" erwarten müssen, die auf den Auf- und Entladevorgang des Kondensators zurückzuführen sind.

Ebenfalls ist beobachtbar, dass auch die Phasenlage frequenzabhängig ist. Ohne Regenerierung beträgt sie etwa 180° . Dieser Wert wird auch bei hohen Frequenzen, d. h. bei Unterdrückung der Gegenkopplung angenommen. Dem selben Wert nähert sie sich bei niedrigen Frequenzen, weil dann effektiv der Fall der statischen Gegenkopplung eintritt. horizontale Lage des dazwischenliegenden Maximums der Phasenlage verschiebt sich wieder mit zunehmender Kapazität zu kleineren Werten hin. Die Werte der Maxima

hängt vom differentiellen Basis-Emitter-Widerstand und der Kleinsignalverstärkung ab.

Die Wirkung eines dem Emitterwiderstand parallel geschalteten Kondensators ist, dass der Emitterwiderstand R_E , wenn er einer durch Temperaturveränderungen hervorgerufenen Kollektorstromänderung durch thermische Einflüsse entgegenwirkt, natürlich auch einer Kollektorstromänderung durch das Eingangssignal U_{SS}^E entgegenwirkt. Durch den Emitterkondensator werden alle Wechsellspannungen kurzgeschlossen, die das Eingangssignal am Emitter erzeugen würde, d. h. bei hohen Frequenzen wird die Gegenkopplung stark abgeschwächt. für die beiden charakteristischen Zeitkonstanten $\tau_i = R_E C_i$ mit $i = 3, 4$ ergeben sich die die Werte:

$$\begin{aligned}\tau_3 &= 1 \text{ ms} \\ \tau_4 &= 47 \text{ } \mu\text{s}.\end{aligned}\tag{36}$$

Die damit korrelierten Grenzfrequenzen sind:

$$\begin{aligned}f_3 &= 159,2 \text{ Hz} \\ f_4 &= 3386,3 \text{ Hz}.\end{aligned}\tag{37}$$

Die Unterschiede in den Grenzfrequenzen ist qualitativ auch sehr gut in Abbildung 6 sichtbar: Für den Kondensator C_4 , der eine deutlich geringere Kapazität aufweist, ist die Grenzfrequenz deutlich höher als die des Kondensators C_3 . Dieser Umstand macht sich in der Abbildung durch eine Verschiebung der Extrema in der Phasendifferenz deutlich, sodass das Extremum der Phasendifferenz des Kondensators C_4 bei deutlich höheren Frequenzen angesiedelt ist als das des Elektrolytkondensators C_3 .

A Anhang

A.1 Messwerte

f in kHz	U_{SS}^A in V	Phase in °
0,1	$8,08 \pm 0,04$	176 ± 5
0,3	$8,16 \pm 0,04$	177 ± 5
1,0	$8,16 \pm 0,04$	178 ± 5
3,0	$8,16 \pm 0,04$	179 ± 5
10,0	$8,32 \pm 0,04$	170 ± 5
30,0	$8,32 \pm 0,04$	177 ± 5
100,0	$8,24 \pm 0,04$	170 ± 5

Tabelle 2: Amplitude der Ausgangsspannung U_{SS}^A Peak to Peak und Phasenlage des Ausgangs- zum Eingangssignal in Abhängigkeit von der Frequenz f

R_1 in Ω	U_{SS}^A in V	U_C in V	Phase in °
0,0 $\pm 0,5$	$0,40 \pm 0,04$	$15,33 \pm 0,46$	—
$3,40 \pm 0,25$	$2,40 \pm 0,40$	$15,28 \pm 0,46$	125 ± 5
$3,70 \pm 0,25$	$5,60 \pm 0,40$	$15,14 \pm 0,45$	146 ± 5
$4,00 \pm 0,25$	$9,60 \pm 0,40$	$15,06 \pm 0,45$	154 ± 5
$4,50 \pm 0,25$	$12,80 \pm 0,40$	$14,66 \pm 0,44$	166 ± 5
$5,20 \pm 0,25$	$17,60 \pm 0,40$	$14,08 \pm 0,42$	177 ± 5
$7,20 \pm 0,25$	$20,00 \pm 0,40$	$12,05 \pm 0,36$	177 ± 5
$9,30 \pm 0,25$	$20,40 \pm 0,40$	$10,02 \pm 0,30$	179 ± 5
$11,60 \pm 0,25$	$20,80 \pm 0,40$	$7,99 \pm 0,24$	177 ± 5
$14,40 \pm 0,25$	$20,80 \pm 0,40$	$6,09 \pm 0,18$	184 ± 5
$17,80 \pm 0,25$	$20,80 \pm 0,40$	$4,04 \pm 0,12$	180 ± 5
$19,90 \pm 0,25$	$21,20 \pm 0,40$	$3,04 \pm 0,09$	181 ± 5
$22,70 \pm 0,25$	$19,20 \pm 0,40$	$2,50 \pm 0,07$	184 ± 5
$30,10 \pm 0,25$	$17,20 \pm 0,40$	$2,25 \pm 0,07$	187 ± 5
$40,00 \pm 0,25$	$16,40 \pm 0,40$	$2,16 \pm 0,06$	197 ± 5
$50,00 \pm 0,25$	$15,60 \pm 0,40$	$2,11 \pm 0,06$	197 ± 5

Tabelle 3: Amplitude der Ausgangsspannung U_{SS}^A Peak to Peak, Kollektorspannung U_C und Phasenlage des Ausgangs- zum Eingangssignal in Abhängigkeit von des Widerstands R_1

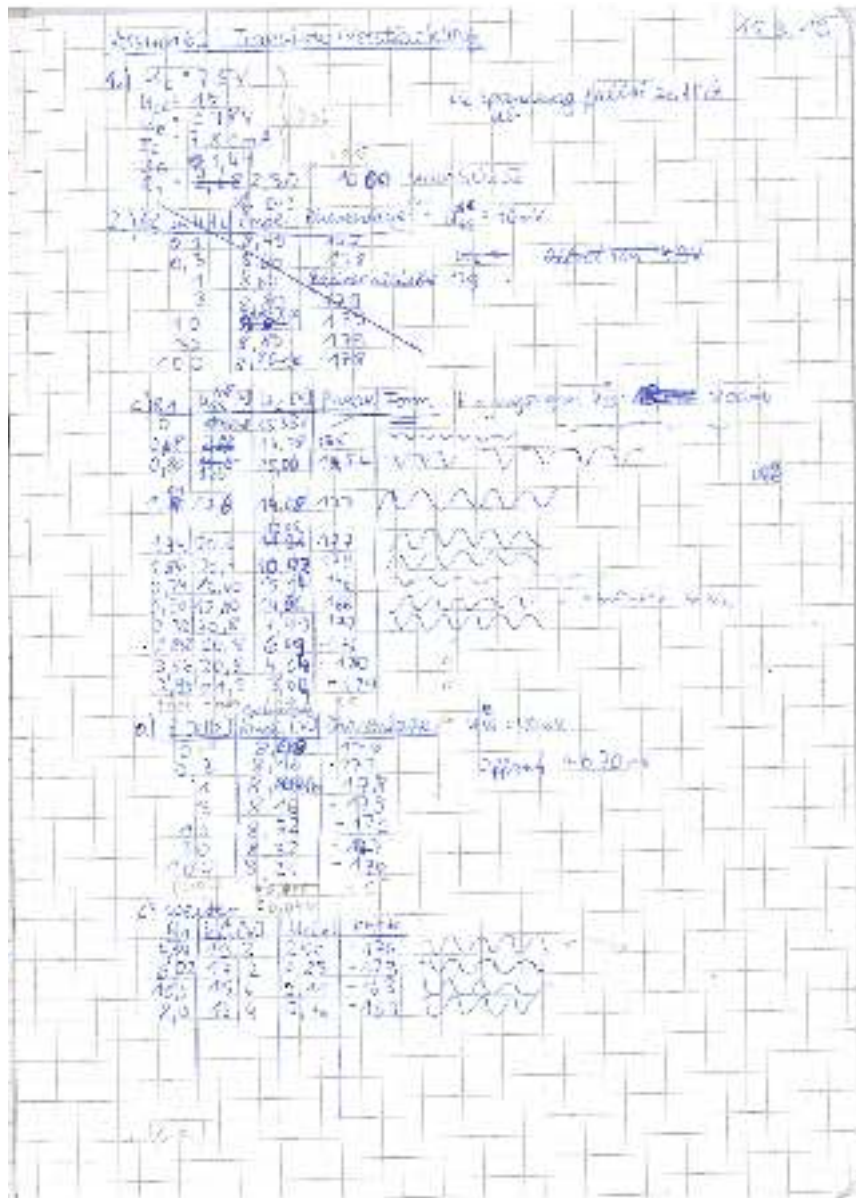
f in kHz	U_{SS}^A in V	Phase in $^\circ$
0,1	$5,36 \pm 0,04$	140 ± 5
0,2	$7,40 \pm 0,04$	130 ± 5
0,5	$15,00 \pm 0,04$	121 ± 5
1	$26,40 \pm 0,04$	126 ± 5
2	$8,16 \pm 0,04$	179 ± 5
5	$52,80 \pm 0,04$	155 ± 5
10	$59,20 \pm 0,04$	164 ± 5
20	$60,80 \pm 0,04$	170 ± 5
100,0	$62,40 \pm 0,04$	173 ± 5

Tabelle 4: Amplitude der Ausgangsspannung U_{SS}^A Peak to Peak und Phasenlage des Ausgangs- zum Eingangssignal in Abhängigkeit von der Frequenz f

f in kHz	U_{SS}^A in V	Phase in $^\circ$
0,5	$4,56 \pm 0,04$	171 ± 5
1	$4,64 \pm 0,04$	163 ± 5
2	$5,20 \pm 0,04$	153 ± 5
5	$8,00 \pm 0,04$	170 ± 5
10	$13,0 \pm 0,4$	118 ± 5
20	$23,60 \pm 0,04$	119 ± 5
50	$49,60 \pm 0,04$	125 ± 5
100	$72,00 \pm 0,04$	143 ± 5
200	$84,00 \pm 0,04$	168 ± 5
500	$72,00 \pm 0,04$	202 ± 5

Tabelle 5: Amplitude der Ausgangsspannung U_{SS}^A Peak to Peak und Phasenlage des Ausgangs- zum Eingangssignal in Abhängigkeit von der Frequenz f

A.2 Laborheft



3. Aufgabe 7.5V Ausgang $R_L = 3,6k\Omega$

2. Teil
 $U_1 = 0,65V$
 $U_2 = 0,44V$
 $U_3 = 0,13V$
 $I_1 = 1,43mA$



3. Teil
 $U_1 = 0,23V$
 $U_2 = 0,25mA$
 $U_3 = 0,08V$
 $U_4 = 0,23V$
 $U_5 = 0,23V$

Ampl. 12.0V 1.70
 (Ampl. - 1.70) 1.70 Form. 1.70

4. Teil

Amplitude	Phase	Form	Wert
0.0V	0.00	0.00	0.00
0.2V	0.00	0.00	0.00
0.4V	0.00	0.00	0.00
0.6V	0.00	0.00	0.00
0.8V	0.00	0.00	0.00
1.0V	0.00	0.00	0.00
1.2V	0.00	0.00	0.00
1.4V	0.00	0.00	0.00
1.6V	0.00	0.00	0.00
1.8V	0.00	0.00	0.00
2.0V	0.00	0.00	0.00
2.2V	0.00	0.00	0.00
2.4V	0.00	0.00	0.00
2.6V	0.00	0.00	0.00
2.8V	0.00	0.00	0.00
3.0V	0.00	0.00	0.00
3.2V	0.00	0.00	0.00
3.4V	0.00	0.00	0.00
3.6V	0.00	0.00	0.00
3.8V	0.00	0.00	0.00
4.0V	0.00	0.00	0.00
4.2V	0.00	0.00	0.00
4.4V	0.00	0.00	0.00
4.6V	0.00	0.00	0.00
4.8V	0.00	0.00	0.00
5.0V	0.00	0.00	0.00
5.2V	0.00	0.00	0.00
5.4V	0.00	0.00	0.00
5.6V	0.00	0.00	0.00
5.8V	0.00	0.00	0.00
6.0V	0.00	0.00	0.00
6.2V	0.00	0.00	0.00
6.4V	0.00	0.00	0.00
6.6V	0.00	0.00	0.00
6.8V	0.00	0.00	0.00
7.0V	0.00	0.00	0.00
7.2V	0.00	0.00	0.00
7.4V	0.00	0.00	0.00
7.6V	0.00	0.00	0.00
7.8V	0.00	0.00	0.00
8.0V	0.00	0.00	0.00
8.2V	0.00	0.00	0.00
8.4V	0.00	0.00	0.00
8.6V	0.00	0.00	0.00
8.8V	0.00	0.00	0.00
9.0V	0.00	0.00	0.00
9.2V	0.00	0.00	0.00
9.4V	0.00	0.00	0.00
9.6V	0.00	0.00	0.00
9.8V	0.00	0.00	0.00
10.0V	0.00	0.00	0.00

Phase schrittweise
 von 0 bis

5. Teil

f [kHz]	Amplitude	Phase	Form
0.5	4.50	4.10	H
1	4.64	4.3	H
2	4.70	4.50	H
3	4.80	4.7	H
4	4.80	4.8	H
5	4.80	4.80	H
10	4.80	4.80	H
20	4.80	4.80	H
30	4.80	4.80	H
40	4.80	4.80	H
50	4.80	4.80	H
100	4.80	4.80	H
200	4.80	4.80	H
300	4.80	4.80	H
400	4.80	4.80	H
500	4.80	4.80	H
1000	4.80	4.80	H
2000	4.80	4.80	H
3000	4.80	4.80	H
4000	4.80	4.80	H
5000	4.80	4.80	H
10000	4.80	4.80	H
20000	4.80	4.80	H
30000	4.80	4.80	H
40000	4.80	4.80	H
50000	4.80	4.80	H

6. Teil

f [kHz]	Amplitude	Phase	Form
0.5	3.50	4.10	H
1	3.64	4.3	H
2	3.70	4.50	H
3	3.80	4.7	H
4	3.80	4.8	H
5	3.80	4.80	H
10	3.80	4.80	H
20	3.80	4.80	H
30	3.80	4.80	H
40	3.80	4.80	H
50	3.80	4.80	H
100	3.80	4.80	H
200	3.80	4.80	H
300	3.80	4.80	H
400	3.80	4.80	H
500	3.80	4.80	H
1000	3.80	4.80	H
2000	3.80	4.80	H
3000	3.80	4.80	H
4000	3.80	4.80	H
5000	3.80	4.80	H
10000	3.80	4.80	H
20000	3.80	4.80	H
30000	3.80	4.80	H
40000	3.80	4.80	H
50000	3.80	4.80	H

$U_E = 4.80V$

Literatur

- [1] o.V.: *Versuchsanleitungen zum Physikkabor für Anfänger*innen, Teil 2.*
2019