

E-Praktikum

Dioden und Bipolartransistoren

Anna Andrle (550727), Sebastian Pfitzner (553983)
Gruppe 12

3. Juli 2015

Abstract

In diesem Versuch werden die Strom-Spannungskennlinien verschiedener Dioden inklusive einer LED aufgenommen. Dabei werden Kenngrößen wie die Schwellenspannung und Durchbruchspannung bestimmt, die für die Diodentypen stark unterschiedlich sind. Weiterhin werden Transistorkennlinien aufgenommen und Emitterschaltungen mit und ohne Stromgegenkopplung dimensioniert, simuliert und aufgebaut. Diese Schaltungen werden auf ihre Verstärkungseigenschaften, ihren Ein- und Ausgangswiderstand und ihr Verhalten bei verschiedenen Frequenzen und Lasten untersucht.

Inhaltsverzeichnis

1 Dioden	1
1.1 Strom-Spannungs-Kennlinien	1
1.2 Differentieller Widerstand	3
2 Bipolartransistoren	5
2.1 Transistorkennlinien	5
2.2 Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung	6
2.3 Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung	9
2.3.1 Verstärkung von Musik	10
2.3.2 Erweiterung der Schaltung	12

1 Dioden

Es gibt zwei Arten von Dioden: die Halbleiter- und Röhrendiode. In diesem Versuch werden Halbleiterdioden benutzt. Bei Halbleiterdioden wird ausgenutzt, dass wenn man ein p- und n-dotiertes Material aneinander bringt eine Sperrschicht (Sperrspannung) entsteht. Diese kann man vergrößern oder verkleinern je nachdem in welche Richtung der Strom fließt. Es gibt in die eine Richtung eine Durchlassspannung oder Schwellenspannung und in die andere eine Durchbruchspannung. Die Schwellenspannung ist die Spannung, ab der ein Strom fließt, während die Durchbruchspannung angibt, ab welcher Spannung die Diode auch in Sperrrichtung durchlässig wird.

1.1 Strom-Spannungs-Kennlinien

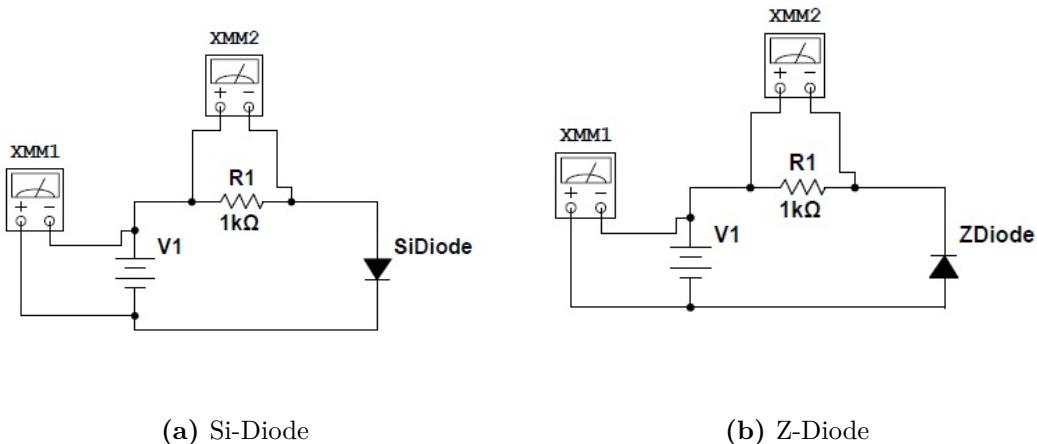


Abb. 1: Schaltungen zur Bestimmung der Strom-Spannungs-Kennlinien einer Si-Diode in Durchlassrichtung und einer Z-Diode in Sperrrichtung.

In diesem Versuch wird die $I-U$ -Kennlinie einer Silizium-Diode (Si-Diode, Typ IN4004) in Flussrichtung und einer Z-Diode (mit einer angegebenen Durchbruchspannung von 6 V) in Sperrrichtung aufgenommen. Die Schaltbilder sind Abbildung 1a und 1b zu entnehmen.

Es wird mit einem Multimeter einmal die Spannung über der Spannungsquelle U_{Gesamt} und mit einem anderen Multimeter wird die Spannung über dem Widerstand gemessen. Die Stromstärke folgt aus der Spannungsmessung über dem Widerstand ($R = U_R/I$). Die Spannung über der Diode U_D folgt aus $U_{\text{Gesamt}} - U_R = U_D$.

Es wird für die Stromstärke ein Fehler von 5% angenommen. Der Fehler folgt aus dem Fehler der Messgeräte und der Bauelemente. Die Schwellenspannung ist die Spannung, die im Kennlinien-Diagramm folgt, wenn man den Schnittpunkt eines linearen Fits durch den stark ansteigenden Teil des Stroms bei Spannungen größer als der Schwell-/Durchbruchspannung mit der x-Achse bestimmt. Deshalb werden hier die letzten Werte

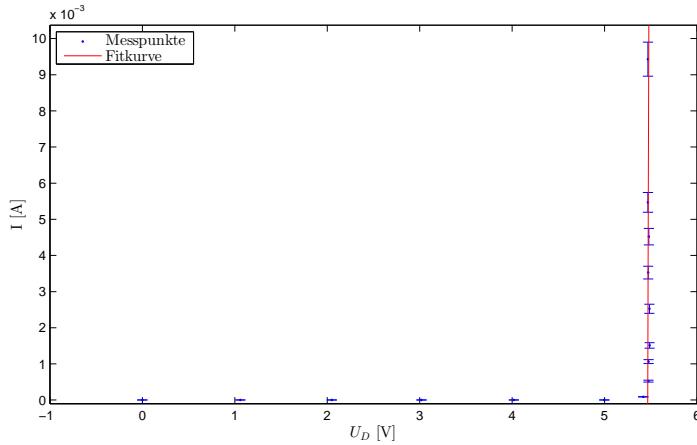


Abb. 2: I-U-Kennlinie einer Z-Diode mit Fitkurve.

der I-U-Kennlinie mit

$$I(U) = a \cdot U + b \quad (1)$$

gefittet. Der Schnittpunkt mit der x-Achse folgt aus

$$U_S = -\frac{b}{a} \quad (2)$$

Da hier ein sehr steiler Anstieg bestimmt werden soll, wird zur Bestimmung der Schwellenspannung als Fitfunktion

$$U(I) = c \cdot I + d \quad (3)$$

benutzt, wobei $U_S = d$ gilt. Würde die $I(U)$ -Abhängigkeit angefittet werden, ergäben sich äußerst große Anstiege, wodurch das Verfahren numerisch instabil wird. Die Schwellenspannung liegt für die Si-Diode bei $(0,55 \pm 0,02)$ V. Das entspricht ungefähr dem erwarteten Wert für Silizium-Dioden von 0,6 V.

Wenn man sich die Abbildung 2 anschaut, fällt auf, dass bei Zener-Dioden ab einer gewissen Spannung auch in Sperrrichtung ein Strom fließt, ohne dass die Diode zerstört wird. Diese Spannung wird Durchbruchspannung genannt. Die Spannung wird hier wie die Schwellenspannung bestimmt. In diesem Versuch wird eine Durchbruchspannung von $(5,48 \pm 0,02)$ V gemessen, was verhältnismäßig gut zu dem Datenblatt-Wert von 6 V passt.

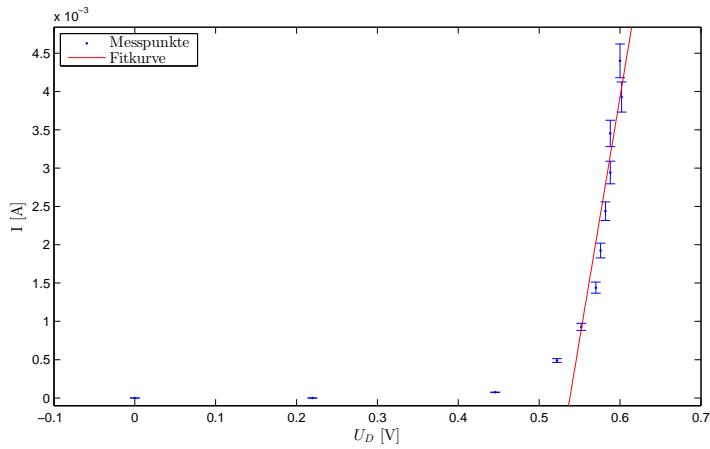


Abb. 3: I-U-Kennlinie einer Si-Diode mit Fitkurve.

Weiterhin wird die Schwellenspannung einer LED bestimmt. Dazu wird die LED anstatt der Si-Diode in die Schaltung 1a eingesetzt. Es wird die Kennlinie der LED in Flussrichtung aufgenommen und die Schwellenspannung zu $U_S = (1,7 \pm 0,1)$ V bestimmt.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Durchbruchspannung erst bei deutlich größeren Spannungen erreicht wird, als die Schwellenspannung. Das ist nicht überraschend, da erst die Sperrspannung der Sperrsicht der Diode überwunden werden muss.

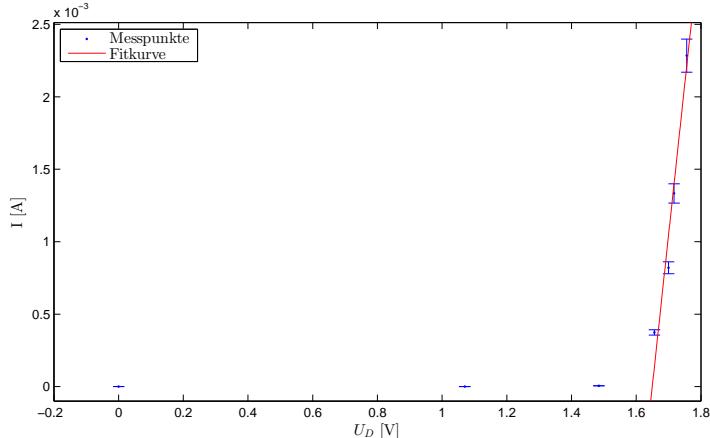


Abb. 4: I-U-Kennlinie einer LED mit Fitkurve.

1.2 Differentieller Widerstand

Wenn man sich die $I-U$ -Kennlinie einer Diode anschaut, kann man feststellen, dass diese keine Gerade ist. Das hat zur Folge, dass man $R = U/I$ nicht wie für ohmsche Widerstände benutzen kann, sondern zum Grenzfall kleiner Spannungs- und Stromänderungen übergehen muss. Der so gebildete differentielle Widerstand ist ein Maß für die

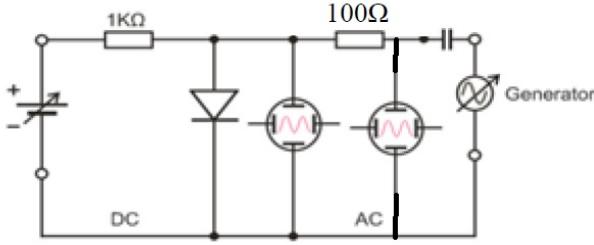


Abb. 5: Schaltung zur Bestimmung des differentiellen Widerstands.

Stromänderung bei kleiner Spannungsänderung und ist abhängig von der anliegenden Spannung. Es wurde Schaltung 5 benutzt, um den differentiellen Widerstand zu messen.

Hier wird ein Kondensator mit $C = 470 \text{ nF}$ benutzt. Die Spannung U_1 wird mit dem Oszilloskop über der Diode gemessen, während die Spannung U_2 mit dem Oszilloskop über der Diode und dem Widerstand $R = 100 \Omega$ gemessen wird. An dem Generator für Wechselspannung wird eine sinusförmige Wechselspannung mit einer Peak-to-Peak-Amplitude von $U_{\text{AC}} = 0,1 \text{ V}_{\text{pp}}$ eingestellt. Es wird zusätzlich noch eine Gleichspannung U_{DC} angeschlossen und mit einem Multimeter über einen Widerstand $R_1 = 100 \Omega$ gemessen. Der Strom folgt aus

$$I = \frac{U_2}{R_1} \quad (4)$$

Der differentielle Widerstand folgt so aus

$$\frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_1}{U_2} \cdot R_1 \quad (5)$$

Diese einfache Gleichung ergibt sich aus der Modulation der Gleichspannung durch die Wechselspannung.

$$\Delta U = U_{\text{DC}} + U_{\text{AC}} - (U_{\text{DC}} - U_{\text{AC}}) = 2U_{\text{AC}} \quad (6)$$

Aus Tabelle 1 kann man entnehmen, dass gerade bei sehr kleiner Gleichspannung ein anderer differentieller Widerstand bestimmt wurde, als bei größerer Gleichspannung. Das kann man dadurch erklären, dass man bei kleinen Spannungen nicht in dem linearen Teil der I - U -Kennlinie ist. Für größere Spannung ist der differentielle Widerstand fast konstant und vergleichbar mit der Steigung der I - U -Kennlinie. Je größer der Widerstand ist, desto steiler ist die Kennlinie. Bei zu großer Wahl der Amplitude der Wechselspannung kann man diese Methode nicht mehr anwenden, da dann über einen nichtlinearen Teil der Kurve gemittelt würde.

U_{DC} [V]	U_1 [mV _{pp}]	u_{U_1} [mV _{pp}]	U_2 [mV _{pp}]	u_{U_2} [mV _{pp}]	$\Delta U/\Delta I$ [Ω]	$u_{\Delta U/\Delta I}$ [Ω]
5,00	7,80	0,39	70,0	3,50	11,14	1,0
1,23	20,60	1,03	80,0	4,00	25,75	2,2
10,00	5,20	0,26	60,8	3,04	8,55	0,7
15,22	4,80	0,24	68,8	3,44	6,98	0,6
20,02	4,00	0,20	60,0	3,00	6,67	0,6

Tab. 1: Messwerte zur Bestimmung des differenziellen Widerstands $\Delta U/\Delta I$ und dessen Unsicherheit.

2 Bipolartransistoren

2.1 Transistorkennlinien

Mit Hilfe des am Arbeitsplatz vorliegenden Transistor-Testers werden einige Transistorkennlinien aufgenommen, also die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Kollektor-Emitter-Spannung bei konstantem Basisstrom bestimmt. Da laut Datenblatt der maximale Kollektorstrom für einen npn-Transistor vom Typ BC546 100 mA beträgt, werden nur Basisströme kleiner als 0,2 mA verwendet, was bei einer im Datenblatt angegebenen maximalen Stromverstärkung $\beta = 300$ zu $I_C = 60$ mA führt.

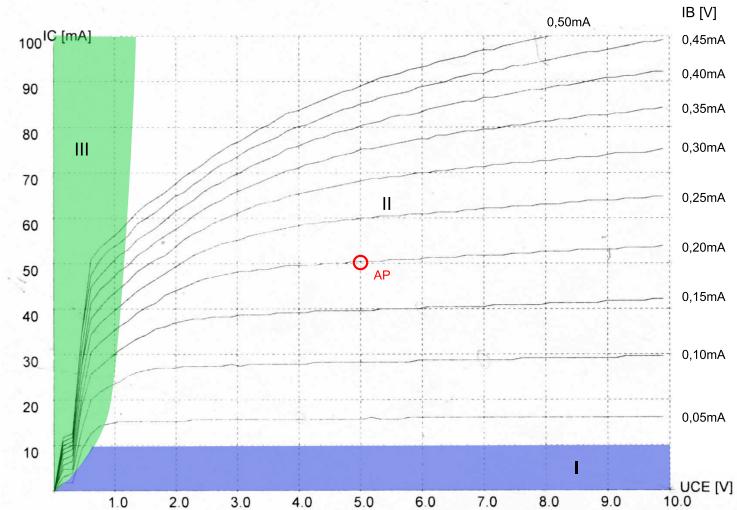


Abb. 6: Transistorkennlinien des BC546 bei verschiedenen Basisströmen I_B . Schematische Darstellung der einzelnen Arbeitsbereiche des Transistors: (I) - Sperrbereich; (II) - aktiver Bereich; (III) - Sättigungsbereich; AP - Arbeitspunkt.

Aus den aufgenommenen Kennlinien lassen sich für verschiedene Kollektor-Emitter-Spannungen U_{CE} die Stromverstärkungen $\beta = I_C/I_B$ ablesen; diese Werte sind in Tabelle 2 dargestellt.

U_{CE} [V]	I_B [mA]	I_C [mA]	β
2	0,02	7	350,0
3	0,04	13	325,0
6	0,10	29	290,0
8	0,16	43	268,8
9	0,20	53	265,0

Tab. 2: Verstärkungen β des verwendeten Transistors vom Typ BC546 bei verschiedenen Kollektor-Emitter-Spannungen und verschiedenen Basisströmen.

Der dort mit einer (I) gekennzeichnete Bereich wird Sperrbereich genannt: Hier liegt nur ein sehr kleiner Basisstrom an und es fließt keine Kollektorstrom – der Transistor sperrt. Im aktiven Bereich (II) ist dagegen wird der um einen Faktor β verstärkte Basisstrom am Kollektor ausgegeben – der Kollektorstrom ist proportional zum Basisstrom. Im sogenannten Sättigungsbereich (III) folgt aus einer Erhöhung des Basisstroms keine Verringerung des Emitter-Kollektor-Widerstands des Transistors mehr. Dieser Bereich wird auf der rechten Seite durch die Bedingung $U_{CB} = 0 \Leftrightarrow U_{BE} = U_{CE}$ begrenzt.

Laut Datenblatt sollte die Verstärkung für den verwendeten Transistortyp bei $U_{CE} = 5$ V und $I_C = 2$ mA bei $\beta = 110 \dots 800$ liegen, womit die hier gewonnenen Ergebnisse gut übereinstimmen.

2.2 Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung

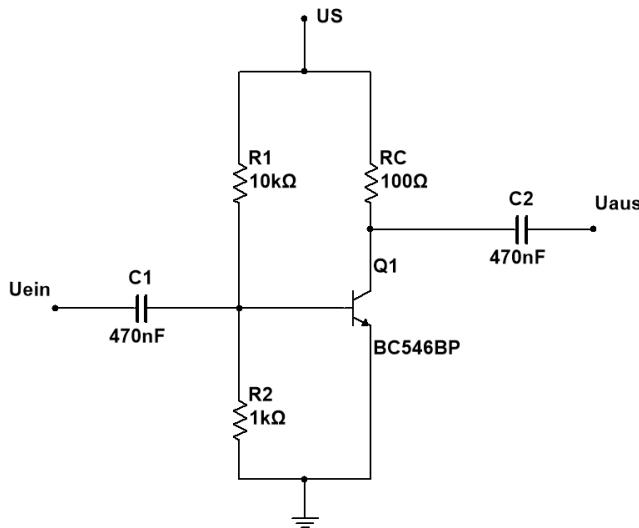


Abb. 7: Schaltplan der Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung.

Im folgenden Teil des Versuchs wird eine Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung (siehe Abbildung 7) zunächst theoretisch dimensioniert, dann mit NI Multisim simuliert

und schließlich aufgebaut.

Der Arbeitspunkt wird aus den Transistorkennlinien in Abbildung 6 auf $U_{CE} = 5\text{ V}$, $I_B = 0,20\text{ mA}$ und $I_C = 50\text{ mA}$ festgelegt. Mit einer Versorgungsspannung von $U_S = 10\text{ V}$ ergibt sich für den Kollektorwiderstand

$$R_C = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C} \approx 100\Omega. \quad (7)$$

Die Widerstände R_1 und R_2 im Basisspannungsteilers werden nun so gewählt, dass die Basis-Emitter-Spannung $0,7\text{ V}$ beträgt – aus der Spannungsteilerformel resultiert das Verhältnis der Widerstände im Spannungsteiler:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_S - U_{BE}}{U_{BE}} = 13 \approx 10. \quad (8)$$

Für R_1 wird ein Wert von $1\text{ k}\Omega$ gewählt, sodass sich für R_2 $10\text{ k}\Omega$ ergeben.

Die jetzt bis auf die Koppelkondensatoren vollständig charakterisierte Gleichung wird in Multisim simuliert und anschließend mit realen Bauteilen aufgebaut.

	U_{CB} [V]	U_{BE} [V]	U_C [V]
simuliert	4,93	0,767	4,30
gemessen	4,19	0,689	5,12

Tab. 3: Vergleich der realen Daten für einige den Arbeitspunkt bestimmende Kenngrößen in der Emitterschaltung mit den durch eine Simulation in Multisim gewonnenen Daten.

Wird die Emitterschaltung jetzt mit einem Eingangssignal betrieben, so wird die Notwendigkeit der Koppelkondensatoren C_1 und C_2 deutlich: Ohne sie würde die angelegte Gleichspannung U_S in die restliche Schaltung mit eingehen, sodass ein unerwünschter Offset in das Ausgangssignal eingeht. Als Nebeneffekt (eigentlich soll ja nur die Gleichspannung gefiltert werden, was aber mit einem Kondensator endlicher Kapazität nicht möglich ist) ergibt sich eine Hochpasswirkung von C_1 mit dem Basisspannungsteiler und von C_2 mit der Last am Vierpol. Die Grenzfrequenz des ersten ergibt sich durch

$$f_{G,in} = \frac{1}{2\pi R_{ges}C_1}, \quad (9)$$

wobei R_{ges} sich durch die Parallelschaltung von R_1 , R_2 und R_T ergibt; R_T ist der differentielle Basis-Emitter-Widerstand des Transistors und ergibt sich laut Datenblatt zu einem typischen Wert von rund $2\text{ k}\Omega$ bei einer Frequenz von 1 kHz . Daraus ergibt sich für die Grenzfrequenz des Eingangstiefpasses $f_{G,in} \approx 550\text{ Hz}$, was zumindest annähernd mit der aus dem Bodeplot der realen Schaltung ablesbaren Grenzfrequenz von rund 500 Hz übereinstimmt. Interessanterweise ergibt sich aus der Simulation eine etwa doppelt so hohe Grenzfrequenz und eine deutlich höhere Verstärkung – dies lässt sich mit der starken Abhängigkeit der realen Schaltung von den Transistorparametern erklären.

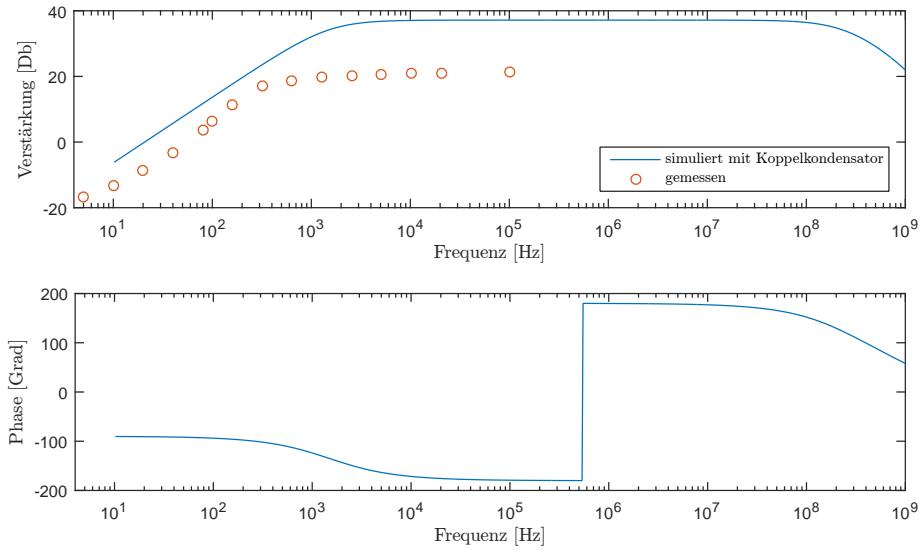


Abb. 8: Simulierte und gemessene Übertragungsfunktion der Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung (siehe Abbildung 7).

Für hohe Frequenzen $> 1 \times 10^8$ Hz ergibt sich aus dem Bodeplot eine Verringerung der Dämpfung. Dieser Tiefpasseffekt kann auf Parasitärkapazitäten im Transistor zurückgeführt werden, die in Verbindung mit den verbauten Widerständen einen Tiefpass ergeben. Da diese Kapazitäten allerdings sehr klein sind, ergibt sich auch eine entsprechend hohe Grenzfrequenz.

Sowohl in der aufgebauten Schaltung als auch in der Simulation lässt sich der Ein- bzw. Ausgangswiderstand der Emitterschaltung bestimmen. Zur Bestimmung des Eingangswiderstands wird ein Potentiometer vor den Eingang des Vierpols geschaltet und die über ihm abfallende Spannung U_P gemessen. Der Widerstand des Potentiometers wird solange variiert, bis U_P die Hälfte der angelegten Spannung U_{ein} erreicht, denn dann bilden das Poti und der Vierpol einen Spannungsteiler mit gleichen Widerständen. Aus der realen Messung ergibt sich ein Eingangswiderstand von $R_{\text{in}} = 923 \Omega$ bei einer Frequenz von 250 Hz – bei höheren Frequenzen wird der Eingangswiderstand kleiner, wie sich aus der Simulation ergibt: Im Bereich voller Verstärkung beträgt der Eingangswiderstand nur noch rund 350Ω .

Der Ausgangswiderstand lässt sich aus zwei nacheinander durchgeföhrten Messungen bestimmen: In der ersten Messung wird die Ausgangsspannung bei der unbelasteten Emitterschaltung gemessen, in der zweiten wird das Potentiometer als Last verwendet und wiederum die Ausgangsspannung gemessen. Beträgt die über dem Poti abfallende Spannung genau die Hälfte der Ausgangsspannung im unbelasteten Fall, so entspricht der Widerstand des Potentiometers dem Ausgangswiderstand der Schaltung. Experimentell ergibt sich hier bei einer Frequenz von 250 Hz ein Wert von 852Ω – aus der Simulation folgt für den eigentlich interessanteren Bereich höchster Verstärkung ein Ausgangswider-

stand von rund 55Ω .

2.3 Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

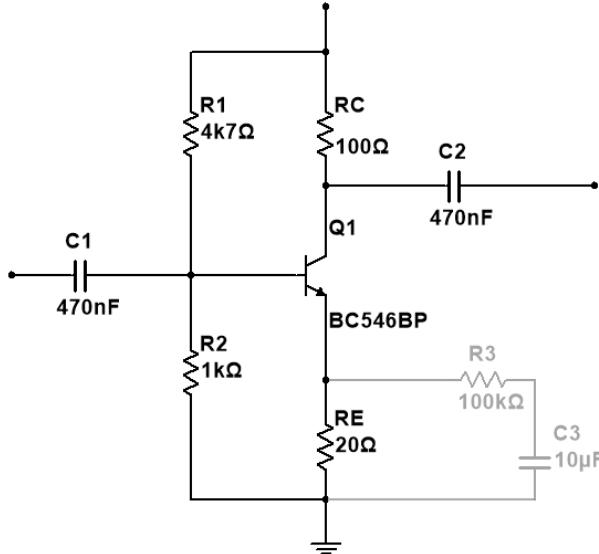


Abb. 9: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung durch den Widerstand R_E . In grau ist die mögliche Erweiterung der Schaltung (zur Erhöhung der Verstärkung) durch den Widerstand R_3 und C_3 dargestellt.

Die Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung kann durch einen Emitterwiderstand ergänzt werden, der einerseits den Arbeitspunkt der Schaltung stabilisiert und außerdem eine einfache Möglichkeit bietet, die Verstärkung zu definieren (diese ergibt sich ungefähr als R_C/R_E).

Wird in die bestehende Emitterschaltung ein Emitterwiderstand $R_E = 20\Omega$ eingebaut, verschiebt sich der Arbeitspunkt deutlich – der Kollektorstrom fällt auf 12mA ab und die Verstärkung beträgt nur noch rund 12dB .

Wird R_1 nun zu $4,7\text{k}\Omega$ verändert, stimmt der Arbeitspunkt der Schaltung mit Stromgegenkopplung gut mit dem bereits festgelegten Arbeitspunkt überein: Als Kollektorstrom ergeben sich $4,3\text{V}$, die Basis-Emitter-Spannung beträgt 760mV und die Kollektor-Basis-Spannung $4,12\text{V}$ (siehe Abbildung 10). Sowohl Frequenzgang als auch Verstärkung haben sich für alle Frequenzen geändert, was wenig überraschend ist: Die Verstärkung ist durch das Verhältnis von Kollektor- und Emitterwiderstand auf ungefähr fünf festgelegt, während sich die Grenzfrequenz des Eingangstiefpasses zu kleineren Frequenzen hin verschiebt.

Mit der oben beschriebenen Methode lassen sich auch von dieser Schaltung Ein- und Ausgangswiderstand bestimmen. Es ergeben sich $R_{in} \approx 700\Omega$ und $R_{out} \approx 100\Omega$ – beide

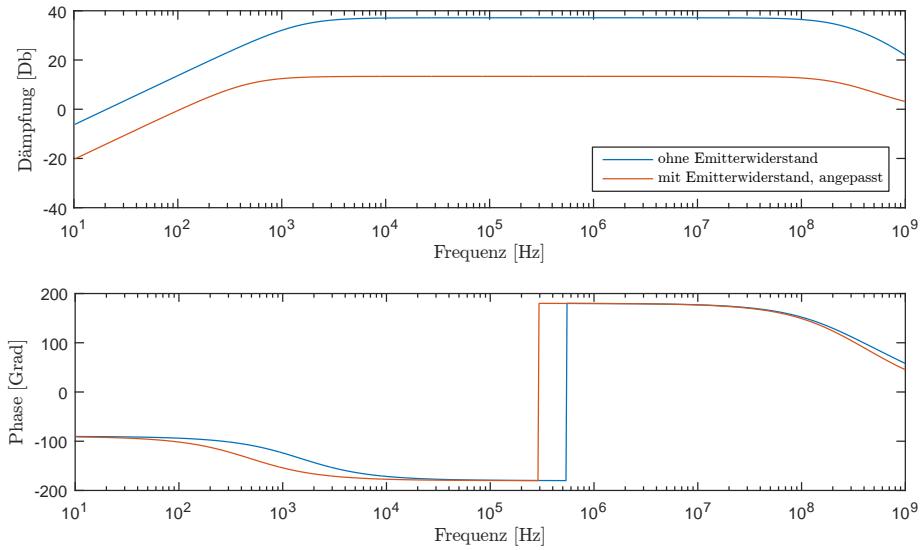


Abb. 10: Vergleich der Bodeplots der Emitterschaltung mit und ohne Stromgegenkopplung. In der Schaltung mit Emitterwiderstand ist R_1 so verändert, dass die Arbeitspunkte beider Schaltung ungefähr übereinstimmen.

Werte haben sich im Vergleich zur Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung ungefähr verdoppelt.

2.3.1 Verstärkung von Musik

Soll mit der Emitterschaltung Musik verstärkt werden, so ist im hörbaren Frequenzbereich von 20 Hz bis 20 kHz eine möglichst konstante Verstärkung wünschenswert. Die oben beschriebene Schaltung wird im Folgenden auf eine > 10-fache Verstärkung ausgelegt.

Um tiefe Frequenzen noch ausreichend verstärken zu können, muss die Grenzfrequenz des Eingangshochpasses entsprechend klein sein. Dies lässt sich entweder durch Kondensatoren mit großer Kapazität oder durch einen hochohmigen Eingangsspannungsteiler erreichen. Erstere sind groß, teuer und vergleichsweise temperaturinstabil, weswegen R_1 und R_2 auf 100 k Ω bzw 10 k Ω festgelegt werden. Für R_C ergibt sich ein Wert von 4,7 k Ω und als Emitterwiderstand wird ein 300 Ω Widerstand verwendet. Die Kondensatoren behalten ihre Kapazität von 470 nF bei.

Der in Abbildung 11 dargestellte Bodeplot zeigt auf, dass die an der realen Schaltung gemessenen Werte gut mit der Simulation übereinstimmen – insbesondere besser, als dies bei der Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung der Fall ist. Dies ist auf die Festlegung der Verstärkung der Schaltung durch das Verhältnis von R_C und R_E zurückzuführen, denn diese ist nur in geringem Maße durch die transistorspezifische Verstärkung β abhängig.

Sobald die Amplitude des Eingangssignals soweit erhöht wird, dass die maximalen

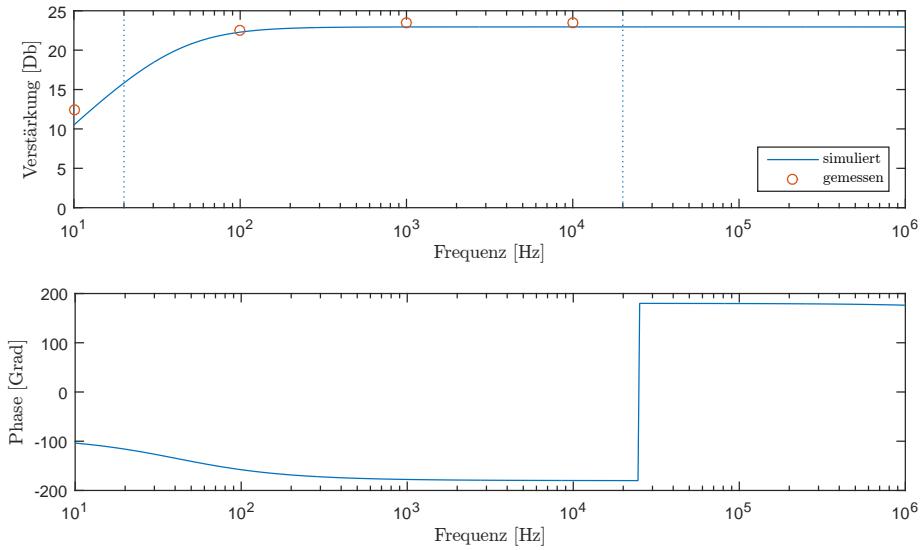


Abb. 11: Bodeplot der für akustische Signale optimierten Verstärkerschaltung. Der akustische Bereich ist durch die gepunkteten Linien gekennzeichnet. In jenem Bereich beträgt die Verstärkung mindestens 15 dB.

Werte der Ausgangsspannung größer als die Versorgungsgleichspannung U_S des Transistors sind, kommt es zu starken nichtlinearen Verzerrungen des Signals: Die “Spitzen” der Sinus-Kurve werden abgeschnitten – es ist nicht möglich, eine Output-Spannung mit höherer Amplitude als der Versorgungsspannung zu erhalten. Sobald dies geschieht, liegt im Ausgangssignal nicht nur die Frequenz der Eingangsspannung vor, sondern weitere Frequenzen (wie sich aus der Fourier-Transformation des Signals ergibt).

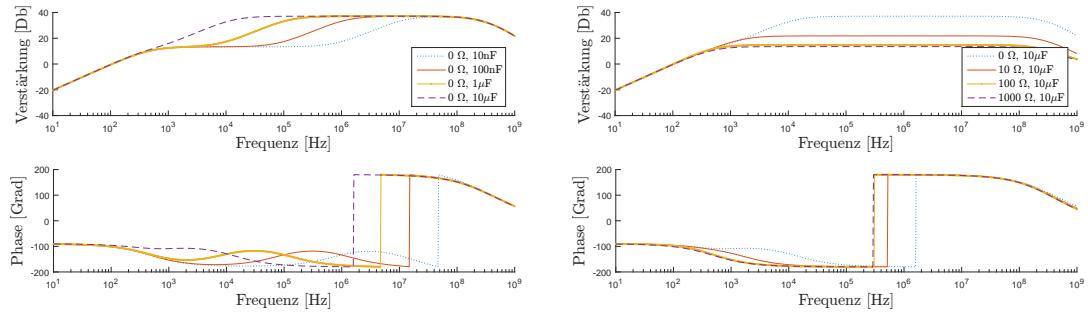
Wird an die beschriebene Schaltung nun ein hochohmiger Lautsprecher (der ohmschen Widerstand wird mit einem Multimeter zu 100Ω bestimmt) angeschlossen, hört man fast nichts – es liegt keine Verstärkung des Eingangssignals vor. Dies lässt sich vermutlich damit erklären, dass der Ausgangswiderstand der Schaltung höher als der Lastwiderstand ist und somit nur ein Bruchteil der Ausgangsspannung über der Last abfällt. Das sorgt effektiv für eine Abschwächung des Signals und ist natürlich unerwünscht. Mit einer Anpassung der Schaltung auf einen kleineren Ausgangswiderstand hin ließe sich diesem Problem entgegenwirken und die erwünschte Verstärkung erreichen.

Sollte die Schaltung so wie hier dimensioniert mit nicht-harmonischen Inputs betrieben werden, ergeben sich unvermeidbare Verzerrungen. Warum diese entstehen, lässt sich mit durch die frequenzabhängige Verstärkung der Schaltung erklären: Sowohl sehr hohe als auch sehr niedrige Frequenzen werden weniger stark verstärkt als jene dazwischen. Dadurch werden die Frequenzen selektiert, bei denen die höchste Verstärkung auftritt – aus deren Fourierrücktransformation ergibt sich dann das Output-Signal, welches keine sehr niedrigen oder sehr hohen Frequenzen mehr aufweist. Die Dämpfung hoher Frequenzen ist für Audiosignale vernachlässigbar, da das menschliche Ohr Frequenzen über 20 kHz

nicht mehr wahrnimmt. Demgegenüber wird die Dämpfung der niedrigen Frequenzen zu einem Bassverlust im Output führen, der mit entsprechenden Lautsprechern durchaus wahrnehmbar sein kann.

2.3.2 Erweiterung der Schaltung

Wird die in Abbildung 9 dargestellte Schaltung um einen Kondensator C_3 und einen Widerstand R_3 als Reihenschaltung parallel zu R_E erweitert (in der Abbildung grau), verändert sich die Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz des Eingangssignals. Zur systematischen Untersuchung dieser Veränderung werden die zwei Bodeplots in Abbildung 12 aufgenommen, bei denen einmal C_3 bei konstantem R_3 variiert wird und einmal R_3 bei konstantem C_3 .



(a) Bodeplots bei Variation der Kapazität von C_3 und konstantem R_3 .

(b) Bodeplots bei Variation des Widerstands von R_3 und konstantem C_3 .

Abb. 12: Veränderung der Bodeplots bei Variation des Widerstands bzw. der Kapazität in der Erweiterung der Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung.

Es ist deutlich erkennbar, dass das zusätzliche RC -Glied für eine weitere Verstärkung in zum mindest für gewisse Frequenzen sorgt: Im Bereich konstanter Verstärkung tritt mit RC -Glied bei verschwindendem Widerstand R_3 eine Verstärkung um 37 dB auf, während die nicht-erweiterte Schaltung nur eine Verstärkung von rund 13 dB aufweist.

Die zusätzliche Verstärkung gegenüber der Grundschaltung steigt mit sinkendem R_3 und ist bei $R_3 = 0\Omega$ maximal. Für große Widerstände R_3 geht die Verstärkung der Gesamtschaltung gegen die Verstärkung der Grundschaltung.

Demgegenüber bestimmt die Kapazität von C_3 , in welchem Bereich die zusätzliche Verstärkung auftritt. Für kleine Kapazitäten werden nur sehr hohe Frequenzen weiter verstärkt, während große Kapazitäten die zusätzliche Verstärkung auf dem gesamten Plateaubereich der Grundschaltung herbeiführen.

Diese zusätzliche Verstärkung lässt sich damit erklären, dass der Wechselstromwiderstand eines ausreichend groß dimensionierten Kondensators gegen Null geht und damit keine Signalverluste mehr an R_E anfallen – ähnlich wie bei der Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung, bei der ebenfalls eine höhere Verstärkung auftritt, wenn R_E klein ist.

Wird nun ein Last an die Transistorschaltung angeschlossen, ändert sich die Spannungsverstärkung der Schaltung unter Umständen drastisch: Bei großen Lasten, also kleinen Lastwiderständen, sinkt die Verstärkung sehr stark ab. Ein Lastwiderstand von 50Ω beispielsweise verringert die Verstärkung der Schaltung von 37 dB auf 27 dB. Für sehr kleine Lasten $R_L > 1\text{k}\Omega$ ergibt sich eine Verstärkung, die der im Leerlauffall (also $R_L = \infty$) entspricht. Bis auf die Grenzfrequenz wäre diese Schaltung also sehr viel geeigneter zur Verstärkung von Audiosignalen, die an einen Lautsprecher gehen, als die oben verwendete Schaltung.

Dies erscheint plausibel, da sich als Ausgangswiderstand dieser Schaltung $R_{\text{out}} \approx 27\Omega$ ergibt. Der Eingangswiderstand wird zu 120Ω bestimmt.