



ELEKTRONIK-PRAKTIKUM

V2: Dioden und Bipolartransistoren

Autoren:

[REDACTED]
[REDACTED]

[REDACTED]
[REDACTED]

Versuchszeitraum: [REDACTED]

Versuchsgruppe: [REDACTED]

Abgabedatum: [REDACTED]

Inhaltsverzeichnis

1	Materialien und Methoden	2
1.1	Verwendete Messgeräte	2
1.2	Verwendete Bauteile	2
2	Auswertung und Diskussion	2
2.1	Dioden	2
2.1.1	Strom-Spannungs-Kennlinien	3
2.1.2	Differentieller Widerstand einer Diode	6
2.2	Bipolartransistoren	8
2.2.1	Transistorkennlinien	8
2.2.2	Übersicht über alle verwendeten Emitterschaltungen	9
2.2.3	Schaltung <i>A</i> : Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung	10
2.2.4	Schaltung <i>B</i> : Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung	13
2.2.5	Schaltung <i>C</i> : Neudimensionierung der Emitterschaltung <i>B</i>	14
2.2.6	Schaltung <i>D</i> : Realer Aufbau der Schaltung <i>C</i>	15
2.2.7	Schaltung <i>E</i> : Erweiterung der Schaltung <i>D</i> um R_3 und C_E	17
A	Anhang	20

1 Materialien und Methoden

1.1 Verwendete Messgeräte

- Funktionsgenerator AFG-2005 (Hersteller G^WINSTEK)
- Oszilloskop GDS-1022 (Hersteller G^WINSTEK)
- DMM EX 330 (Hersteller EXTECH)
- Multimeter GS6510 (Hersteller Voltcraft)

Zu den Geräten befanden sich am Versuchsplatz die entsprechenden Bedienungsanleitungen, aus denen auch die im Folgenden gemachten Angaben zu Leistungscharakteristika entnommen wurden.

1.2 Verwendete Bauteile

- Silizium-Dioden 1N4002 und 1N4004
- Zenerdiode Z10 U8 10V
- Leuchtdiode, grün
- Schottky-Diode D2 1N5819
- Bipolartransistor (nnp) BC546

2 Auswertung und Diskussion

2.1 Dioden

Die Diode ist ein elektrisches Bauelement, welches Strom in eine Richtung nahezu ungehindert durchlässt (Durchlassrichtung) und in die andere Richtung nahezu vollständig sperrt (Sperrrichtung). In diesem Versuch wurden nur Halbleiterdioden untersucht. Diese bestehen entweder aus einem pn-dotierten Halbleiter (z.B. Silizium) oder aus einem Halbleiter-Metall-Übergang (Schottky-Diode).

Die Strom-Spannungskennlinie der Diode kann im Wesentlichen in drei Bereiche gegliedert werden: dem Durchlass-, dem Sperr- und dem Durchbruchbereich. Wird die Diode in Durchlassrichtung betrieben, so fließt bei kleinen angelegten Spannungen zunächst kein merklicher Strom. Erst ab einer bestimmten für die Diode charakteristischen Grenzspannung setzt ein merklicher Stromfluss ein. Im Durchlassbereich wird das Strom-Spannungsverhalten einer idealen Diode durch die Shockley-Gleichung beschrieben

$$I = I_s \left(e^{\frac{q_0 U}{k_B T}} - 1 \right), \quad (1)$$

wobei I_s der Sättigungsstrom, T die Temperatur, k_B die Boltzmannkonstante und q_0 die Ladung der Ladungsträger ist.

Wird die Diode in Sperrrichtung betrieben, so leitet sie zunächst keinen merklichen Strom. Bei der sogenannten Durchbruchspannung, steigt der Strom dann wieder stark an und die Diode wird in Sperrrichtung leitend. Die Durchbruchspannung ist wieder von Material und Dotierung abhängig.

Es können verschiedene Diodentypen nach Material, Aufbau, Verwendungszweck und physikalischen Eigenschaften unterschieden werden. Siliziumdioden bestehen aus pn-dotiertem Silizium. Ihre Grenzspannung liegt typischerweise zwischen 0,6 V und 0,7 V.

Zenerdioden sind speziell dotierte Silizium-Dioden mit einer besonders dünnen Sperrschicht am pn-Übergang. In Durchlassrichtung verhalten sie sich wie normale Dioden, während in Sperrrichtung der differentielle Widerstand oberhalb der Durchbruchspannung stark zunimmt, weshalb trotz zunehmender Spannung kein merklicher Strom fließt. Sie werden meist in Sperrrichtung betrieben, um z.B. Spannungen zu begrenzen.

Leuchtdioden (LED) bestehen ebenfalls aus einem pn-Übergang. Allerdings werden hier direkte Halbleiter verwendet, wodurch es beim Betrieb in Durchlassrichtung zu Rekombinationen kommt und die Diode Photonen einer vom Material und der Dotierung abhängigen Wellenlänge emittiert.

Schottky-Dioden besitzen anstatt eines pn-Übergangs einen Metall-Halbleiter-Übergang. Aufgrund der so auftretenden Potentialbarriere hat die Schottky-Diode auch gleichrichtenden Charakter.

2.1.1 Strom-Spannungs-Kennlinien

Zunächst wurden die Strom-Spannungs-Kennlinien von verschiedenen Dioden aufgenommen. Die Silizium-, Schottky- und Leuchtdioden wurden dabei in Durchlassrichtung, und die Zenerdiode in Sperrrichtung betrieben. Zum Schutz der Dioden gegen zu hohe Ströme wurde dabei ein ohmscher Widerstand mit 1 k Ω vorgeschaltet. Der zugehörige Schaltplan befindet sich in der Versuchsanleitung (Schaltskizze 10).

Die Theorie sagt voraus, dass die Kennlinien von Dioden in Durchlassrichtung einen exponentiellen Verlauf der Form

$$I = a \left(e^{bU} - 1 \right) \quad (2)$$

haben. Dieses Verhalten konnte mit Hilfe von Exponentialfits mit den vorliegenden Messdaten qualitativ bestätigt werden.

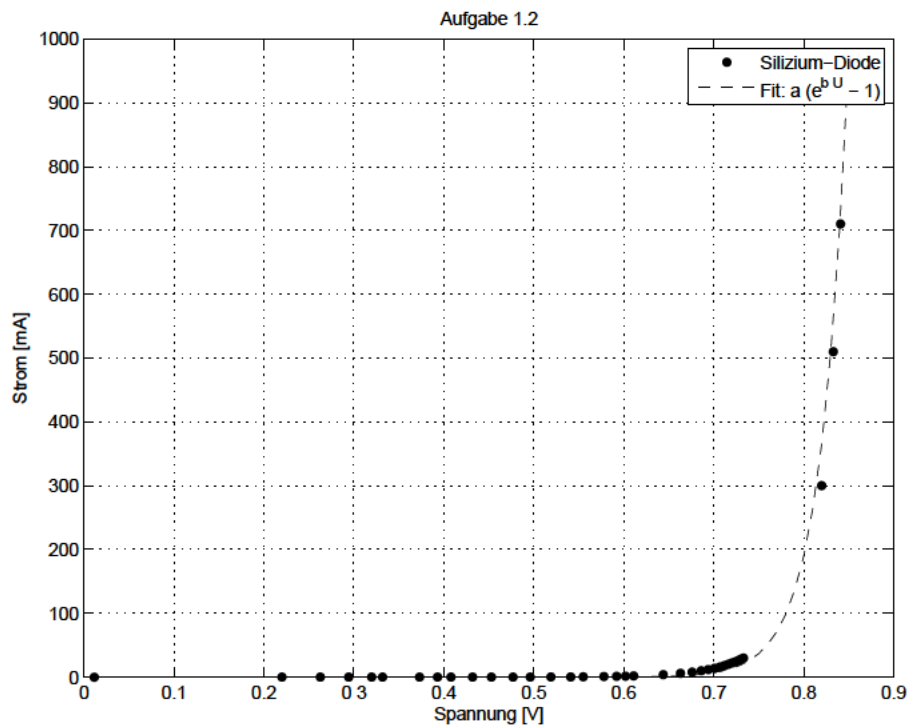


Abbildung 1: I-U-Kennlinie der Silizium-Diode 1N4002 in Durchlassrichtung. Dargestellt ist ein exponentieller Fit, der den theoretischen Zusammenhang zwischen Strom und Spannung bestätigt.

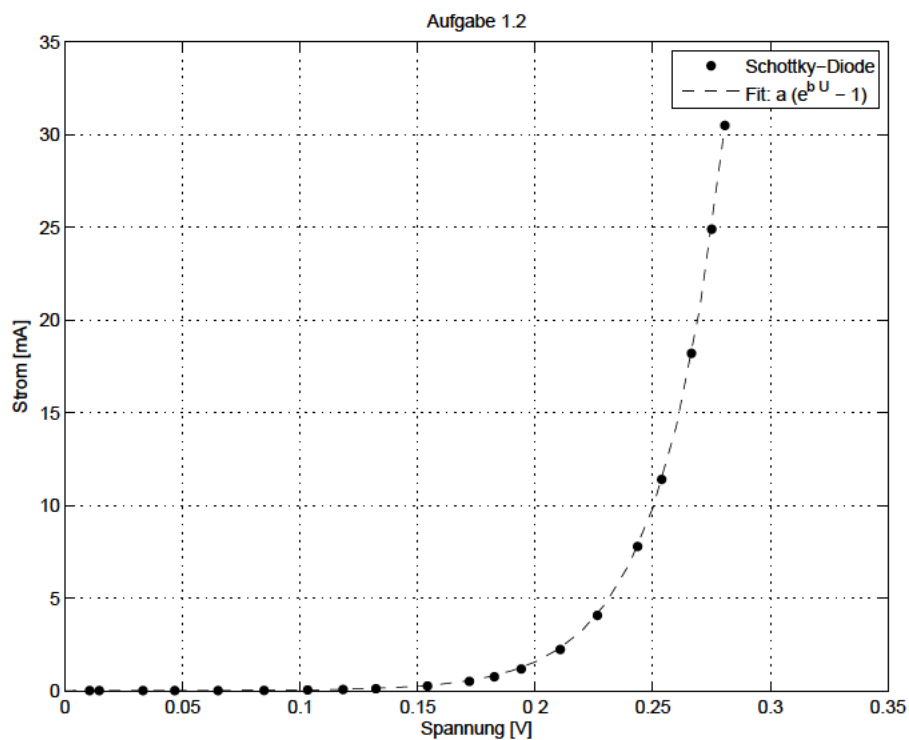


Abbildung 2: I-U-Kennlinie der Schottky-Diode D2 1N5819 in Durchlassrichtung. Dargestellt ist ein exponentieller Fit, der den theoretischen Zusammenhang zwischen Strom und Spannung bestätigt.

Im Falle der Leuchtdiode wurde die Schwellspannung als diejenige Spannung bestimmt, ab welcher der Stromfluss einsetzt. Dazu wurde im nahezu linearen Bereich der Kennlinie, bei der verwendeten Diode ab etwa 2 V, ein linearer Fit der Form

$$I = aU + b \quad (3)$$

durchgeführt. Der Schnittpunkt mit der Spannungsachse wurde mit der Schwellspannung identifiziert. Dabei ergab sich ein Wert von

$$U_S = 1,67 \text{ V}.$$

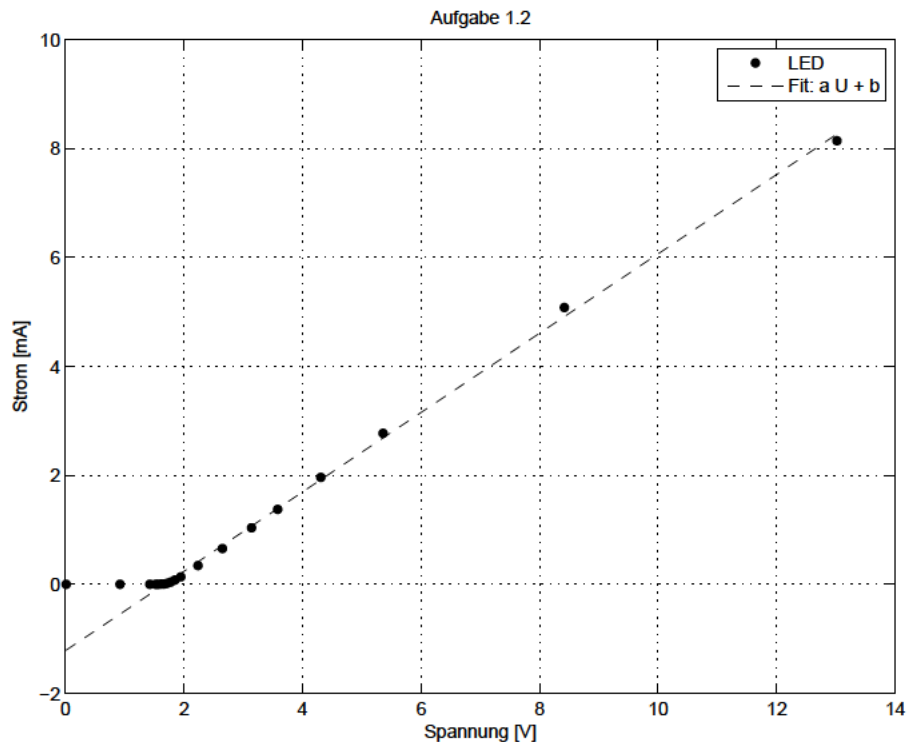


Abbildung 3: I-U-Kennlinie einer grünen Leuchtdiode in Durchlassrichtung. Im nahezu linearen Bereich über etwa 2 V wurde ein linearer Fit durchgeführt. Damit konnte die Schwellspannung zu $U_S = 1,67 \text{ V}$ bestimmt werden.

Die Zenerdiode wurde in Sperrrichtung betrieben. Wie aus der Theorie zu erwarten war konnte beobachtet werden, dass die Spannung, bei der es zum gutartigen Durchbruch kommt, sehr viel höher als die Schwellspannungen der anderen Dioden liegt.

Zur Bestimmung der gutartigen Durchbruchsspannung wurde wieder im nahezu linearen Bereich über etwa 9 V ein linearer Fit nach gleicher Formel durchgeführt. Der Durchstoßpunkt mit der Spannungsachse beschreibt dann die Durchbruchsspannung, hier zu:

$$U_D = 9,31 \text{ V}.$$

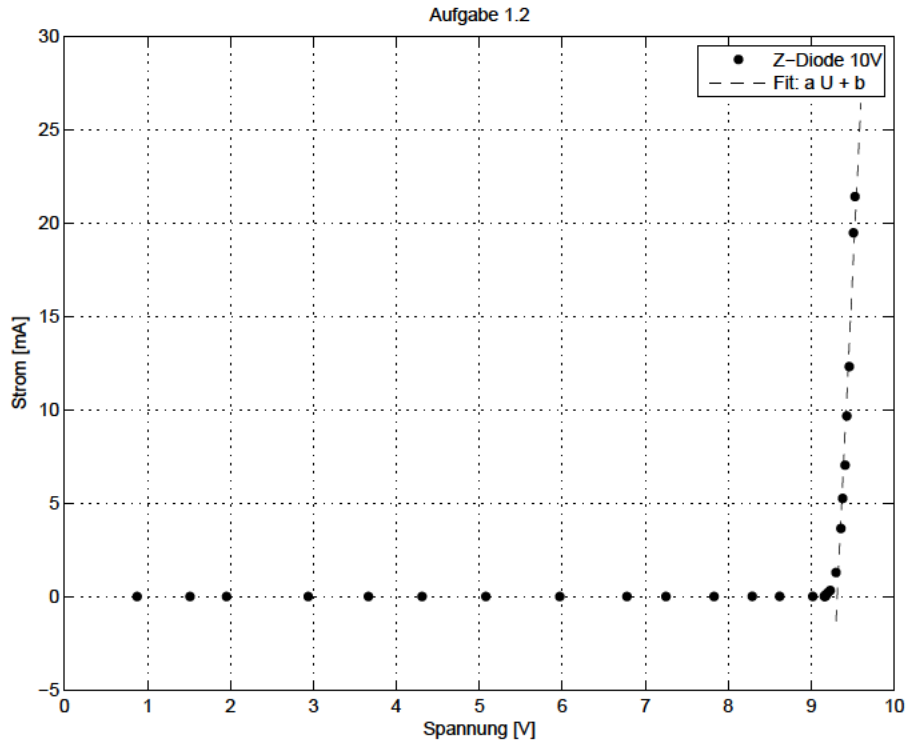


Abbildung 4: I-U-Kennlinie der Zenerdiode Z10 U8 10V in Sperrrichtung. Im nahezu linearen Bereich über 9 V wurde ein linearer Fit durchgeführt. Damit konnte die Durchbruchspannung zu $U_D = 9,31$ V bestimmt werden.

Weiterhin ist im Falle der Zenerdiode zu beobachten, dass der Stromfluss beim Durchbruch deutlich abrupter einsetzt als beim Betrieb der anderen Dioden in Durchlassrichtung.

2.1.2 Differentieller Widerstand einer Diode

Zur Bestimmung des differentiellen Widerstands einer 1N4004-Silizium-Diode wurde eine Schaltung gemäß des Plans 10 im Anhang aufgebaut. Hier bestimmt die Gleichspannung den Arbeitspunkt, um den dann mit Hilfe der Wechselspannung moduliert wird. Der Widerstand R_1 sorgt dafür, dass der Wechselstrom näherungsweise nur über die Diode fließt, genauso sorgt der Kondensator C_1 dafür, dass der Gleichstrom nur über die Diode fließt.

Der differentielle Widerstand ist definiert durch

$$r_D = \frac{\delta U_D}{\delta I_D}, \quad (4)$$

wobei U_D und I_D die Spannung bzw. den Strom an der Diode bezeichnen.

Um den differentielle Widerstand der Diode bestimmen zu können wird wie folgt vorgegangen. Zuerst wird ein Arbeitspunkt U_{AP} gewählt, der mit Hilfe der Gleichspannung eingestellt werden kann. Der über die Diode fließende Gleichstrom I_D entspricht dann

$$I_D = \frac{U_{AP}}{R_1}. \quad (5)$$

Ein Wechselstromgenerator wird verwendet, um eine Wechselspannung in das System einzuspeisen und Spannung und Strom an der Diode zu modulieren. Dazu sollte die Amplitude der Wechselspannung relativ klein gegenüber der Gleichspannung gewählt werden.

Die Amplituden der Wechselspannung und des Wechselstroms entsprechen dann den oben erwähnten δU_D und δI_D .

Die Messungen wurden mit Hilfe eines Oszilloskops vorgenommen. Kanal 2 wurde dabei so geschaltet, dass $U_{CH2} = U_D$ direkt ablesbar war. Die Spannung U_{AC} am $100\ \Omega$ -Widerstand kann als Differenz zwischen den Spannungsmessungen an den beiden Kanälen bestimmt werden:

$$U_{AC} = U_{CH1} - U_{CH2} \quad (6)$$

Der Strom I_{AC} an diesem Widerstand ergibt sich dann aus dem Ohmschen Gesetz. Da der $1\text{ k}\Omega$ -Widerstand R_1 sehr viel größer als der Innenwiderstand der Diode ist, entspricht I_{AC} in guter Näherung dem Strom I_D an der Diode.

Für die Modulation wurde der Frequenzgenerator bei einer Frequenz von $f = 500\text{ kHz}$ und einer Amplitude von $V_{pp} = 10\text{ V}$ betrieben. Die Frequenz wurde hoch gewählt, damit der Wechselstrom den Kondensator passieren konnte. Störsignale auf dem Kanal 2 des Oszilloskops verhinderten, die Amplitude kleiner zu wählen.

Tabelle 1: Messung zur Bestimmung des differentiellen Widerstands r_D einer Silizium-Diode 1N4004. Alle Spannungsmessungen wurden aufgrund von Störsignalen an gemittelten V_{rms} durchgeführt. U_{AP} bezeichnet die Spannung am gewählten Arbeitspunkt.

U_{CH1} [V]	U_{CH2} [V]	U_{AP} [V]	U_{AC} [V]	U_D [V]	I_{AC} [A]	r_D [Ω]
0,534	0,006	5,00	0,528	0,006	0,005	1,213
0,535	0,009	10,00	0,526	0,009	0,005	1,711
0,535	0,010	14,98	0,525	0,010	0,005	1,963
0,535	0,011	20,00	0,524	0,011	0,005	2,138

Entgegen der ursprünglichen Vermutung nimmt r_D mit steigender Arbeitspunktsspannung zu. Der normale Verlauf einer Diodenkennlinie würde hier erwarten lassen, dass r_D im Gegenteil abnimmt.

Dieses Ergebnis wurde am Messplatz mit verschiedenen Bauteilen immer wieder bestätigt: sowohl Diode als auch Kondensator und benutzt Messkabel wurden ausgetauscht. Die Messungen ergaben allerdings in allen Fällen qualitativ denselben Anstieg von r_D mit U_{AP} . Der physikalische Grund für diese Abweichung ist unbekannt.

Zu Vergleichszwecken wurde eine Simulation der gleichen Schaltung mit der Software Multisim 13.0 durchgeführt. Die Ergebnisse befinden sich in Tabelle 2. Hier konnte - anders als im realen Versuchsaufbau - die Modulationsspannung mit sehr kleiner Amplitude eingespeist werden. Im idealen Fall der Simulation waren die Signale trotzdem gut darstellbar. Offenbar wird hier die theoretische Vermutung bestätigt: r_D nimmt ab, je höher die Spannung des Arbeitspunktes liegt.

Tabelle 2: Simulation zur Bestimmung des differentiellen Widerstands r_D einer Silizium-Diode 1N4004G.

U_{CH1} [V]	U_{CH2} [V]	U_{AP} [V]	U_{AC} [V]	U_D [V]	I_{AC} [A]	r_D [Ω]
7,07E-03	6,70E-04	4,91	6,40E-03	6,70E-04	6,40E-05	10,47
7,07E-03	3,29E-04	10,62	6,74E-03	3,29E-04	6,74E-05	4,89
7,07E-03	2,29E-04	15,60	6,84E-03	2,29E-04	6,84E-05	3,34
7,07E-03	1,75E-04	20,58	6,89E-03	1,75E-04	6,89E-05	2,55

2.2 Bipolartransistoren

2.2.1 Transistorkennlinien

Für einen BC546 npn-Transistor wurden mit dem am Versuchsplatz bereitgestellten Testgerät das Ausgangskennlinienfeld aufgenommen. Als Parameterbegrenzungen wurden

$$I_{C,max} = 100 \text{ mA}$$

$$I_{B,max} = 0,5 \text{ mA}$$

$$U_{CE,max} = 5 \text{ V}$$

gewählt. Diese Maximalwerte wurden aus dem Datenblatt entnommen und dienen dazu, den Transistor nicht zu beschädigen. Das Ergebnis des Tests befindet sich in Abbildung 5.

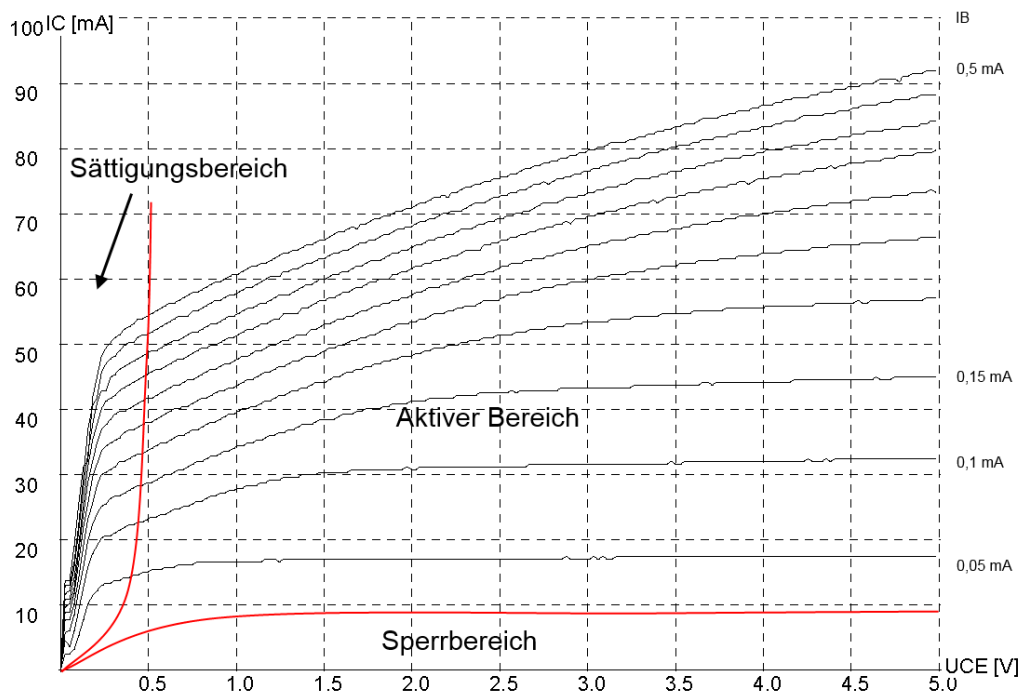


Abbildung 5: Kennlinien für einen BC546 npn-Transistor. Aufgetragen sind die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} und der Kollektorstrom I_C . Die unterschiedlichen Linien beschreiben das Verhalten bei verschiedene Werte für den Basisstrom I_B , der im Testgerät von 0,05 mA bis 0,5 mA variiert wurde.

Ein npn-Bipolartransistor hat für positive U_{CE} im Wesentlichen drei Funktionsbereiche:

im aktiven Bereich ist die Basisspannung höher als die Emitterspannung und die Kollektorspannung höher als die Basisspannung. In diesem Bereich ist eine aktive Verstärkung möglich und die Wahl eines Arbeitspunktes sinnvoll. Nach oben beschränkt ist der Arbeitsbereich bei diesem Transistor durch die maximale Leistung $P_{tot} = 500 \text{ mW} > U_{CE} I_C$, die auf dieser Abbildung in der rechten oberen Ecke liegt. In einer grafischen Darstellung für größere U_{CE} würden die Kennlinien entlang einer sogenannten Verlustleistungshyperbel abgeschnitten werden.

Der Sättigungsbereich befindet sich am linken Rand der Abbildung und ist durch einen scharfen Anstieg von I_C gekennzeichnet. Hier ist die Basisspannung höher als die Emitterspannung, aber die Kollektorspannung ist niedriger als die Basisspannung. An der Grenze zwischen aktivem und Sättigungsbereich ist $U_{CB} = 0$. In diesem Bereich hat der Transistor die Funktion eines geschlossenen Schalters, eine Verstärkung ist hier nicht möglich.

Im Sperrbereich ist die Basisspannung niedriger als die Emitterspannung, und die Kollektorspannung ist niedriger als die Basisspannung. Hier sperrt der Transistor in beide Richtungen und es fließt nur noch ein sehr geringer Strom, der Transistor hat die Funktion eines nicht-idealen offenen Schalters. Der Sperrbereich wurde hier nur qualitativ eingezeichnet.

Das Ausgangskennlinienfeld kann auch genutzt werden, um den Stromverstärkungsfaktor β abzuschätzen:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}. \quad (7)$$

In der Abbildung 5 kann wie folgt vorgegangen werden: der Abstand zwischen den einzelnen Kennlinien beträgt immer $\Delta I_B = 0,05 \text{ mA}$. Das ΔI_C kann dann auf der linken Seite auf der gewünschten Höhe von U_{CE} abgeschätzt werden. In diesem Diagramm ergeben sich Werte von $\beta = 80$ für hohe I_B bis 300 für niedrige I_B .

2.2.2 Übersicht über alle verwendeten Emitterschaltungen

Da im Laufe des Versuchs einige Emitterschaltungen mit ähnlichem Aufbau aber kleinen Unterschieden bezüglich Dimensionierung und zusätzlicher Bauteile verwendet wurden, soll eine Nummerierung von A-E die Orientierung erleichtern.

- Schaltung A: Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung
- Schaltung B: A mit Stromgegenkopplung
- Schaltung C: B mit neuer Dimensionierung
- Schaltung D: C im realen Aufbau
- Schaltung E: D mit zusätzlichem Emitterwiderstand und Emitterkondensator

Die Tabelle 3 verschafft einen Überblick über die jeweiligen Komponenten und Dimensionierungen der Schaltungen.

Tabelle 3: Übersicht über die Komponenten und Dimensionierungen aller verwendeten Emitterschaltungen.

	A	B	C	D	E
R_1 [k Ω]	43	43	43	39	39
R_2 [k Ω]	8,4	8,4	11	10	10
R_3 [Ω]	-	-	-	-	5
R_C [Ω]	500	500	453	470	470
R_E [Ω]	-	47	47	47	47
C_1 [μ F]	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
C_2 [μ F]	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
C_E [μ F]	-	-	-	-	2,0

2.2.3 Schaltung A: Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung

Die erste Schaltung soll eine Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung sein, hier als Schaltung A bezeichnet (Schaltskizze 11). Zunächst wird ein Arbeitspunkt gewählt:

$$\begin{aligned} U_{CE} &= 2,5 \text{ V} \\ I_C &= 5 \text{ mA} \end{aligned}$$

Die Versorgungsspannung wird $U_S = 5 \text{ V}$ gesetzt, also dem doppelten Wert von U_{CE} . Somit bleibt genügend Raum zur Modulierung mit einer Wechselspannung $U_{ein} = 0,1 \text{ V}$, ohne dass es zu Abschneideeffekten im Verstärker kommt. Damit kann der Widerstand R_C durch

$$R_C = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C} \simeq 500 \Omega \quad (8)$$

berechnet werden. Nimmt man für den verwendeten BC546-Transistor einen Verstärkungsfaktor von $\beta \approx 300$ an, ergibt sich ein Basisstrom I_B von

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 17 \mu\text{A}. \quad (9)$$

Zur Bestimmung des Stroms am Widerstand R_2 wird eine Faustregel verwendet:

$$I_{R_2} \approx 5 \cdot I_B = 83 \mu\text{A}. \quad (10)$$

Die benötigten Widerstände R_1 und R_2 können nun mit Hilfe der Kirchhoffschen Regeln dimensioniert werden:

$$R_1 = \frac{U_S - U_{BE}}{I_{R_2} + I_B} = 43 \text{ k}\Omega \quad (11)$$

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_{R_2}} = 8,4 \text{ k}\Omega. \quad (12)$$

U_{BE} wurde hier mit dem für Silizium-Transistoren typischen Wert von $0,7 \text{ V}$ angenommen, der für den gewählten Arbeitspunkt im Datenblatt zu finden ist.

Die Koppelkondensatoren C_1 und C_2 dienen im Wesentlichen dazu, die Bandbreite der Verstärkerschaltung festzulegen und Gleichstromanteile heraus zu filtern. Damit verhindern sie, dass der Arbeitspunkt durch die Last bzw. das Signal beeinflusst wird. Sie können daher der Anwendung angemessen gewählt werden hier zu

$$C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}. \quad (13)$$

Tabelle 4: Überprüfung der Schaltungsdimensionierung und der Festlegung des Arbeitspunktes für die Schaltung A mit Multisim

	U_{BE} [V]	U_{CE} [V]	U_{CB} [V]	I_C [mA]
Theoretisch	0,70	2,50	1,80	5,00
Simulation	0,69	2,22	1,53	5,57
Rel. Abweichung	2%	11%	15%	11%

Mit diesen Werten wurde in Multisim eine Simulation durchgeführt. Eine Überprüfung der Schaltung mit Hilfe von Testköpfen ergab die in Tabelle 4 angegebenen Werte. Hier wurde die Spannung U_{CB} als $U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$ berechnet.

Der Bodeplot 6 gibt Aufschluss über die Verstärkung, welche die Schaltung leistet, in Abhängigkeit der Frequenz der Wechselspannung. Die Kurven wurden für verschiedene Kondensatoren $C_1 = C_2$ aufgenommen.

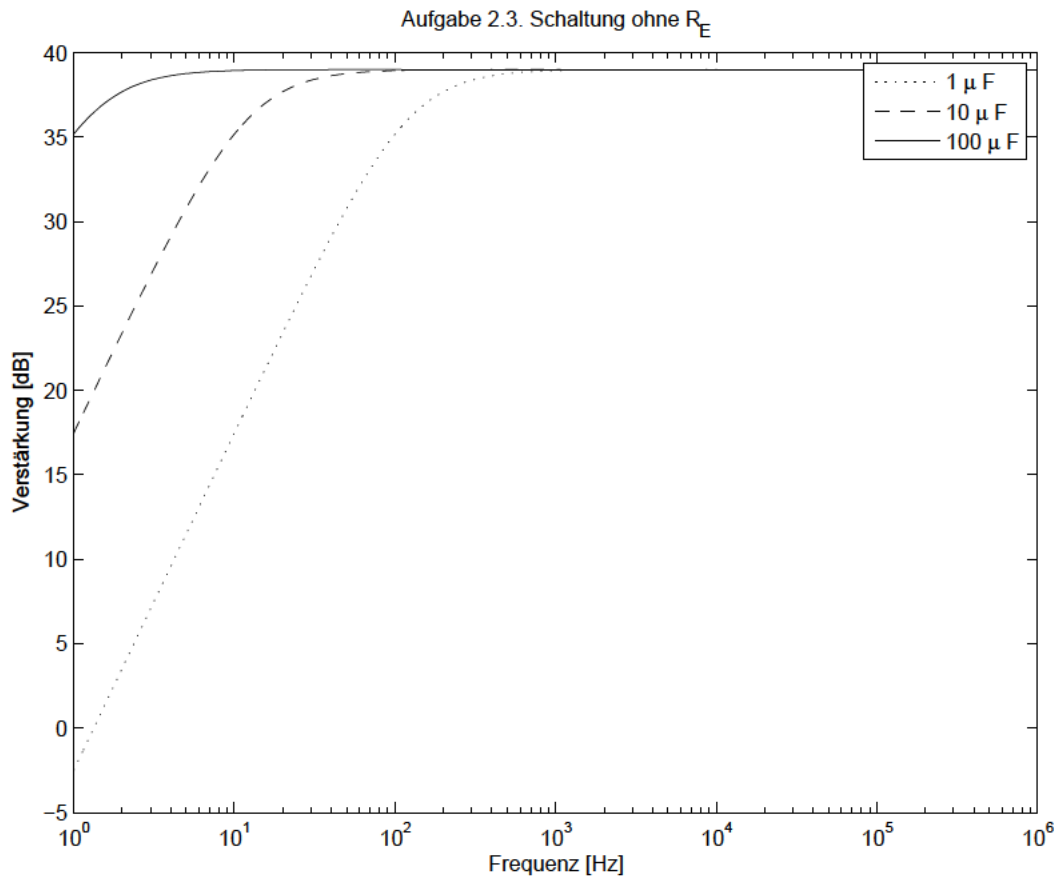


Abbildung 6: Verstärkung der Emitterschaltung in Abhängigkeit von der Frequenz der Modulationsspannung und für verschiedene Werte der Koppelkondensatoren $C_1 = C_2$.

Offenbar hat die Wahl der Kondensatoren eine Auswirkung auf die Grenzfrequenz der Schaltung. Der Koppelkondensator C_1 ist Teil eines Hochpasses und bestimmt damit maßgeblich, welche Frequenzen nach unten von der Schaltung abgeschnitten werden. Je größer die Kapazität, desto niedriger liegt die Grenzfrequenz.

Um die Grenzfrequenz der Emitterschaltung theoretisch zu bestimmen, kann als Ersatz-

schaltbild ein Hochpass herangezogen werden, der aus dem Koppelkondensator $C_{hp} = C_1$ und dem ohmschen Eingangswiderstand der Schaltung hinter dem Koppelkondensator R_{hp} besteht. R_{hp} ergibt sich dann aus der Parallelschaltung von R_1 , R_2 und R_{BE} , dem Basis-Emitter-Widerstand des Transistors. Letzterer kann mit Hilfe der Simulation abgeschätzt durch

$$R_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \simeq 1,6 \text{ k}\Omega \quad (14)$$

werden, wobei die Differenzen Δ den Peak-to-Peak-Werten der Größen in der Simulation entsprechen. Nun kann R_{ein} berechnet werden:

$$R_{hp} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{BE}} \right)^{-1} \simeq 1,35 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

Damit errechnet sich die theoretische Grenzfrequenz der Schaltung nach der Formel für Hochpässe

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_{hp} C_{hp}}. \quad (16)$$

In der Simulation kann die Grenzfrequenz bequem über den Bodeplot abgelesen werden. Hierbei wurde die Grenzfrequenz als diejenige Frequenz identifiziert, bei der die Verstärkung der Schaltung um 3 dB unter das Maximum absinkt. Ein Vergleich der Werte befindet sich in Tabelle 5.

Tabelle 5: Untere Grenzfrequenz der Schaltung A für verschiedene Kopplungskondensatoren.

C_1	$f_g^{theor.}$	$f_g^{simul.}$
1 μF	118,1 Hz	120,0 Hz
10 μF	11,8 Hz	11,8 Hz
100 μF	1,2 Hz	1,2 Hz

Im nächsten Schritt sollten die Ein- und Ausgangswiderstände der Emitterschaltung bestimmt werden. Sowohl R_{ein} als auch R_{aus} können nicht direkt gemessen werden. Stattdessen wird die Schaltung um einen Lastwiderstand bzw. einen Vorwiderstand erweitert.

Im Falle von R_{aus} wird ein Lastwiderstand R_L der Emitterschaltung parallel nachgeschaltet. Geht R_L gegen Unendlich, befindet sich die Schaltung im Leerlauf und es stellt sich über den Lastwiderstand eine bestimmte Spannung $U_L = U_{leer}$ ein. Wird jetzt R_L schrittweise verringert, so fällt U_L ab. Wird nun die Masche von R_L und R_{aus} betrachtet, gilt:

$$\frac{R_{aus}}{R_L} = \frac{U_{leer} - U_L}{U_L}. \quad (17)$$

Sobald die gemessene Spannung U_L die Hälfte der Leerlaufspannung U_{leer} erreicht gilt folglich $R_{aus} = R_L$.

Für die Bestimmung von R_{ein} wird der Schaltung ein Widerstand R_V in Reihe vorgeschaltet. Für $R_V = 0 \Omega$ fällt über die Emitterschaltung eine bestimmte Spannung $U_{ein} = U_0$ ab. Wird der Vorwiderstand nun erhöht, sinkt die Spannung U_{ein} . Hier führt die Maschenregel auf

$$\frac{R_{ein}}{R_V} = \frac{U_{ein}}{U_0 - U_{ein}}. \quad (18)$$

Sobald U_{ein} auf die Hälfte von U_0 abgefallen ist, gilt $R_{ein} = R_V$.

Die Ergebnisse für Schaltung *A* sind in Tabelle 6 zusammengefasst.

Tabelle 6: Indirekte Bestimmung der Ein- und Ausgangswiderstände der Emitterschaltungen ohne Stromgegenkopplung (Schaltung *A*) und mit Stromgegenkopplung (Schaltung *C*). Für die jeweils untere Zeile gilt $R_L = R_{aus}$ bzw. $R_V = R_{ein}$.

Bestimmung von R_{ein}			
<i>A</i>		<i>C</i>	
R_V	U_{ein}	R_V	U_{ein}
$0\ \Omega$	7,0 mV	$0\ \Omega$	70,7 mV
$1400\ \Omega$	3,45 mV	$5400\ \Omega$	35,1 mV

Bestimmung von R_{aus}			
<i>A</i>		<i>C</i>	
R_L	U_L	R_L	U_L
$10\ \text{M}\Omega$	624 mV	$10\ \text{M}\Omega$	616 mV
$500\ \Omega$	317 mV	$500\ \Omega$	315 mV

Offenbar gilt $R_{aus} = R_C$, weiterhin entspricht das so bestimmte R_{ein} in guter Näherung dem oben bestimmten theoretischen Wert.

Wird die Schaltung mit einem Lastwiderstand R_L betrieben, so wirken C_2 und R_L wie ein zweiter Hochpass. Die Gesamtschaltung erhält dadurch eine zweite Grenzfrequenz. Wenn nun die oben aus der Hochpassbetrachtung bestimmte Grenzfrequenz f_g^1 genannt wird, gilt für

$$R_L < \frac{1}{2\pi f_g^1 C_2}, \quad (19)$$

dass die Bandbreite der Emitterschaltung verkleinert wird, weil für die neu auftretende Grenzfrequenz $f_g^2 > f_g^1$ gilt. Darum muss bei der Dimensionierung der Schaltung auf die Größe der später anliegenden Last geachtet werden.

2.2.4 Schaltung *B*: Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung

Die Schaltung *A* mit eingefügtem Stromgegenkopplungswiderstand $R_E = 47\ \Omega$ aber identischer Dimensionierung soll als Schaltung *B* bezeichnet werden. Das Einfügen eines Widerstands R_E ändert die Daten der im letzten Abschnitt dimensionierten Emitterschaltung *A* erheblich, wie ein Blick in Tabelle 7 zeigt.

Tabelle 7: Unterschiede zwischen der ursprünglichen Emitterschaltung (*A*) und der Schaltung mit zusätzlicher Stromgegenkopplung (*B*) durch Einfügen eines Widerstandes R_E .

	<i>A</i>	<i>B</i>	<i>C</i>
f_g [Hz]	120	32	28
$A_{U,max}$ [dB]	39,0	18,5	18,5
I_C [mA]	5,57	2,21	4,44
U_{CE} [V]	2,22	3,89	2,99
U_{BE} [V]	0,69	0,76	0,89
U_{CB} [V]	1,53	3,13	2,10

Es verschiebt sich sowohl der Arbeitspunkt als auch die Grenzfrequenz und die maximale Verstärkung $A_{U,max}$ nimmt ab. Eine Neudimensionierung der Schaltung ist also unumgänglich.

2.2.5 Schaltung C: Neudimensionierung der Emitterschaltung B

Die Schaltung B soll durch Neudimensionierung wieder näher an den Arbeitspunkt der Schaltung A gebracht werden. Die neu dimensionierte Schaltung soll im Folgenden als Schaltung C bezeichnet werden. Dabei sollen die folgenden Werte gelten:

$$\begin{aligned}U_{BE} &= 0,7 \text{ V} \\U_{CE} &= 2,5 \text{ V} \\U_S &= 5 \text{ V} \\I_C &= 5 \text{ mA}\end{aligned}$$

Es wird davon ausgegangen, dass weiterhin $\beta \approx 300$ gilt. Damit bleiben die folgenden Größen unverändert:

$$\begin{aligned}I_B &= 17 \mu\text{A} \\R_1 &= 43 \text{ k}\Omega \\I_C &= 85 \mu\text{A}\end{aligned}$$

In der neuen Schaltung hängt die Verstärkung A_U maßgeblich vom Verhältnis zwischen R_C und R_E ab:

$$A_U = \frac{U_{aus}}{U_{ein}} \approx \frac{R_C}{R_E} \quad (20)$$

$$A_U^{\text{dB}} = 20 \log_{10} A_U \quad (21)$$

Um eine etwa 10-fache Verstärkung zu erreichen, wurde der Widerstand $R_E = 47 \Omega$ gewählt.

Nun gilt

$$R_C = \frac{U_S - U_{CE}}{I_C} - R_E \simeq 453 \Omega \quad (22)$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_{R_2}} \simeq 11 \text{ k}\Omega. \quad (23)$$

Damit ergibt sich eine Verstärkung von

$$\begin{aligned}A_U &\approx 10 \\A_U^{\text{dB}} &\approx 20 \text{ dB}.\end{aligned}$$

Offenbar bleibt auch bei der Neudimensionierung die Verschiebung der Grenzfrequenz und die Verringerung der maximalen Verstärkung erhalten. Dies ist auch theoretisch ersichtlich, da f_g von dem Schaltungswiderstand R_{hp} abhängt, der sich durch die Einführung von R_E ändert. Die maximale Verstärkung hängt in der Schaltung mit Stromgegenkopplung wie oben erwähnt vom Verhältnis zwischen R_C und R_E ab und ist damit weitgehend unabhängig von der Wahl des Arbeitspunktes.

Der Arbeitspunkt nähert sich für Schaltung C wieder seinem ursprünglichen Wert aus Schaltung A an, auch wenn die Annäherung hier nur tendenziell zu erkennen ist. Dies

liegt vermutlich darin begründet, dass schon kleine Änderungen der Parameter, insbesondere von U_{BE} zu recht starken Verschiebungen führen können.

Soll die Schaltung nun Musik (20 – 20 000 Hz) verzerrungsfrei verstärken, ohne Bass zu verlieren, kann der Kondensator C_1 so dimensioniert werden, dass die Grenzfrequenz f_g unter 20 Hz liegt:

$$C_1 > \frac{1}{2\pi R_{ein} 20 \text{ Hz}} \approx 1,5 \mu\text{F}. \quad (24)$$

Da schon für $C_1 = 1 \mu\text{F}$ nur ein sehr schmales Frequenzband abgeschnitten werden, soll hier weiterhin mit diesem Wert gearbeitet werden, da Kondensatoren mit $1 \mu\text{F}$ real verfügbar waren.

Wird die so dimensionierte Schaltung C mit Multisim simuliert, kann der in Abbildung 7 gegebene Bodeplot aufgenommen werden. Die Schaltung verhält sich wie erwartet: die Verstärkung beträgt $A_U^{\text{dB}} = 18,5 \text{ dB}$, und die Grenzfrequenz $f_g = 28 \text{ Hz}$.

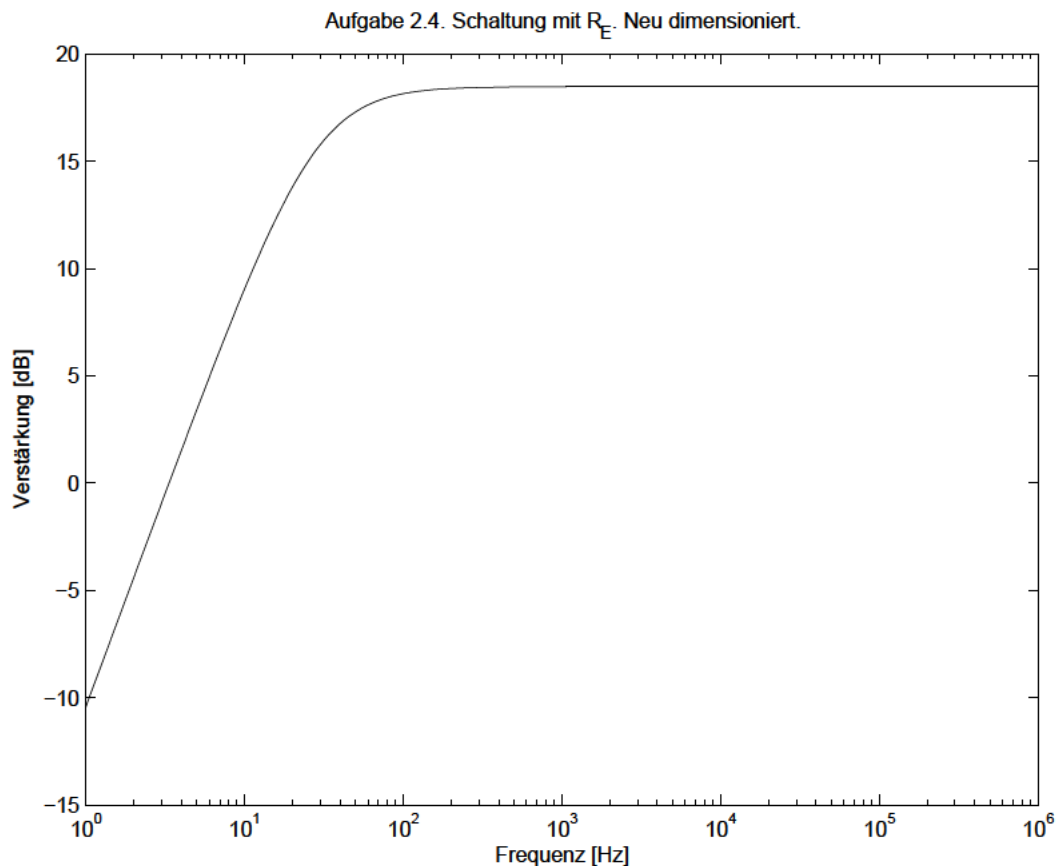


Abbildung 7: Bodeplot der neu dimensionierten Emitterschaltung C mit Stromgegenkopplung und $C_1 = 1 \mu\text{F}$. Die Grenzfrequenz beträgt $f_g = 28 \text{ Hz}$ und die Verstärkung $A_U^{\text{dB}} = 18,5 \text{ dB}$.

2.2.6 Schaltung D : Realer Aufbau der Schaltung C

Der reale Aufbau der Schaltung ist durch die am Versuchsplatz vorhandenen Bauteile eingeschränkt. Schließlich wurde die reale Emitterschaltung deswegen mit den folgenden Bauteilen aufgebaut. Die so dimensionierte Schaltung sei mit D^{real} bezeichnet (Schaltskizze 12).

Tabelle 8: In der realen Schaltung D^{real} verwendete Bauteile und Größen.

$R_1 =$	39 k Ω	$R_E =$	47 Ω
$R_2 =$	10 k Ω	$R_C =$	470 Ω
$C_1 =$	1 μ F	$U_S =$	5 V
$C_2 =$	1 μ F	$U_{ein} =$	0,1 V

Um die Vergleichbarkeit zwischen realer Schaltung und Simulation zu gewährleisten wurde auch die Simulationsschaltung auf diese Werte angepasst (D^{simul}). Ein Vergleich der Übertragungsfunktion der realen Schaltung und der Simulation befindet sich in Tabelle 9.

Tabelle 9: Vergleich der Übertragungsfunktionen zwischen der Simulation D^{simul} und der realen Schaltung D^{real} mit den in Tabelle 8 aufgeführten Werten.

f [Hz]	$U_{ein,real}$ [V]	$U_{aus,real}$ [V]	A_{real}^{dB} [dB]	A_{simul}^{dB} [dB]
5	0,076	0,116	3,7	3,2
10	0,076	0,224	9,4	8,9
20	0,076	0,392	14,3	13,7
30	0,075	0,495	16,4	15,8
60	0,074	0,620	18,5	17,9
100	0,073	0,670	19,3	18,5
200	0,075	0,700	19,4	18,8
2000	0,075	0,710	19,5	18,8
250000	0,075	0,700	19,4	18,8

Offenbar liegen die realen Verstärkungswerte überall leicht über den Werten in der Simulation. Dies liegt mit hoher Wahrscheinlichkeit in den Fertigungstoleranzen der verwendeten Bauteile, insbesondere von R_C und R_E , begründet. Allgemein können die Ergebnisse als gut übereinstimmend interpretiert werden.

In einem letzten Schritt wurde ein hochohmiger (etwa 100 Ω) Lautsprecher an den Verstärker angeschlossen. Als Eingangssignal sorgte zunächst ein Sinus aus dem Funktionsgenerator. Wird der Verstärker in die Übersteuerung getrieben, d.h. die Amplitude des Eingangssignals U_{ein} ist zu hoch gegenüber der Versorgungsspannung U_S gewählt, wird das Signal abgeschnitten, wie in Abbildung 8 zu sehen ist.

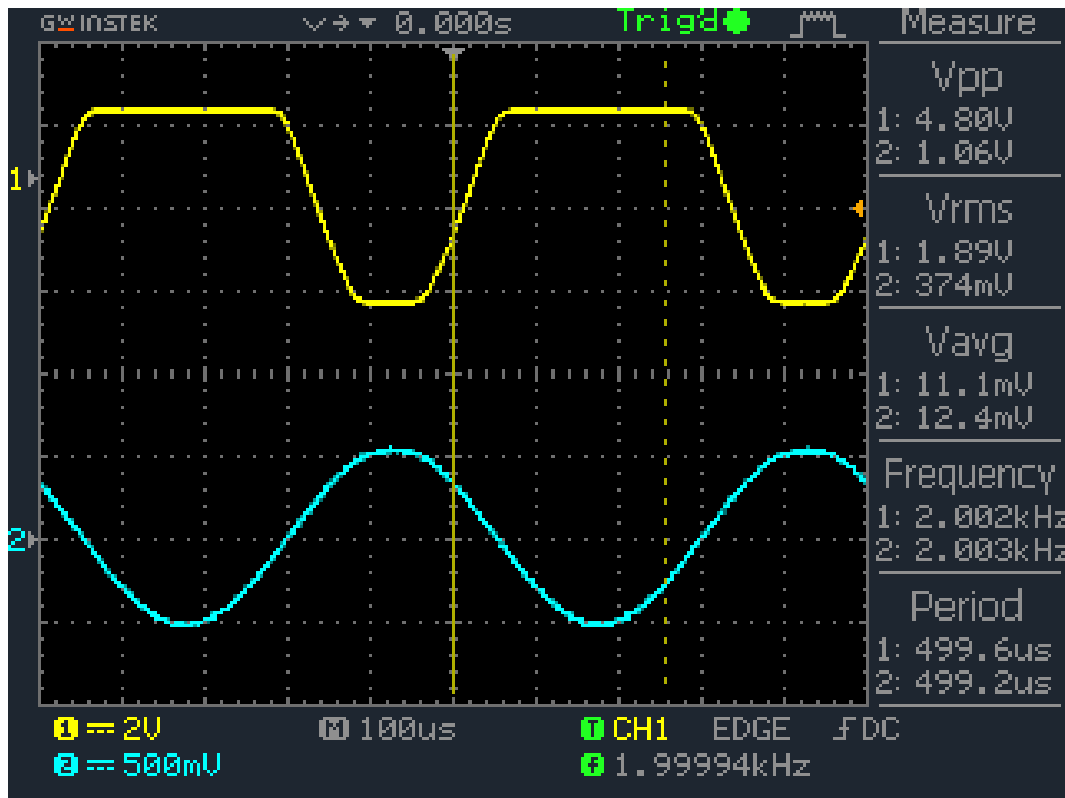


Abbildung 8: Abschneiden des Eingangssignals bei zu hoch gewählter Amplitude $U_{\text{ein}} = 0,5 \text{ V}$. Der Sinus im unteren Bildbereich beschreibt das Eingangssignal, die abgeschnittene Kurve im oberen Bereich wurde am Ausgang des Verstärkers gemessen.

Dies kann auch akustisch wahrgenommen werden: bei Übersteuerung sind zusätzlich zum Grundsintuston weitere Oberschwingungen wahrzunehmen. Noch deutlicher wurde der Effekt, als die Schaltung testweise mit Musik aus dem Audioausgang eines Computers betrieben wurde.

2.2.7 Schaltung E: Erweiterung der Schaltung D um R_3 und C_E

Schließlich wird in die Schaltung ein weiterer Widerstand R_3 und ein Kondensator C_E eingefügt, die so entstehende Schaltung wird mit E bezeichnet (Schaltskizze 13). Auf die Lage des Arbeitspunktes hat diese Erweiterung keinen Einfluss, da über den Kondensator kein Gleichstrom fließt. Für Wechselstrom wirkt der Zusatz hingegen wie eine Parallelschaltung von ohmschem Widerstand R_E und dem frequenzabhängigen Widerstand

$$Z = \frac{1}{i\omega C_E} + R_3. \quad (25)$$

Werden zum Beispiel die Werte $R_3 = 5 \Omega$ und $C_E = 2 \mu\text{F}$ in die Schaltung eingebaut, ergibt sich das in Abbildung 9 dargestellte Bild. Offenbar kommt es zu einer weiteren frequenzabhängigen Veränderung der Übertragungsfunktion: für Frequenzen über einer bestimmten Grenze steigt die Verstärkungsleistung der Emitterschaltung weiter an. Die Signale mit niedrigeren Frequenzen sind hingegen nicht betroffen.

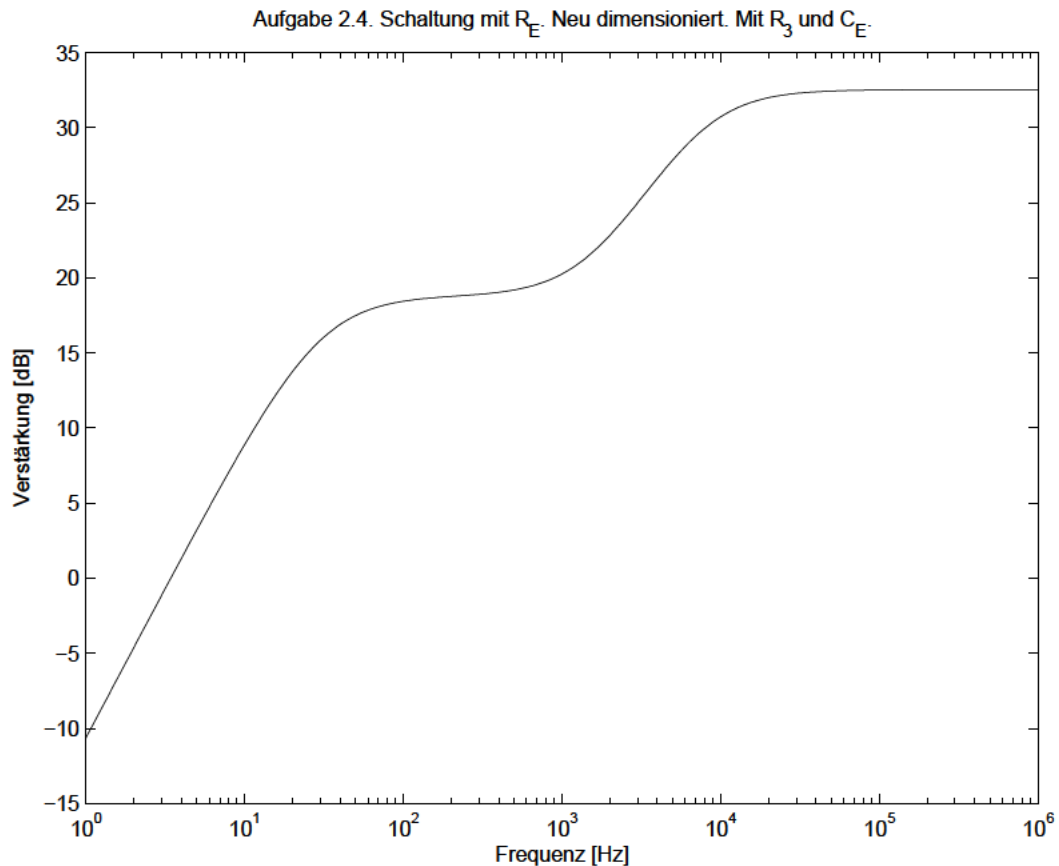


Abbildung 9: Bodeplot der erweiterten Schaltung mit $R_3 = 5\ \Omega$ und $C_E = 2\ \mu\text{F}$. Deutlich erkennbar ist, dass die Verstärkung für große Frequenzen gegenüber der ursprünglichen Verstärkung von etwa 20 dB stark erhöht ist. Die Frequenz, ab der dieser Effekt auftritt, wird durch die Größe von C_E geregelt.

Die physikalische Erklärung basiert auf der Wirkung des Kondensators als frequenzabhängigem Widerstand: bei hohen Frequenzen ist der Widerstand von C_E sehr klein, dann wird auch Z klein und die Verstärkung für diese Frequenzen steigt. Bei kleinen und mittleren Frequenzen hingegen sperrt C_E zunehmend, so dass der gesamte Strom über R_E fließt, wie in der ursprünglichen Schaltung. Die Wirkung von R_3 bezieht sich hauptsächlich auf die Größe der zusätzlichen Verstärkung im hohen Frequenzbereich: das Verhältnis von R_3 und R_E legt fest, wie viel Strom jeweils über den Kondensator fließt. Für große R_3 fließt der Strom fast vollständig über R_E und der Effekt, den C_E auf die Übertragungsfunktion hat, wird verringert.

Tabelle 10: Einfluss der Schaltungserweiterung mit R_3 und C_E (Schaltung E) auf die Ein- und Ausgangswiderstände und Vergleich mit der ursprünglichen Schaltung D .

	$f = 2\ \text{kHz}$		$f = 200\ \text{kHz}$	
	E	D	E	D
Z_{ein}	5000	5500	2500	5500
Z_{aus}	450	450	315	450

Die Ein- und Ausgangswiderstände der Schaltung wurde nach der oben beschriebenen Me-

thode in der Simulation bestimmt. Wie man in Tabelle 10 sehen kann, ergibt sich durch die Einführung von R_3 und C_E bei hohen Frequenzen ein neues Verhalten: während die Ein- und Ausgangswiderstände bei mittleren Frequenzen im Wesentlichen unverändert bleiben, sind bei hohen Frequenzen deutliche Unterschiede zu sehen. Der Eingangswiderstand hat sich in diesem Beispiel mehr als halbiert, auch der Ausgangswiderstand wird durch R_3 und C_E deutlich verkleinert.

Die Wirkung der Koppelkondensatoren C_1 und C_2 wird durch die Erweiterung der Schaltung nicht beeinflusst. Auch eine Last hat hier die gleichen Auswirkungen wie in der Emitterschaltung ohne R_3 und C_E : mit wachsender Last steigt die Verstärkung und die Grenzfrequenz des durch R_L und C_2 gebildeten Hochpasses verkleinert sich. Auf die durch C_3 bestimmte Grenzfrequenz hat R_L keine Auswirkungen.

A Anhang

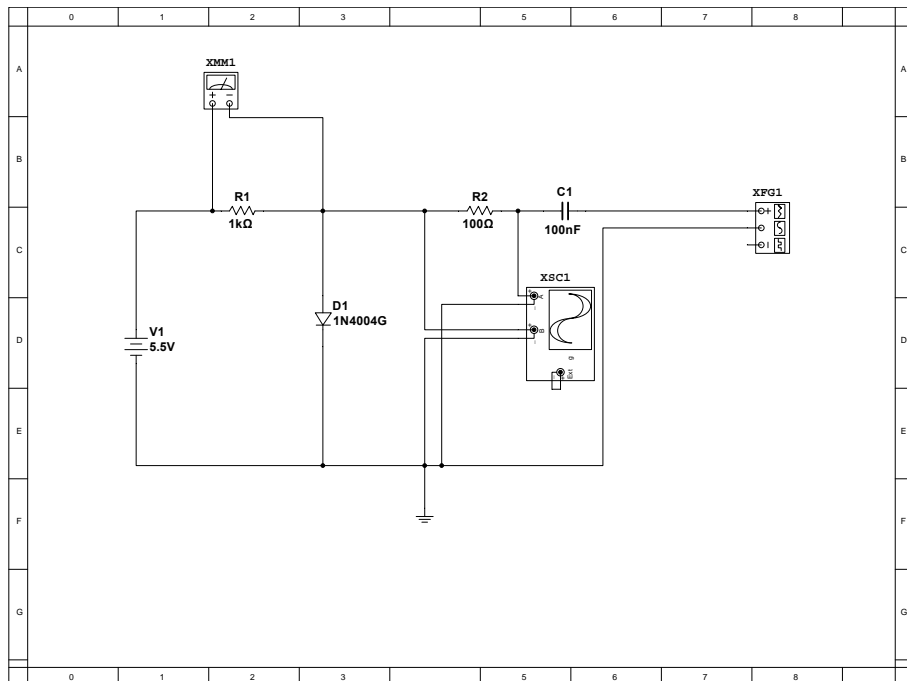


Abbildung 10: Aufbau der Schaltung für die Messung des differentiellen Widerstands einer Diode in Multisim.

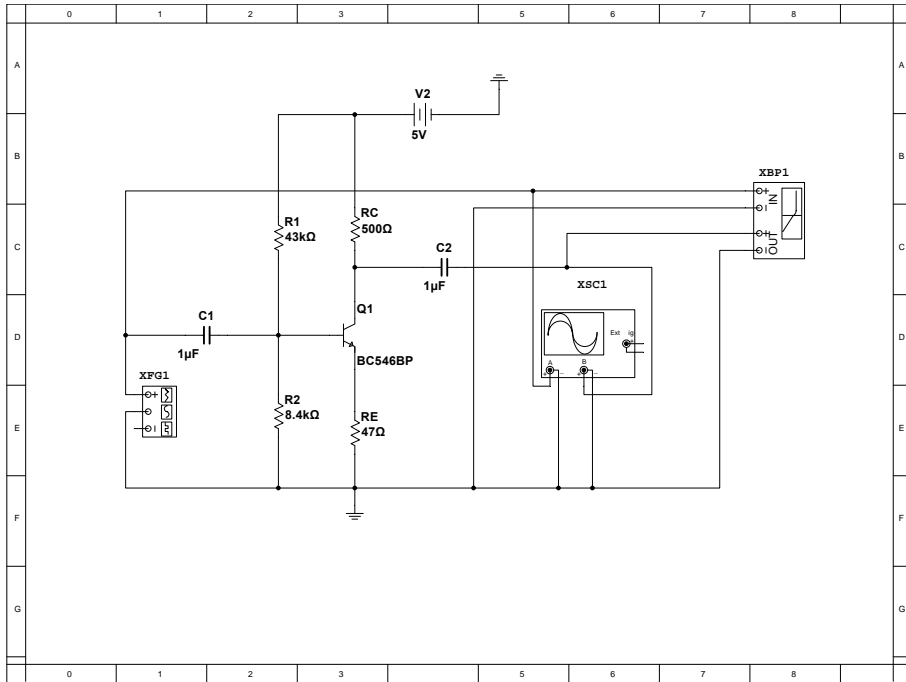


Abbildung 11: Simulation zur Emitterschaltung ohne Stromgegenkopplung.

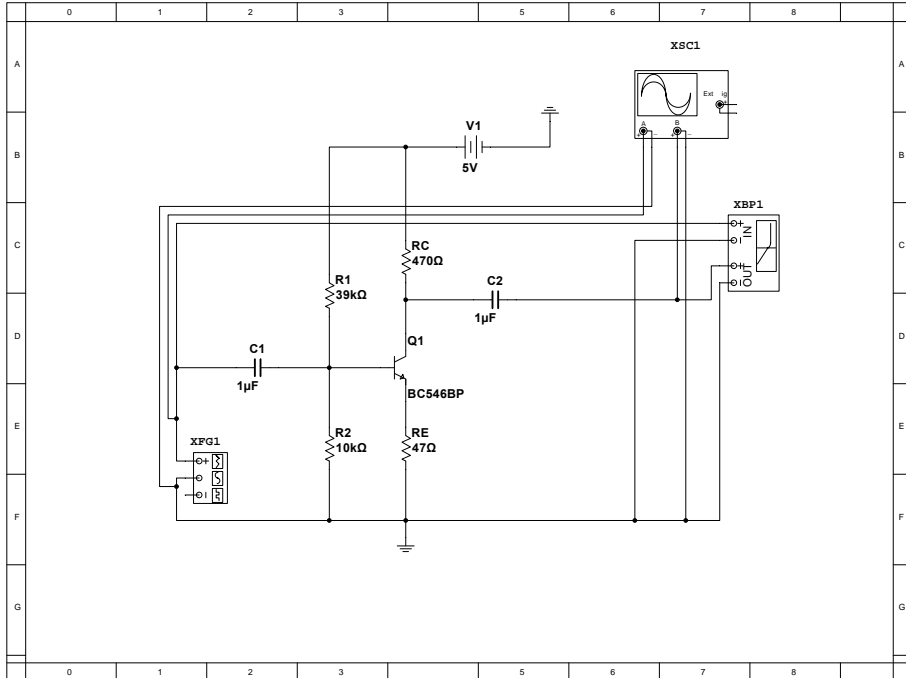


Abbildung 12: Simulation zur Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung.

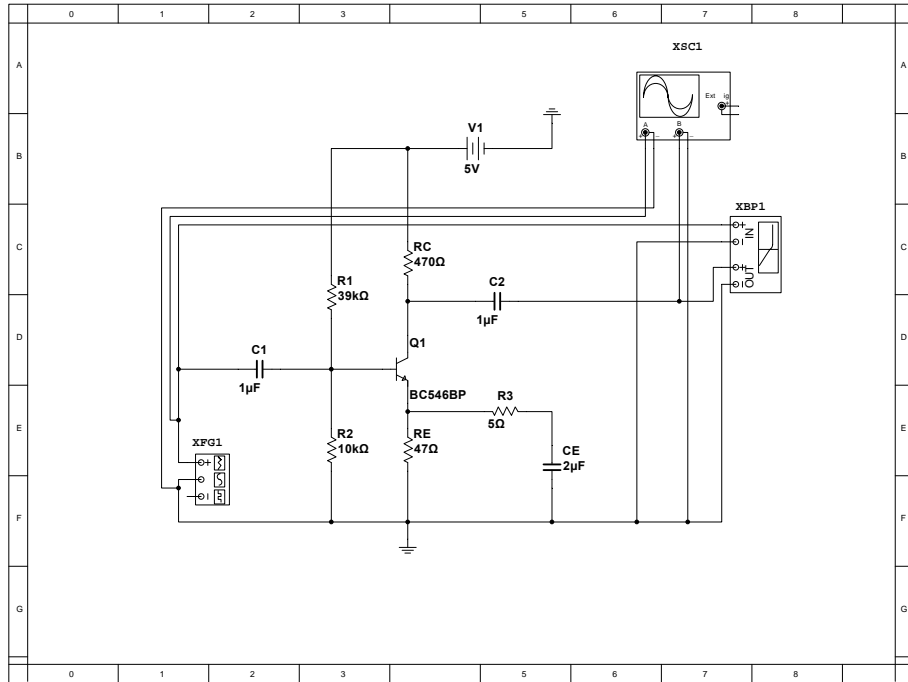


Abbildung 13: Simulation zur Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung und Emitterkondensator C_E sowie Widerstand R_3 .