

TRA: Der Bipolartransistor und die Emitterschaltung

Riedel Lisa, Wegmann Peter
Gruppe 6

12. August 2019

1 EINLEITUNG

In diesem Versuch wird ein Bipolartransistor in eine Schaltung eingebaut und diese genauer untersucht. Bei der resultierenden Schaltung handelt es sich um eine Emitterschaltung. Bei einer Emitterschaltung handelt es sich um einen Verstärker, der bei einer kleinen, angelegten Spannung eine große Verstärkung bewirken kann.

Vorüberlegung 1: Sollten Widerstände und Kapazitäten innerhalb der Schaltung gemessen werden, wird sowohl der komplette Schaltkreis miteinbezogen als auch eine zusätzliche Spannung durch das Multimeter angelegt. Dies würde zu verfälschten Ergebnissen führen. Daher sollten Komponenten immer isoliert betrachtet werden. Bei dem Versuch wurde innerhalb der Schaltung $1.33\text{k}\Omega$ gemessen, außerhalb $7.13\text{k}\Omega$. Ein negativer Wert für den Widerstand ist unphysikalisch. Diese Methode ist daher aufgrund oben genannter Fehler nicht geeignet.

Vorüberlegung 2: Es soll die Gleichung

$$\begin{pmatrix} i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{r_{BE}} & 0 \\ S & \frac{1}{r_{CE}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{BE} \\ u_{CE} \end{pmatrix} \quad (1)$$

in h-Parameter überführt werden. Das Gleichungssystem sieht dann wie folgt aus.

$$\begin{pmatrix} u_{BE} \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{BE} & 0 \\ S r_{BE} & \frac{1}{r_{CE}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ u_{CE} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Die Beziehung zwischen der Steilheit S und der differentiellen Stromverstärkung β sieht wie folgt aus.

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}}, \beta = \frac{\partial I_C}{\partial I_B}|_{U_{CE}} \Rightarrow S = \beta \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} = \frac{\beta}{r_{BE}} \quad (3)$$

2 VERWENDETE METHODEN

Die Emitterschaltung dient der Verstärkung von elektrischen Signalen im niederfrequenten Bereich. Der eingebaute Bipolartransistor ist Temperaturabhängig. Damit sich der vorher eingestellte Arbeitspunkt deswegen nicht verändert, wird die Emitterschaltung mit Arbeitspunktstabilisierung durch Stromgegenkopplung betrieben. Um die Messergebnisse auszuwerten, werden folgende Formeln aus der Anleitung entnommen ([anl \(2015\)](#)).

Der Differentielle Widerstand r_{BE} und r_{CE} , sowie die Steilheit S berechnet sich aus dem Ebers-Moll-Modell. Ebenso

kann über die exponentielle Abhängigkeit des Basisstroms die Temperatur des Transistors angegeben werden.

$$\frac{1}{r_{BE}} = \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}} \Rightarrow r_{BE} = \left(\frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}} \right)^{-1} \quad (4)$$

$$\frac{1}{r_{CE}} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}|_{U_{BE}} \Rightarrow r_{CE} = \left(\frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}|_{U_{BE}} \right)^{-1} \quad (5)$$

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}} = \frac{q I_C}{k_B T} \quad (6)$$

$$I_B \propto \exp \frac{q U_{BE}}{k_B T} \quad (7)$$

Im späterem Verlauf soll die Spannungsverstärkung der Emitterschaltung berechnet werden. Hierbei ist zu beachten, ob ein Kondensator angeschlossen ist oder nicht.

$$A = \frac{dU_a}{dU_e} = -S(R_C \parallel r_{CE} \parallel R_L) \quad (8)$$

$$A \approx -\frac{R_C \parallel R_L}{R_E} \quad (9)$$

Zudem wird in der letzten Aufgabe die Impedanz bei einem einfachen Zweitor als Hoch- oder Tiefpassfilter gemessen. Hierfür wird die folgende Matrix benötigt.

$$\begin{pmatrix} I_e \\ I_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{Z_1} & -\frac{1}{Z_1} \\ -\frac{1}{Z_1} & \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_e \\ U_a \end{pmatrix} \quad (9)$$

3 EXPERIMENTELLES VORGEHEN

In dem Versuch wurden mit einem digitalen Multimeter und einem Oszilloskop Messungen durchgeführt. Beim Oszilloskop war der Faktor 10 für den Tasteteiler eingestellt.

Bei der Messung der Verstärkung in der Emitterschaltung wurden bei allen drei Konstellationen jeweils u_e und u_a bei 10 Messpunkten gemessen. Der Widerstand R_C wurde von $1\text{k}\Omega$ bis $10\text{k}\Omega$ variiert. Die Messwerte wurden vom Oszilloskop abgelesen, R_C wurde mit Hilfe des Multimeters eingestellt.

Beim Messen des Frequenzganges wurde die Frequenz von 6Hz bis 250kHz variiert. Dabei wurde wieder u_e und u_a vom Oszilloskop abgelesen, und mit Hilfe des Cursors δt bestimmt. Insgesamt wurden 26 Messpunkte abgenommen.

Da die Kurve ein Plateau aufweist, wurde in dessen Nähe wenig Messwerte erhoben.

Bei der Messung der Eingangs- und Ausgangskennlinie wurde das Multimeter verwendet. Eines wurde zur Messung des elektrischen Stroms und das andere zur Messung der Spannung verwendet. Über ein zusätzliches Multimeter konnte die andere Spannung überprüft und angepasst werden, da sie für die jeweilige Kennlinie konstant gehalten werden musste. Für die Eingangskennlinie wurden 15 Datenpunkte erhoben. Bei geringer Spannung wurden einige wenige Datenpunkte aufgezeichnet, da der Strom sehr klein war. Bei hoher Spannung wurden mehr Datenpunkte aufgezeichnet, da der Strom rapide anstieg. Bei der Ausgangskennlinie wurden 10 Punkte gemessen, relativ viele bei kleiner Spannung, aufgrund der rapiden Stromzunahme, und wenige bei hoher Spannung, da der Strom annähernd konstant geblieben ist.

4 ERGEBNISSE

4.1 Kleinsignalgrößen

Zur Bestimmung der Kleinsignalgrößen des verwendeten Transistors müssen dessen Kennlinien ermittelt werden. Hierzu wurde die Eingangskennlinie, in welcher I_B als Funktion von U_{BE} bei konstantem U_{CE} aufgetragen wird, und die Ausgangskennlinie, in welcher I_C als Funktion von U_{CE} bei konstantem U_{BE} aufgetragen wird, erstellt. Dazu wurde für $U_{CE} = 5,32\text{V}$ und $U_{BE} = 560\text{mV}$ gewählt, welche den Werten beim Einstellen des Arbeitspunktes für $R_C = 5\text{ k}\Omega$ entsprechen.

Im folgenden werden die Kleinsignalgrößen r_{BE} , r_{CE} , T , S berechnet. Hierbei folgt eine genauere Beschreibung der berechneten Größen im jeweiligen Abschnitt.

4.1.1 Differentielle Widerstand der Basis-Emitterschaltung

Der differentielle Widerstand der Basis-Emitterschaltung kann über die Eingangskennlinie 1 berechnen werden. Die Berechnung des differentiellen Widerstand r_{BE} erfolgt durch Formel 4.

Hierfür ergibt sich ein Wert von $r_{BE} = 7,87\text{k}\Omega$.

Hierbei wurde für $\frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}}|_{U_{CE}}$ die Steigung der Tangente am Arbeitspunkt in Grafik 1 gemessen und verwendet. Diese beträgt $0,127 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}$. Der Arbeitspunkt wurde hierfür bei $U_{BE} = 560\text{mV}$ gewählt.

Dieser Wert erscheint sehr groß, da aber in der gemessenen Schaltung keine R_E Widerstand eingebaut worden ist, wurde dabei der Widerstand des Bipolartransistors gemessen, der nach Angabe sehr hoch ist.

4.1.2 Arbeitstemperatur

Für die Berechnung der Arbeitstemperatur T wird die Beziehung 7 verwendet. Auffällig ist, dass sich I_B proportional zur Exponentialfunktion verhält. Stellt man dieses Verhältnis nun um, so erhält man für I_B den Ausdruck

$$\log(I_B) = \frac{eU_{BE}}{k_B T} \quad (10)$$

Die Steigung dieser neuen Kennlinie in Abhängigkeit von U_{BE} lässt sich aus der Grafik 1 herauslesen und damit anschließend den Wert der Temperatur berechnen.

Für die Steigung erhält man folgende Beziehung:

$$\frac{1}{t_1} = \frac{e}{k_B T} \Rightarrow T = \frac{et_1}{k_B} \quad (11)$$

In diesen Formeln ist $t_1 = 29,3 \cdot 10^{-3}$ die Steigung des exponentiellen Fittings und e die Elektronenladung. Für die Temperatur erhält man daraus den Wert $T = (339,17 \pm 3,49)\text{K}$.

4.1.3 Steilheit

Die Steilheit S des Transistors ist ein Maß für die Änderung des Kollektorstroms I_C bei Veränderungen der Basis-Emitterspannung U_{BE} . Man bezieht sich auf die Formel 6. Der Wert für I_C wurde bei den Widerständen $R_C = 1\text{k}\Omega$, $5\text{k}\Omega$ und $10\text{k}\Omega$ gemessen und war annähernd gleich. Für die weitere Rechnung wurde mit dem Mittelwert $0,64\text{ mA}$ gerechnet. Daher kann die Steilheit S für das gesamte System über die Formel 6 berechnet werden. $S = (2,16 \pm 0,21) \cdot 10^{-2} \frac{1}{\Omega}$

4.1.4 Differentielle Widerstand der Kollektor-Emitterschaltung

Der differentielle Widerstand r_{CE} lässt sich aus der Ausgangskennlinie 1 berechnen. Die Berechnung r_{CE} wird durch Formel 5 durchgeführt. Auch hier wird für $\frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}|_{U_{BE}}$ die Steigung der Tangente am Arbeitspunkt berechnet und verwendet. Bei dem verwendeten Arbeitspunkt handelt es sich um $U_{CE} = 5,36\text{V}$. Daraus erhält man den Wert $r_{CE} = 3,13 \cdot 10^6\text{M}\Omega$.

Dieser Wert erscheint sinnvoll zu sein, da der gemessene Widerstand des Bipolartransistor, wie in der Angabe angemerkt, sehr hoch ist. Dieser hohe Wert ermöglicht somit eine Verstärkung.

4.2 Verstärkung

Im folgenden gilt es die Verstärkung der drei verschiedenen Anordnungen, wie in Grafik 2 sichtbar, sowohl theoretisch als auch aus den gemessenen Werten der Amplituden des Eingangssignal u_a und Ausgangssignal u_e zu berechnen.

In Grafik 2 ist die Verstärkung der Emitterschaltung unter verschiedenen Konfigurationen sichtbar. Hierbei ist die Wichtigkeit des Kondensators C_E gut erkennbar. Zu den gemessenen Werten, lassen sich die Verstärkungen unter den Konfigurationen durch Formel 8 und Formel 9 berechnen.

In Tabelle 1 sind die berechneten Werte der Verstärkung dargestellt. Bei Konfiguration (c) wurde ein Lastwiderstand von $R_L = 10\text{k}\Omega$ gewählt. Für die Berechnung der Verstärkung musste zwischen Formel 8 und Formel 9 unterschieden werden. In Tabelle 1 wurde für (a) Formel 9 verwendet. Dabei wurde R_L vernachlässigt, da dieser in der Konfiguration

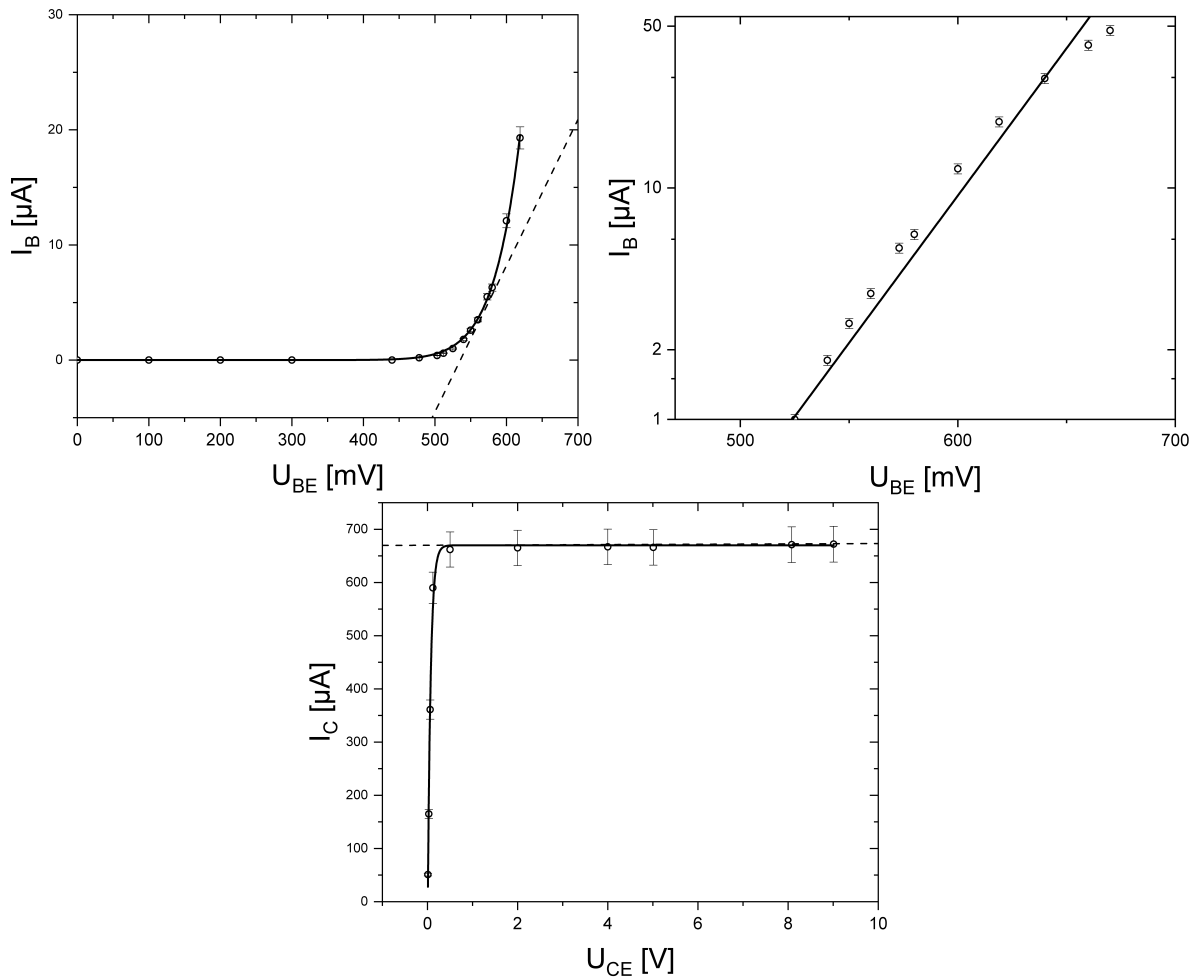


Figure 1. Kennlinien des Transistors unter Verwendung von Schaltung 13 (anl (2015)). Bei der ersten Kennlinie handelt es sich um die Eingangskennlinie $I_B = f(U_{BE})|_{U_{CE}}$, wobei U_{CE} konstant gehalten wurde. Der zweite Graph stellt ein Exponential/Linear fitting der ersten Kennlinie dar. Bei dem letzten Graph handelt es sich um die Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})|_{U_{BE}}$, wobei U_{BE} konstant gehalten wurde.

nicht vorhanden ist. Aus der Anleitung (anl (2015)) ist die Wahl jedoch nicht klar, da die Konfiguration der Schaltung ohne Lastwiderstand und ohne Kondensator nicht behandelt wird. Hierfür bot sich trotzdem Formel 9 am besten an. Für Konfiguration (b) und (c) konnte Formel 8 verwendet werden. Dabei vereinfachte sich Formel 8 für (c) auf $A = -S \cdot R_C$. Bei Konfiguration (b) wurde Formel 8 zu $A = -S \cdot (\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L})^{-1}$. Die Berechnung der Steilheit S findet sich in [Sektion 4.1.3](#). Die Verwendung der Formel für (b) und (c) geht direkt aus der Anleitung hervor.

Eine weitere Diskussion der verschiedenen Konfiguration finde sich in [Sektion 5](#) wieder.

4.3 Frequenzgang

Bei der Verstärkung durch die Emitterspannung tritt nicht nur eine reine Spannungsverstärkung auf, sondern auch eine Phasenverschiebung vom Ausgangssignal u_a gegenüber dem Eingangssignal u_e auf.

Die Folgen der Emitterspannung in Bezug auf das Ausgangssignal u_a sind in [Grafik 3](#) dargestellt.

Man betrachte hierbei die Entstehung eines Plateaus. Für

R_C [kΩ]	A		
	(a)	(b)	(c)
9.95	-9.95	-107.72	-214.91
9.06	-9.06	-102.67	-195.69
7.96	-7.96	-95.73	-171.93
6.96	-6.96	-88.64	-150.33
5.94	-5.94	-80.49	-128.30
5.08	-5.08	-72.76	-109.72
4.17	-4.17	-63.56	-90.07
3.06	-3.06	-50.60	-66.09
2.01	-2.01	-36.14	-43.41
0.99	-0.99	-19.45	-21.38

Table 1. Verstärkung der drei verschiedenen Konfigurationen. Hierbei handelt es sich um die selben Konfigurationen wie in [Grafik 2](#). Man beachte hierbei die kleinere Verstärkung gegenüber der in [Grafik 2](#), aufgrund der Verwendung des internen 10x-Tasteteiler am Oszilloskop.

große Frequenzen bei u_e verringert sich die Verstärkung von u_e . Dies ist in der fallenden Amplitude sichtbar.

Man betrachte $A(f)$ und $\varphi(f)$. Man erkennt, dass beide von 6Hz - 100Hz stark ansteigen. Darauf folgt das bereits genannte Plateau, bei dem sich beide Funktionen in erster Näherung nicht mehr ändern. Auf das Plateau folgt ein

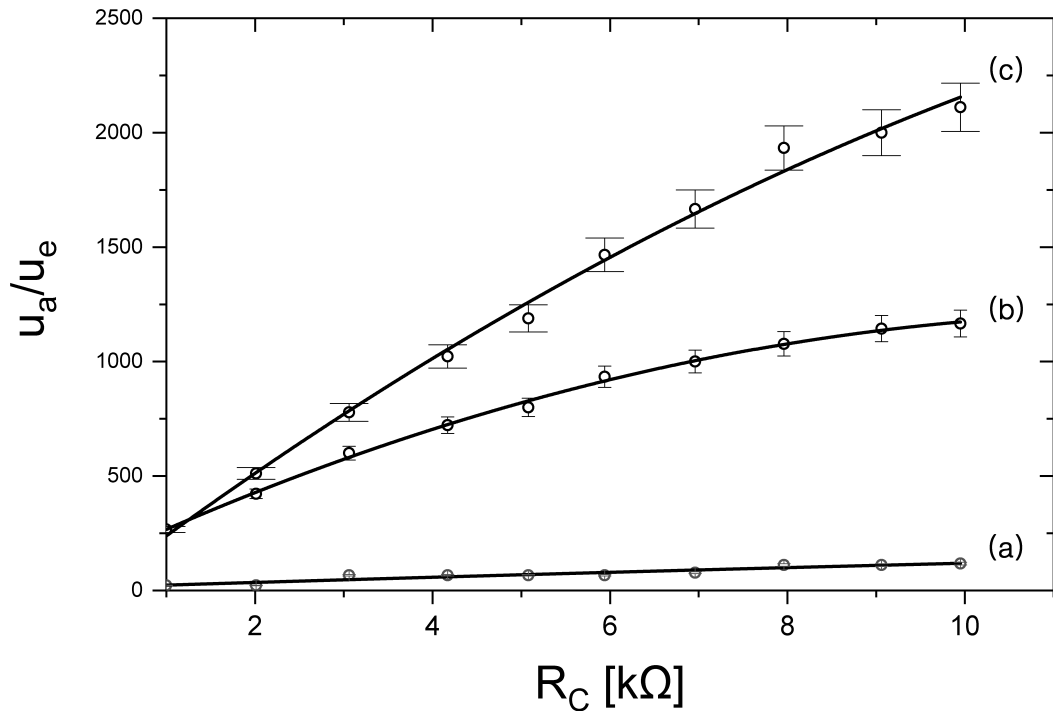


Figure 2. Verhältnis der Eingangs-zu Ausgangsamplitude u_a/u_e von verschiedenen Konfigurationen. (a) Ohne Kondensator C_E und ohne Lastwiderstand R_L , (b) mit Kondensator C_E und Lastwiderstand $R_L = 10\text{k}\Omega$, (c) mit Kondensator C_E ohne Lastwiderstand R_L .

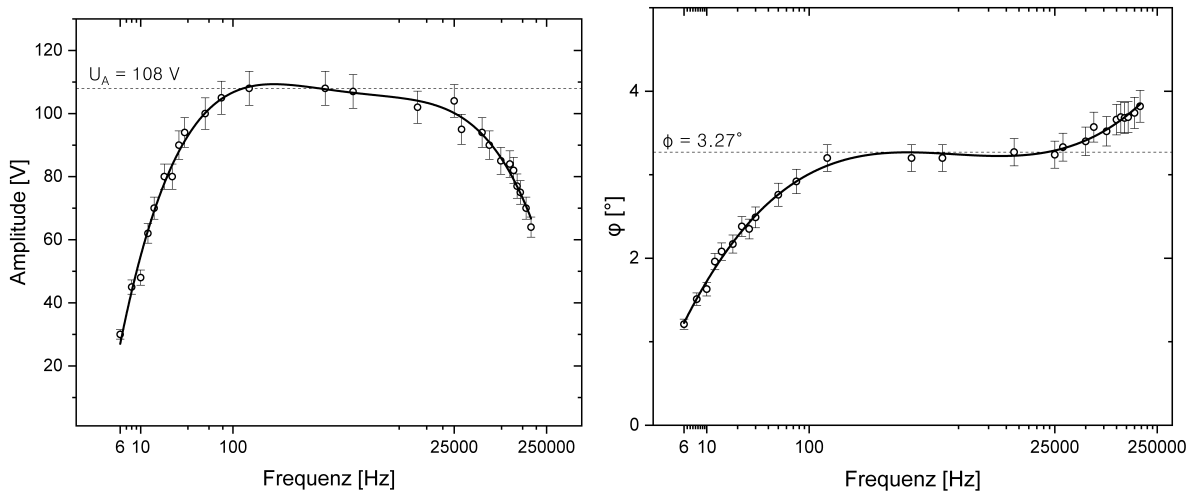


Figure 3. Amplitudengang $A(f)$ (links) und Phasengang $\varphi(f)$ (rechts) mit dem jeweiligen eingezeichneten Plateau. Bei der Betrachtung des Plateaus, bei dem sich die Amplitude des Eingangssignal u_e nicht ändert, fällt auf, dass auch der Phasenwinkel zwischen Eingangs- und Ausgangssignal sich nicht ändert. Das gemessene Plateau tritt für Frequenzen im Bereich von ungefähr $[150, 25000]$ Hz auf. Man beachte die logarithmische x-Achse.

weiterer Bereich in dem sich die Funktionen ändern. Hierbei fällt die Amplitude von u_a ab, wobei sich die Phasenverschiebung aber weiter fortsetzt. In Grafik 3 sind die Änderungen nach dem Plateau proportional zu den Änderungen vor dem Plateau. Da die x-Achse jedoch logarithmisch skaliert ist, ist die Steigung der jeweiligen Funktion deutlich geringer.

Eine weitere Betrachtung des Amplitudengangs der Emitterschaltung wirft deutliche Ähnlichkeiten zu den Amplitudengangs eines Bandpassfilters auf. Hierbei verhält sich die Schaltung im Frequenzbereich von $[6, 100\text{k}]$ Hz

wie ein Hochpass, im Frequenzbereich $[100, 250]\text{kHz}$ wie ein Tiefpass. Da es auf dem Plateau keine Änderung der Amplitude gibt, bildet die Schaltung somit theoretisch sowohl einen Hoch- als auch Tiefpass.

Zwischen welchen Frequenzen findet man eine Verstärkung $|A| \geq \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot |A_{\max}|$ vor?

Hierfür kann in Grafik 3 bei $\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot |A_{\max}|$ eine horizontale Linie gezogen werden. Bei $|A_{\max}|$ handelt es sich um die maximale Amplitude. Aus den gemessenen Werten ergibt sich somit für $|A_{\max}| \approx 108\text{V}$. Berechnung der Schnittpunkte

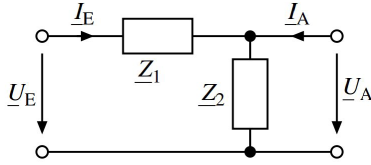


Figure 4. Einfaches Zweitor

der horizontalen Linie (bei $U = 76.37V$) mit der Amplitude von u_a , ergibt dies einen Frequenzbereich von etwa $[50, 220000]Hz$, in der die Ungleichung erfüllt ist.

4.4 Impedanzen von Übertragungsfunktionen von Hoch- und Tiefpass

Man betrachte die Schaltung in Abbildung 4. Für $I_a = 0$ ergibt sich für diese die Übertragungsfunktion

$$H(\underline{Z}_1, \underline{Z}_2) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad (11)$$

Ebenso gilt die nachfolgende Matrixschreibweise.

$$\begin{pmatrix} I_e \\ I_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\underline{Z}_1} & -\frac{1}{\underline{Z}_1} \\ -\frac{1}{\underline{Z}_1} & \frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{U}_e \\ \underline{U}_a \end{pmatrix} \quad (12)$$

Wählt man nun $\underline{Z}_1 = C$ und $\underline{Z}_2 = R$, so wird die Schaltung zu einem Hochpass. Die Übertragungsfunktion lautet dann wie folgt.

$$H(j\omega) = \frac{R}{\frac{1}{iC\omega} + R} \quad (13)$$

Setzt man $\underline{Z}_2 = C$ und $\underline{Z}_1 = R$, so wird die Schaltung zu einem Tiefpass mit der folgenden Übertragungsfunktion.

$$H(j\omega) = \frac{\frac{1}{iC\omega}}{\frac{1}{iC\omega} + R} \quad (14)$$

5 DISKUSSION

Im folgenden werden die gemessenen Werte, wie sie in Sektion 4.2 dargestellt wurde, genauer betrachtet und diskutiert. Es fällt auf, dass sich alle Schaltungen gleich verhalten. Das heißt bei zunehmenden Widerstand wirkt eine größere Verstärkung. Sie unterscheiden sich jedoch anhand ihres Maximalwertes. Der Maximalwert der Verstärkung für Schaltung (c) liegt bei etwa 2150, bei Schaltung (b) etwa 1100 und bei (c) etwa 10. Um diese Werte mit den Theoriewerten aus Tabelle 1 zu vergleichen, werden bei diesen der Betrag genommen. Es fällt auf, dass sich die Werte von (b) und (c) ähnlich zu den gemessenen Werten verhalten. Sie unterscheiden sich um den Faktor 10, der aus der Tastteilereinstellung beim Oszilloskop folgt. Die Abflachung in (b) erscheint realistisch, da R_L zu R_C parallel geschaltet worden ist. Auffällig ist jedoch das die Theoriewerte von (a) die selben Werte wie der eingestellte Widerstand haben. Da bei dieser Schaltung

kein Kondensator mit eingebunden war konnte es zu keiner Rückkopplung kommen. Daher kommt es zu so gut wie keiner Verstärkung.

6 ZUSAMMENFASSUNG

Damit ein Bipolartransistor in Emitterschaltung als Verstärker genutzt werden kann, muss unbedingt ein Kondensator zur Stromgegenkopplung eingebaut werden. Darüber hinaus wird die Verstärkung größer, je höher der Widerstand ist. Jedoch nur bis zu einem gewissen Sättigungsbereich des Transistors. Der Transistor kann sich unter Betrieb erhitzen, was zu einer Arbeitspunktverschiebung führen würde. Da dies nicht erwünscht ist, wird ein zusätzlicher Widerstand eingebaut.

Die Funktionen des Transistors wird bei den Kennlinien noch einmal verdeutlicht. Bei der Eingangskennlinien wurde gezeigt, dass bei einer immer größer werdenden Spannung von U_{BE} der Basisstrom I_B rapide verstärkt wird. Bei der Ausgangskennlinie wurde gezeigt, dass bei einer kleinen angelegten Spannung U_{CE} der Strom über den Kollektor I_C rapide zunimmt. Ab einer gewissen Spannung vergrößert sich die Stromstärke nicht mehr, was den Sättigungsbereich des Transistors aufzeigt.

Literatur

2015, Der Bipolar-Transistor und die Emitterschaltung (TRA)

APPENDIX A: FEHLERRECHNUNG

Die Fehlerrechnung betrachtet hier nur statistische Fehler. Sämtliche Werte, die Fehler beinhalten, wurden von Origin erstellt, bei dem angenommen wird, dass die Fehler des Programms rein statistischer Natur sind, oder von Messungsschwankungen des Multimeters stammen. Dessen Fehler wurde auf ein Digit geschätzt. Fehler für die Arbeitstemperatur:

$$\Delta T = \sqrt{\left(\frac{\Delta t_1}{t_1}\right)^2} = 3,49K \quad (A1)$$

Fehler für die Steilheit S:

$$S = \sqrt{\left(\frac{\Delta T}{T}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_c}{I_c}\right)^2} \cdot S = 0,21 \cdot 10^{-2} \frac{1}{\Omega} \quad (A2)$$