



HTBLuVA St. Pölten
Höhere Abteilung Elektrotechnik
3100 St. Pölten, Waldstrasse 3 Tel: 02742-75051-300
Homepage: <http://et.htlstp.ac.at> E-Mail: et@htlstp.ac.at



Projekt-Titel:

ENTWICKLUNG EINES LEISTUNGSVERSTÄRKERS MIT EINER AB-ENDSTUFE

Autor:

LABENBACHER MICHAEL

Projektort: HTBL u. VA in St. Pölten

Zeitraum: 12. November 2015 - 14. Jänner 2016

Dauer: 28 h

Gegenstand: CPE

Lehrer: Dipl.-Ing. Dr. Thomas Mayer

Jahrgang/Klasse: 2015/16 5AHET

Projektgruppe: 1

Projektnummer: 02

Protokollführer: <i>Labenbacher Michael</i>	Unterschrift:	Note:
---	----------------------	--------------

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung & Aufgabenstellungen	1
2	Leistungsverstärker	3
2.1	Grundlagen	3
2.2	Spannung- & Stromversorgung	5
2.2.1	Berechnungen und Dimensionierung	5
2.3	AB-Endstufe	6
2.3.1	Erklärungen	6
2.3.2	Schaltungsentwicklung	7
2.3.3	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	8
2.3.4	Auswertung	9
2.4	Strombegrenzung	10
2.4.1	Schaltungsentwicklung	10
2.4.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	11
2.4.3	Auswertung	11
2.5	Bipolare Z-Diode BZD	12
2.5.1	Schaltungsentwicklung	12
2.5.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	13
2.5.3	Aufbau und Simulation in Proteus	15
2.5.4	Auswertung	16
2.6	Stromquelle Q_1	17
2.6.1	Schaltungsentwicklung	17
2.6.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	18
2.6.3	Aufbau und Simulation in Proteus	19
2.6.4	Auswertung	20
2.7	Treiber	21
2.7.1	Schaltungsentwicklung	21
2.7.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	22
2.7.3	Auswertung	22
2.8	Differenzverstärker	23
2.8.1	Schaltungsentwicklung	23
2.8.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	24

2.8.3	Auswertung	24
2.9	Stromquelle Q_2	25
2.9.1	Schaltungsentwicklung	25
2.9.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	26
2.9.3	Aufbau und Simulation in Proteus	27
2.9.4	Auswertung	28
2.10	Stromspiegel	29
2.10.1	Schaltungsentwicklung	29
2.10.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	30
2.10.3	Auswertung	30
2.11	Gegenkopplung	31
2.11.1	Schaltungsentwicklung	31
2.11.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	33
2.11.3	Aufbau und Simulation in Proteus	35
2.11.4	Auswertung	36
2.12	Eingangsverstärker	37
2.12.1	Schaltungsentwicklung	37
2.12.2	Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente	38
2.12.3	Aufbau und Simulation in Proteus	46
2.12.4	Auswertung	49
2.13	Zusammenschaltung & Auswertung	50
2.13.1	Schaltungszusammensetzung	50
2.13.2	Simulation und Zusammensetzung in Proteus	52
3	Layout-Entwicklung	62
4	Produktmanagement	64
5	Resümee	69
	Abbildungsverzeichnis	70
	Tabellenverzeichnis	72
	Literaturverzeichnis	73
	Quellenverzeichnis	74
	Abkürzungsverzeichnis	75

1 Einleitung & Aufgabenstellungen

In diesem Projekt soll die Entwicklung und Dimensionierung eines geforderten Leistungsverstärkers im AB-Betrieb bei gegebenen Kenndaten durchgeführt und aufgezeigt werden, wobei einige Widerstände noch als Potentiometer ausgeführt sind, da es sich hier um einen Erstversuch handelt, auf welchem dann Messungen folgen. Die Ausgangsleistung P_{Aus} soll bei gegebenen Lastwiderstand R_L folgenden Wert betragen:

$$\begin{aligned}P_{\text{Aus}} &= 41 \text{ W} \\ R_L &= 13 \Omega\end{aligned}$$

Die Eingangsspannungsquelle weißt dabei folgende Daten auf:

$$\begin{aligned}U_{\text{Ein}} &= 96 \text{ mV} \\ R_i &= 700 \Omega\end{aligned}$$

Unter Berücksichtigung der gegebenen Kenndaten und gewissen Anforderungen besteht nun die Hauptaufgabe dieses Projektes darin einen Leistungsverstärker mit seinen einzelnen Komponenten schrittweise zu entwickeln, dimensionieren und mit Hilfe von der Simulationssoftware Proteus zu simulieren.

Am Beginn soll die notwendige Versorgungsspannung V_{CC} für den Verstärker bestimmt und eine geeignete Stromversorgung entwickelt werden. Für den AB-Teil des Leistungsverstärkers sind aus den Datenblättern die notwendigen Kenndaten zu bestimmen, um im Anschluss die Stromquelle/en für die bipolare Z-Diode dimensionieren zu können.

Dabei soll im Querkreis, sprich über die bipolare Z-Diode, der 4-fache Strom des Basisstromes vom AB-Teil fließen.

Über einen geeigneten Eingangsverstärker ist eine Gesamtverstärkung V_{UVE} von 37, unter Berücksichtigung des Eingangs- und Lastwiderstandes, zu erzielen. Bei der Dimensionierung der gesamten Schaltung muss darauf geachtet werden, dass diese in einem Frequenzbereich von 91 Hz bis 16 kHz einsetzbar ist.

Die einzelnen Teilbereiche der Schaltung sind am Anfang getrennt zu simulieren und beim Zusammenschalten von Schaltungsteilen ist auf den Arbeitspunkt (AP) Acht zu geben. Die Schaltungsteile und das Bodediagramm des Verstärkers sind in Proteus (Intelligent Schematic Input System (ISIS)) zu simulieren. Geeignete Bauelemente sind für die gesamte Schaltung zu wählen, um am Ende ein fertiges Layout mit der Printentflechtung Proteus (Advanced Routing and Editing Software (ARES)) zu erstellen.

Danach ist eine Stückliste des Leistungsverstärkers zu erstellen und die Produktionskosten der Schaltung sind zu ermitteln. Des Weiteren ist ein Produkt-Datenblatt für den Verstärker anzufertigen und sich ergebende Abweichungen zwischen Berechnungen und Simulationen sind zu analysieren und begründen.

2 Leistungsverstärker

2.1 Grundlagen

Ein Leistungsverstärker versorgt meistens relativ kleine Lastimpedanzen, wie beispielsweise Lautsprecher, mit genügend Leistung. Am Eingang befindet sich dabei ein Signal, welches sowohl im Spannungs-, als auch im Strombereich erhöht werden soll. Zuerst erfolgt dabei eine gewisse Spannungserhöhung mit Hilfe eines Eingangsverstärkers (Vorverstärker (Verstärkerstufe mit geringer Leistung)) und die am Ende befindliche Verstärkerstufe, auch Endstufe genannt, dient im Wesentlichen der Stromverstärkung.

Der Eingangsverstärker dient im Allgemeinen dafür, um die Amplitude der Eingangsspannung zu erhöhen, so dass der eigentliche Verstärker in seinem optimalen AP betrieben werden kann. Dabei dient als Qualitätsmerkmal vor allem die (Spannungs-)Verstärkung, Linearität und der Frequenzbereich. Grundsätzlich arbeiten solche Eingangsverstärker im analogen Bereich im Kleinsignalbetrieb, wobei in diesem Projekt eine zweistufige Emitterschaltung verwendet wird, mit welcher eine Spannungsverstärkung $V_{U_{VE}}$ von 37 erreicht werden muss, was im logarithmischen Maß:

$$V_{U_{dB}} = 20 \cdot \lg(V_U) \quad (2.1)$$

$V_{U_{VEdB}} = 20 \cdot \lg(37) = 31,36 \text{ dB}$ entspricht.

Die dann noch notwendige Spannungsverstärkung $V_{U_{AB}}$, welche die Endstufe erreichen muss, kann mit folgender Formel ermittelt werden:

$$V_U = V_{U_{VE}} \cdot V_{U_{AB}} = \frac{U_{Ein}}{U_{Aus}} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned}
 V_U &= \frac{\hat{u}_{\text{Ein}}}{\hat{u}_{\text{Aus}}} = \frac{96 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{32.65 \text{ V}} = 340,1 & \Rightarrow V_{U_{\text{dB}}} &= 50,63 \text{ dB} \\
 V_{U_{\text{AB}}} &= \frac{V_U}{V_{U_{\text{VE}}}} = \frac{340,1}{37} = 9,19 & \Rightarrow V_{U_{\text{ABdB}}} &= 19,27 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

Dabei kann die notwendige Verstärkung der Endstufe $V_{U_{\text{AB}}}$ durch eine Gegenkopplung, siehe 2.11, erreicht werden.

Die in diesem Projekt behandelte AB-Endstufe zählt zu den Gegentakt-Endstufen (Gegentaktverstärkern). Solche Gegentakt-Endstufen haben die Aufgabe das Signal auf das gewünschte Ausgangssignal zu verstärken, wobei „zwei Bauteile“ in entgegengesetzter Weise arbeiten. Es wird somit je ein Verstärkerelement für die positiven Anteile und eines für die negativen Anteile benutzt, deren Ausgangssignale zusammengesetzt das Gesamtsignal ergeben. Die Einteilung der verschiedenen Endstufen erfolgt dabei je nach Ruhestrom und Verzerrungseigenschaften der Schaltung in Klassen:

- (A) Verstärker der Klasse A haben ohne Signalaussteuerung die größte Verlustleistung und sind wegen des geringen Wirkungsgrades η nur für kleine Ausgangsleistungen zu verwenden, da sie eine zeitlich konstante Verlustleistung haben.
- (B) Dieser Betrieb weist eine geringe Verlustleistung auf, da prinzipiell der Ruhestrom verschwindet, und ist für große Ausgangsleistungen geeignet, jedoch werden kleine Signale verzerrt. Er findet somit dort Anwendung, wo die Übernahmeverzerrungen keine Rolle spielen.
- (AB) Der Vorteil liegt in den verzerrungsärmeren Signalen als beim B-Betrieb, jedoch ist der Wirkungsgrad schlechter als bei der Klasse B, bzw. anders ausgedrückt, liegt der Nachteil in den stärker verzerrteren Signalen als beim A-Betrieb, jedoch ist der Wirkungsgrad besser als bei der Klasse A. Der AB-Betrieb stellt somit einen guten Mittelweg dar.

Es existieren natürlich noch weitere Klassen, wie C, E, etc., welche sich am Aufwand, dem Wirkungsgrad, der Verzerrung, ..., unterscheiden.

Natürlich besteht ein fertiger Leistungsverstärker noch aus einer Vielzahl an weiteren Bestandteilen, wie beispielsweise der Strombegrenzungseinrichtungen und den Kühlelementen.

2.2 Spannung- & Stromversorgung

2.2.1 Berechnungen und Dimensionierung

Zur Dimensionierung der Versorgung, werden nun die im Normalbetrieb auftretenden Spannungs- & Stromwerte an der Last, mit Hilfe der Formeln

$$U = R \cdot I \quad (2.3)$$

$$P = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} = I_{\text{eff}}^2 \cdot R \quad (2.4)$$

$$\hat{u} = \sqrt{2} U_{\text{eff}} \quad (2.5)$$

berechnet.

$$U_{\text{Aus}} = \sqrt{P_{\text{Aus}} \cdot R_{\text{L}}} = \sqrt{41 \text{ W} \cdot 13 \Omega} = 23,10 \text{ V}$$

$$\hat{u}_{\text{Aus}} = \sqrt{2} U_{\text{Aus}} = \sqrt{2} \cdot 23,10 \text{ V} = 32,65 \text{ V}$$

$$\hat{i}_{\text{Aus}} = \frac{\hat{u}_{\text{Aus}}}{R_{\text{L}}} = \frac{32,65 \text{ V}}{13 \Omega} = 2,51 \text{ A}$$

Für die Wahl der Betriebsspannung gilt:

$$V_{\text{CC}} = \hat{u}_{\text{AusKrit}} + U_{\text{CE TL}} + \hat{i}_{\text{AusKrit}} \cdot R_{\text{Shunt}} \quad (2.6)$$

Dabei kann \hat{i}_{AusKrit} aus dem Kapitel 2.4 und $U_{\text{CE TL}}$ aus 2.3 entnommen werden. Gewählt wurde aus diesen Gründen eine Betriebsspannung von

$$V_{\text{CC+/-}} = +48 \text{ V} / -48 \text{ V} \quad (2.7)$$

Bei den nachfolgenden Berechnungen und Dimensionierungen werden Spitzenwerte, wenn es selbstverständlich ist, dass es sich um solche handelt und keine Verwechslungsgefahr besteht, nicht immer mit \hat{x} gekennzeichnet.

Für die Versorgung kann nun ein Netzteil im Internet gekauft werden, welches diesen Ansprüchen erfüllt, nicht empfehlenswert ist ein Selbstbau mit einer Art Längsregler (Verluste ☺).

2.3 AB-Endstufe

2.3.1 Erklärungen

Die entwickelte Endstufe setzt sich aus einer Darlingtonstufe, Komplementärdarlingtonstufe, Vorspannungserzeugung, Strombegrenzung, Stromquelle $Q1$ & $Q2$, einem Treiber, Differenzeingang und Stromspiegel zusammen, welche in den nachfolgenden Kapiteln schrittweise behandelt werden.

In diesem Abschnitt werden nun die beiden Darlingtonstufen berechnet und dimensioniert.

Hierfür werden nun einmal die zwei Darlingtonstufen aufgezeigt, wobei die in der Abb. 2.1 verwendete einem npn-Transistor entspricht und die in der Abb. 2.2 entspricht einem pnp-Transistor.

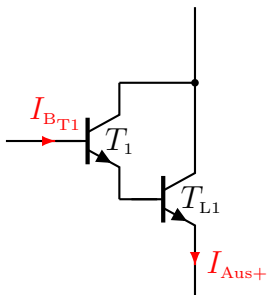


Abbildung 2.1: Darlingtonstufe

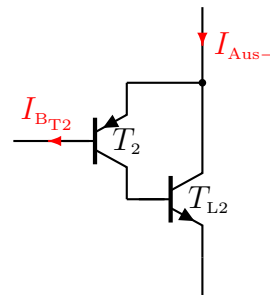


Abbildung 2.2: Komplementärdarlingtonstufe

Die Darlingtonstufe dient dabei zur Verstärkung der positiven Halbwelle des Signales und die komplementäre verstärkt die negative.

Der Vorteil, dass beide Leistungstransistoren von einem gemeinsamen Typ (nnp) sind, liegt unter anderem darin, dass die elektrischen Parameter derer prinzipiell gleich sind und des Weiteren ist die notwendige Vorspannung geringer.

2.3.2 Schaltungsentwicklung

Die nachfolgende Abbildung 2.3 zeigt den schematischen Aufbau der AB-Endstufe mit Differenzeingang und einer Darlingtonstufe & Komplementärdarlingtonstufe, wobei die Strombegrenzung nicht dargestellt ist.

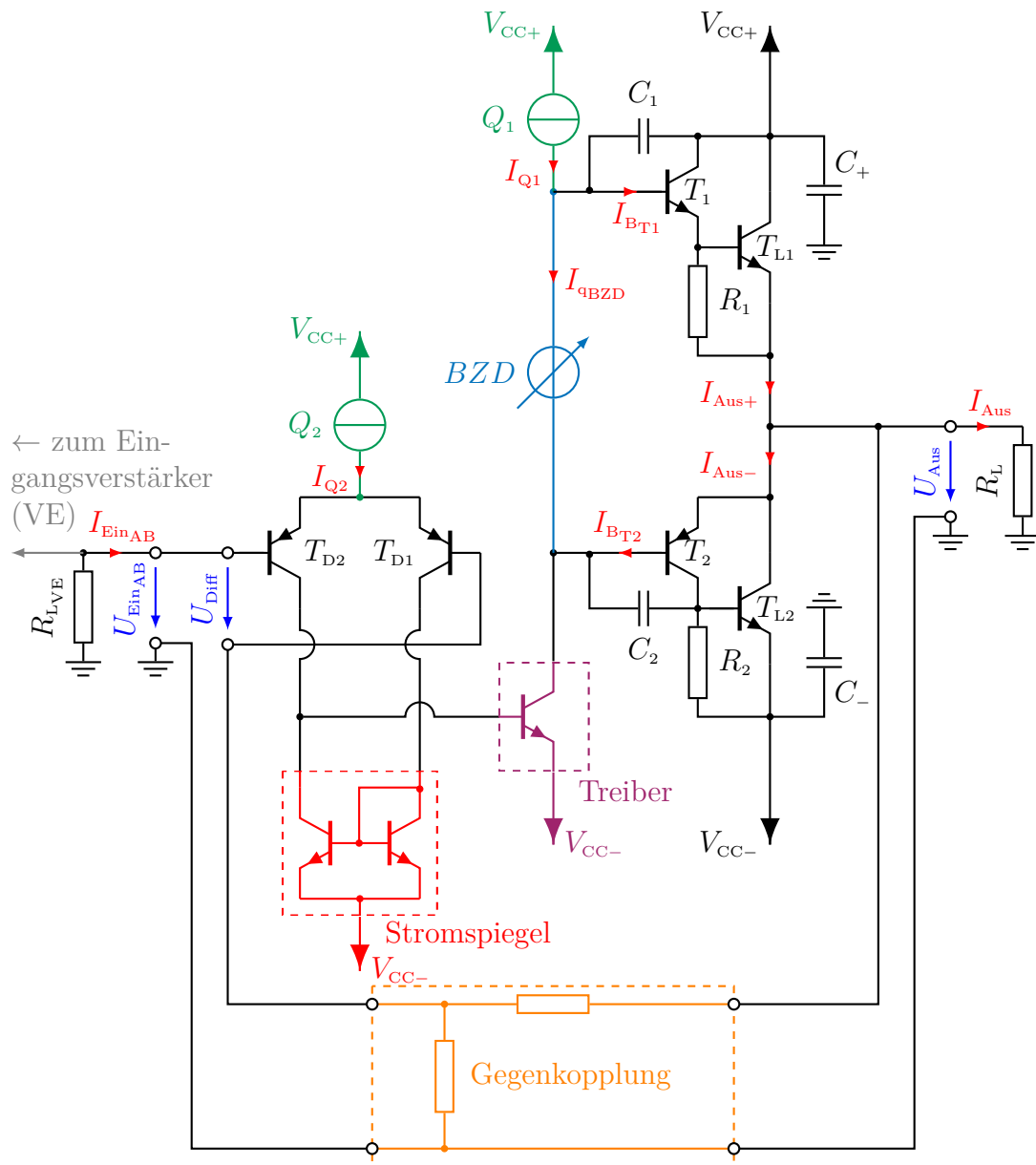


Abbildung 2.3: Schaltungsschema der Quasi-Komplementärendstufe im AB-Betrieb ohne Strombegrenzung

2.3.3 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Am Beginn wurden nun die vier Transistoren für die Darlingtonschaltungen gesucht, was schließlich auf folgende führte, welche bei den hier gegebenen Bedingungen (Strömen und Spannungen) die nachfolgenden Eigenschaften, ermittelt aus den Datenblättern welche im Internet (z. B. unter www.alldatasheet.com (Stand 10. Dezember 2015)) zu finden sind, aufzeigen:

Transistor:		T_1	T_2	T_{L1}	T_{L2}
Typ	[—]	2N3704 (npn)	2N3702 (pnp)	BD711 (npn)	BD711 (npn)
U_{BE}	[V]	0.72	0.78	0.68	0.68
β/h_{FE}	[—]	80	130	15	15
$I_{C_{max}}$ continuous	[A]	0,5	0,5	12	12
$P_{tot_{25^\circ C}}$	[W]	0,625	0,625	75	75
$\Delta P/\Delta T$ (bis 150 °C)	$\left[\frac{W}{^\circ C}\right]$	5 m	5 m	0,36	0,36

Tabelle 2.1: Kenngrößen der Ausgangstransistoren der AB-Endstufe

Bei anderen Belastungen, etc. ist ein Blick in das Datenblatt notwendig und weitere wichtige Kenngrößen, vor allem bezüglich der Kühlung (oder Kapazitäten, etc.), sind dem Datenblatt zu entnehmen, da dies nicht Bestandteil dieses Projektes ist.

Allgemein gelten bei einem Transistor folgende Formeln:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad (2.8)$$

$$I_E = I_C + I_B = I_B \cdot (1 + \beta) \quad (2.9)$$

Bei der Darlingtonstufe 2.1 bzw. der Komplementärdarlingtonstufe 2.2 ergibt dies im Normalbetrieb einen Basisstrom des Transistors T_1 bzw. T_2 von:

$$I_{BT1} = \frac{I_{Aus}}{(\beta_{T1} + 1) \cdot (\beta_{TL1} + 1)} = \frac{2,51 \text{ A}}{(80 + 1) \cdot (15 + 1)} = 1,94 \text{ mA}$$

$$I_{BT2} = \frac{I_{Aus}}{(\beta_{T2} + 1) \cdot (\beta_{TL2} + 1)} = \frac{2,51 \text{ A}}{(130 + 1) \cdot (15 + 1)} = 1,20 \text{ mA}$$

Die Verlustleistungen, welche an den Leistungstransistoren auftreten, werden erst im späteren Verlauf ermittelt, da noch einige Schaltungskomponenten in der Abb. 2.3 fehlen, welche diese beeinflussen.

Des Weiteren sind im Schaltungsschema 2.3 noch Widerstände und Kondensatoren bei den Ausgangstransistoren ersichtlich, welche folgenden Zweck erfüllen sollen:

$R_{1/2}$: Als Widerstandswerte für R_1 & R_2 welche dafür dienen, dass der Übergang in den Sperrzustand von den Leistungstransistoren beschleunigt wird, wurden typische $220\,\Omega$ Widerstände verwendet. Sie ermöglichen nun beim Umschalten von einer Darlingtonstufe auf die andere einen schnelleren Abbau der jeweiligen Basisladungen und erhöhen somit die Leistungsbandbreite.

$C_{1/2}$: Um bei zunehmender Frequenz die Stabilität der Schaltung, vor allem mit der Gegenkopplung, zu gewährleisten wurden die zwei Kompensationskondensatoren C_1 & C_2 mit je $220\,\text{pF}$ zur Schaltung hinzugefügt.

$C_{+/-}$ Diese jeweils mit $100\,\text{nF}$ gewählten Keramikkondensatoren dienen dazu, um hochfrequente Ausgleichsvorgänge auf der Speisung zu blockieren und sind unmittelbar neben den Leistungstransistoren zu platzieren.

2.3.4 Auswertung

Die AB-Endstufe weist in diesem Zustand noch eine leichte Unsymmetrie, vor allem bei kleinen Signalen, auf, was jedoch keine so große Rolle spielt, da diese mit Hilfe der Gegenkopplung und des im Kap. 2.7 dimensionierten Treibers „beseitigt“ wird und die noch nicht vorhandene Strombegrenzung wird nun im nachfolgendem Kapitel beschrieben.

Die Vorspannungserzeugung in der Abb. 2.3 ist das typische Kennzeichen einer AB-Gegentakt-Endstufe und wird mit Hilfe einer bipolaren Z-Diode (Kap. 2.5) realisiert, welche somit die dadurch entstehenden Signalverluste gering halten und die Übernahmeverzerrungen weitgehend minimieren soll. Für eine thermische Stabilität ist dabei Acht zu geben, dass der Transistor der Vorspannungserzeugung möglichst identisch zu den Ausgangstransistoren und er mit ihnen thermisch gekoppelt ist.

2.4 Strombegrenzung

2.4.1 Schaltungsentwicklung

Eine einfache Strombegrenzung für kurzzeitige Überlastungen kann dadurch realisiert werden, indem der Ausgangsstrom über einen Shunt-Widerstand gemessen wird und bei Überschreitung eines Maximalwertes, welcher mit ($\approx 110\%$ vom Nennstrom)

$$I_{\text{AusKrit}} = 2.8 \text{ A} \quad (2.10)$$

festgelegt wurde, wird die zugehörige Darlingtonstufe „abgeschaltet“.

Folgende Schaltung wurde dafür entwickelt:

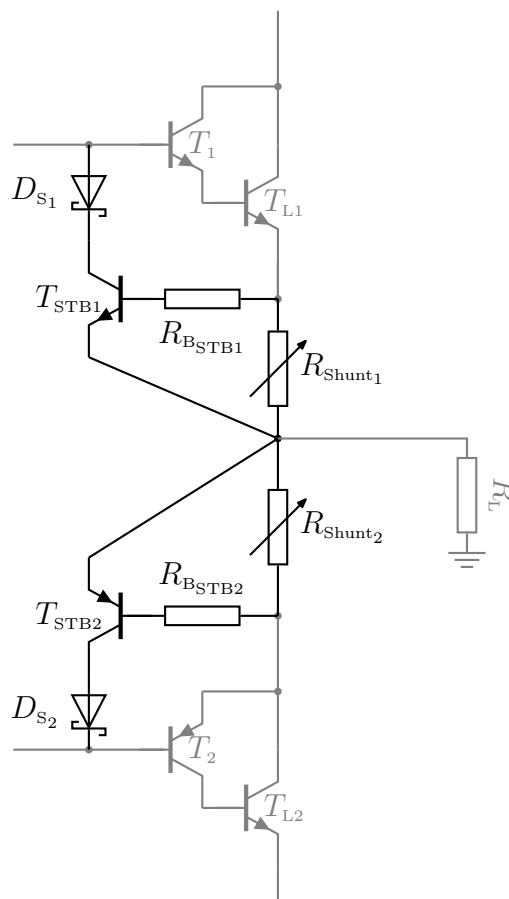


Abbildung 2.4: Schaltung zur einfache Strombegrenzung für kurzzeitige Überlastungen

2.4.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Dabei verursacht der Laststrom an den Shunt-Widerständen einen Spannungsabfall, wird dabei nun die Basis-Emitterspannung von den dem Transistor T_{STB1} bzw. T_{STB2} überwunden, so beginnt er zu leiten und reduziert den Basisstrom von T_1 bzw. T_2 , was die Strombegrenzung auf einen festen Wert festlegt.

Die Schottky D_{S_2} dient dazu, dass während der positiven Halbwelle T_{STB2} nicht zu leiten beginnt und D_{S_1} ist für die negative Halbwelle vorhanden. Beide Dioden sind vom Typ: PMEG3010ET.

Die Basisschutzwiderstände R_{BSTB1} & R_{BSTB2} dienen zum Schutz vor zu hohen Strömen und wurden mit je $100\ \Omega$ festgelegt.

Folgende Transistoren wurden für die Strombegrenzung gewählt, wobei die Kenndaten für die vorliegende Situation angeführt wurden und weitere Kenndaten sind aus dem Datenblatt zu entnehmen.

Transistor:		T_{STB1}	T_{STB2}
Typ	[—]	2N697A (nnp)	2N2905A (pnp)
U_{BE}	[V]	0.72	0.73
β/h_{FE}	[—]	110	110
I_{Cmax} continuous	[mA]	600	600
$P_{\text{tot}_{25^\circ\text{C}}}$	[mW]	600	600

Tabelle 2.2: Kenngrößen der Transistoren für die Strombegrenzung

Somit lassen sich die Shunt-Widerstände folgendermaßen berechnen:

$$R_{\text{Shunt}_1} = \frac{U_{\text{BE}_{\text{TSTB1}}}}{I_{\text{Aus}_{\text{Krit}}}} = \frac{0,72\ \text{V}}{2,8\ \text{A}} = 257\ \text{m}\Omega \quad \Rightarrow 500\ \text{m}\Omega\text{-Potentiometer (51 \%)} \\ R_{\text{Shunt}_2} = \frac{U_{\text{BE}_{\text{TSTB2}}}}{I_{\text{Aus}_{\text{Krit}}}} = \frac{0,73\ \text{V}}{2,8\ \text{A}} = 261\ \text{m}\Omega \quad \Rightarrow 500\ \text{m}\Omega\text{-Potentiometer (52 \%)}$$

2.4.3 Auswertung

Die entwickelte Strombegrenzung schützt NUR vor kurzzeitigen Überlastungen und in einem Kurzschlussfall würden die Darlingtongstufen innerhalb kürzester Zeit zerstört werden, da die mittlere Verlustleistung zu groß ist.

2.5 Bipolare Z-Diode BZD

2.5.1 Schaltungsentwicklung

Die bipolare Z-Diode sorgt für eine gewisse Vorspannung und vermindert, auf Kosten einer geringen Verlustleistung, Übernahmeverzerrungen, vor allem bei kleinen Signalen.

Der Name setzt sich aus *bipolar* und *Z-Diode* zusammen, was davon stammt, dass ein bipolarer Transistor verwendet wird und das Verhalten einer Z-Diode mit veränderbarer Durchbruchspannung ähnelt:

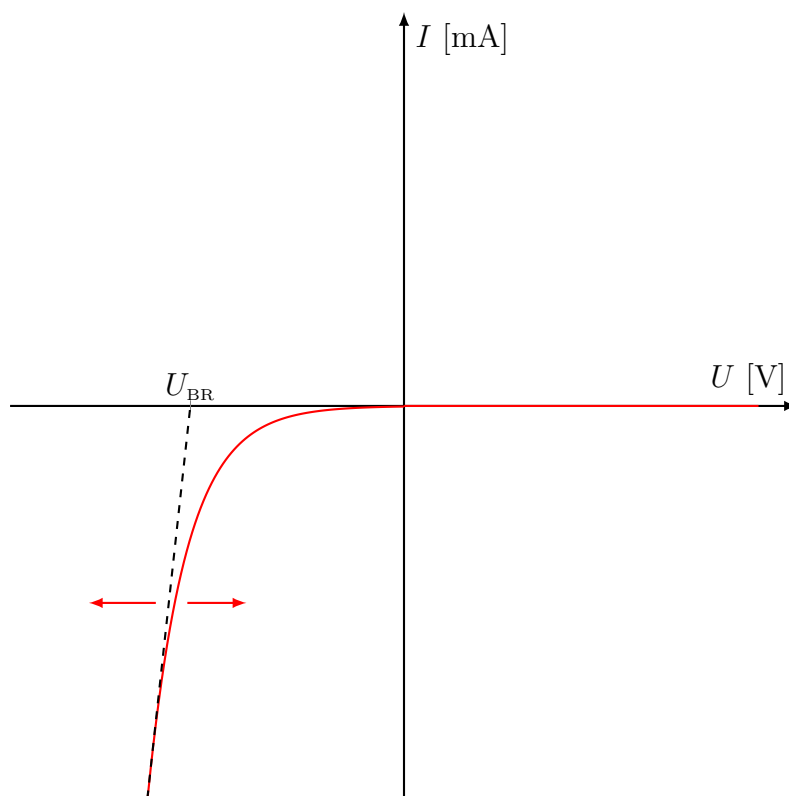


Abbildung 2.5: Kennlinie einer bipolaren Z-Diode

Es zeigt sich, dass die bipolare Z-Diode eine veränderliche Durchbruchsspannung mit einem steilen Knick in der Kennlinie aufweist, was somit ideal für eine Vorspannungserzeugung ist.

Folgende Schaltung dient zur Erzeugung der Basis-Emitter-Spannungen der Darlingtonstufen:

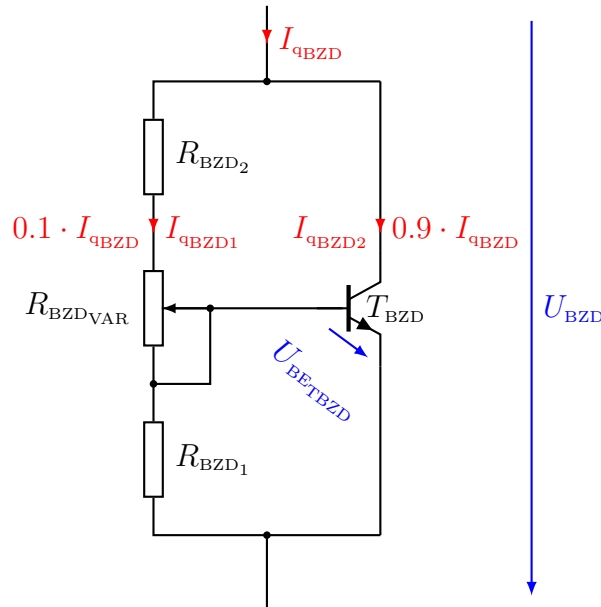


Abbildung 2.6: Schaltung zur Vorspannungserzeugung mit einer bipolaren Z-Diode

2.5.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Als Aufgabenstellung muss der Querstrom durch die bipolare Z-Diode I_{qBZD} das 4-fache des Stromes von I_{BT1} betragen und die notwendige Basis-Emitter-Spannung lässt sich aus der Schaltung 2.3 erkennen:

$$I_{qBZD} \stackrel{!}{=} 4 \cdot I_{BT1} \quad (2.11)$$

$$U_{BZD} \stackrel{!}{=} U_{BE_{T1}} + U_{BE_{TL1}} + U_{BE_{T2}} \quad (2.12)$$

Somit muss gelten:

$$I_{qBZD} \stackrel{!}{=} 4 \cdot I_{BT1} = 4 \cdot 1,94 \text{ mA} = 7,75 \text{ mA}$$

$$U_{BZD} \stackrel{!}{=} U_{BE_{T1}} + U_{BE_{TL1}} + U_{BE_{T2}} = 0,72 + 0,68 + 0,78 = 2,18 \text{ V}$$

$$0,1 \cdot I_{qBZD} \stackrel{!}{=} 0,775 \text{ mA}$$

$$0,9 \cdot I_{qBZD} \stackrel{!}{=} 6,976 \text{ mA}$$

Bei der Dimensionierung der Widerstände wird der relativ kleine Basisstrom über den Transistor T_{BZD} , der folgende Kenndaten aufweist:

Transistor:		T_{BZD}
Typ	[—]	BC546B (npn)
U_{BE}	[V]	0.69
β/h_{FE}	[—]	300
I_{Cmax} continuous	[mA]	100
$P_{\text{tot}_{25^\circ\text{C}}}$	[mW]	500

Tabelle 2.3: Kenngrößen des Transistores für die bipolare Z-Diode (Proteus)

, vernachlässigt:

$$R_{\text{BZD}_1} = \frac{U_{\text{BE}_{\text{TBZD}}}}{0,1 \cdot I_{\text{qBZD}}} = \frac{0,69 \text{ V}}{0,775 \text{ mA}} = 890,14 \Omega \quad \Rightarrow 887 \Omega\text{-Widerstand}$$

$$\text{Rückrechnung: } I_{\text{qBZD}} = \frac{U_{\text{BE}_{\text{BZD}}}}{0,1 \cdot R_{\text{BZD}_1}} = \frac{0,69 \text{ V}}{0,1 \cdot 887 \Omega} = 7,78 \text{ mA}$$

$$R_{\text{BZD}_2} + R_{\text{BZDVAR}} = \frac{U_{\text{BZD}} - U_{\text{BE}_{\text{TBZD}}}}{0,1 \cdot I_{\text{qBZD}}} = \frac{2,18 \text{ V} - 0,69 \text{ V}}{0,778 \text{ mA}} = 1915 \Omega$$

Es wurde nun für R_{BZD_2} ein $1 \text{ k}\Omega$ -Widerstand und für das Potentiometer R_{BZDVAR} ein Widerstandswert von $2 \text{ k}\Omega$ (46 %) gewählt. Für die Spannung der bipolaren Z-Diode gilt:

$$U_{\text{BZD}} = U_{\text{BE}_{\text{BZD}}} \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{BZD}_2} + R_{\text{BZDVAR}}}{R_{\text{BZD}_1}} \right) \quad (2.13)$$

Es lässt sich nun mit den gewählten Widerständen und des Potentiometers die Spannung der bipolaren Z-Diode im Bereich von $1,47 \text{ V}$ bis $3,02 \text{ V}$ verstellen.

2.5.3 Aufbau und Simulation in Proteus

Die entwickelte Schaltung kann nun in Proteus aufgebaut und simuliert werden, was folgendes ergab:

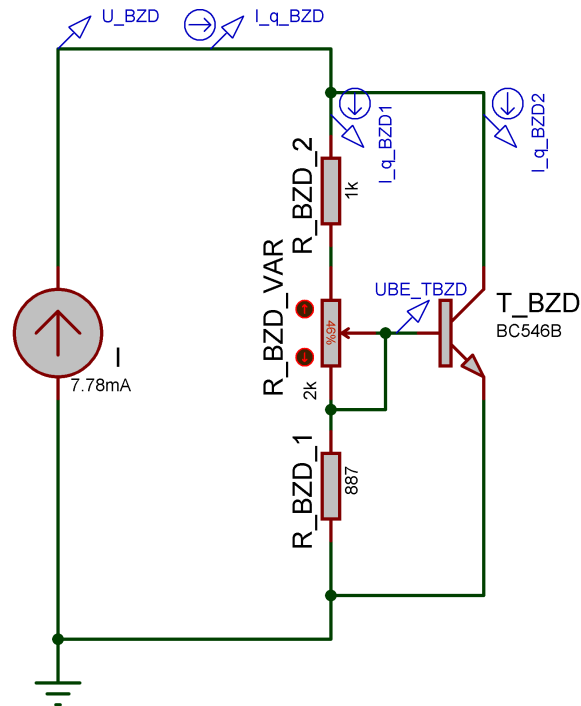


Abbildung 2.7: Simulationsschaltung der bipolaren Z-Diode (Proteus)

Die Simulation dieser Schaltung liefert folgende Ergebnisse:

$$\begin{aligned}
 U_{BE_{BZD}} &= 0,693 \text{ mV} & U_{BZD} &= 2,24 \text{ V} \\
 I_{q_{BZD1}} &= 0,805 \text{ mA} (\hat{=} 10,4 \% \text{ von } I_{q_{BZD}}) & I_{q_{BZD2}} &= 6,970 \text{ mA} (\hat{=} 89,6 \% \text{ von } I_{q_{BZD}})
 \end{aligned}$$

, welche mit den Rechenwerten sehr gut übereinstimmen und die Abweichungen lassen sich durch den vernachlässigten Basisstrom und dem vom Datenblatt bestimmten Wert $U_{BE_{BZD}}$ erklären.

Die erzeugte Vorspannung lässt sich nun im Bereich von 1,50 V bis 3,10 V

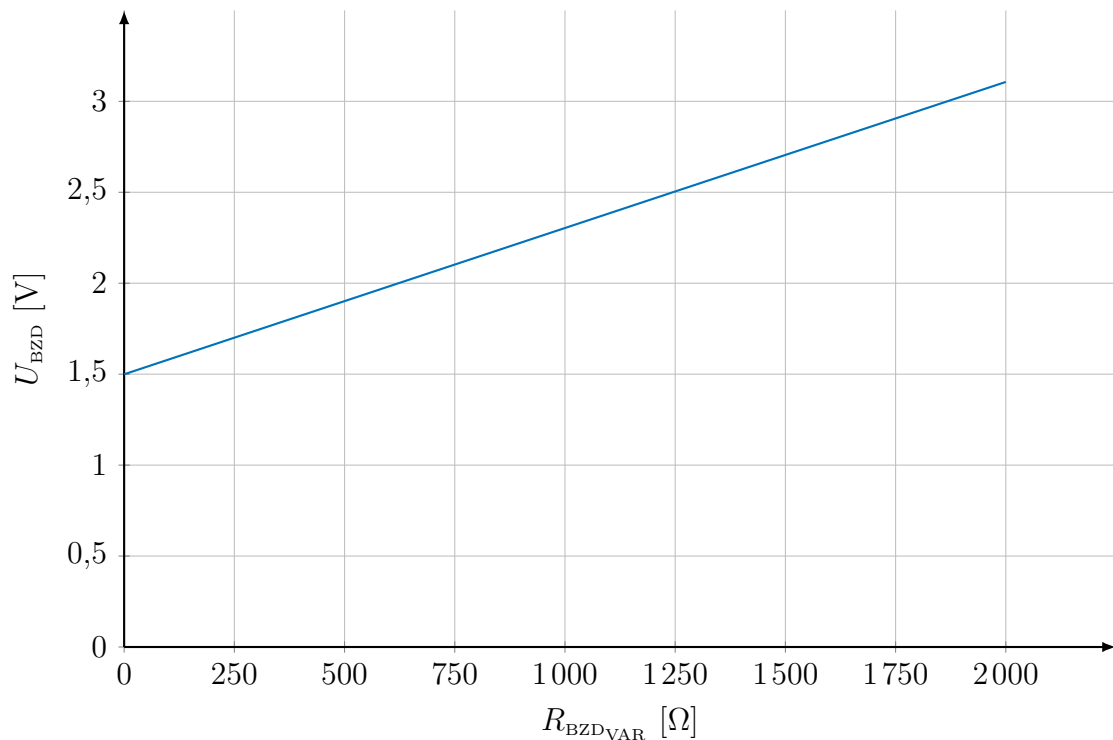


Abbildung 2.8: Simulationsergebnis der Vorspannung in Abhängigkeit des Widerstandes R_{BZDVAR}

variieren, was dem der Aufgabenstellung im Kap. 2.5.2 entspricht.

2.5.4 Auswertung

In diesem Kapitel konnte nun gezeigt werden, wie man eine konstante (Vor-)Spannung erzeugt, welche man mit Hilfe eines variablen Widerstandes verändern kann. Für diese Simulation ist jedoch als Voraussetzung eine konstante Stromquelle, welche im nachfolgendem Kapitel dimensioniert wird.

2.6 Stromquelle Q_1

2.6.1 Schaltungsentwicklung

Die Stromquelle Q_1 muss nun folgenden, konstanten Strom liefern können:

$$I_{Q1} = I_{B_{T1}} + I_{q_{BZD}} (\approx 5 \cdot I_{B_{T1}}) \quad (2.14)$$

$$I_{Q1} = I_{q_{BZD}} + I_{B_{T1}} = 7,78 \text{ mA} + 1,94 \text{ mA} = 9,72 \text{ mA}$$

Dabei stellt die nachfolgende Schaltung die entworfene Konstantstromquelle Q_1 dar:

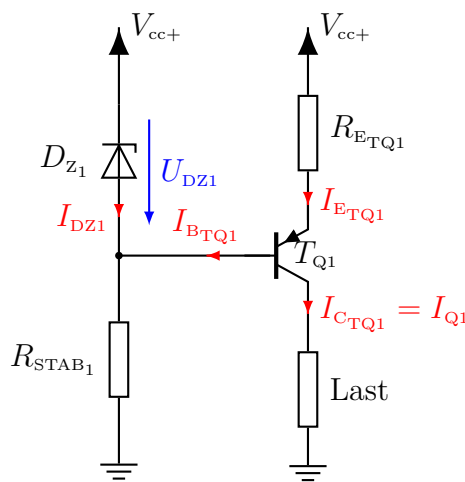


Abbildung 2.9: Schaltung der Stromquelle Q_1

Der entstehende Quellenstrom, wenn der Transistor als Verstärker arbeitet, ist konstant, unabhängig von der Last, was folgende Formel zeigt:

$$I_{Q1} \approx \frac{U_{DZ1} - U_{BE_{TQ1}}}{R_{ETQ1}} \quad (2.15)$$

Damit diese Stromquelle auch einen konstanten Strom liefert, MUSS der Transistor als Verstärker arbeiten, sprich die Last darf eine gewisse Grenze nicht überschreiten. Wird der Lastwiderstand zu groß kann der Strom nicht mehr konstant gehalten werden und es muss gelten (die B-C-Diode muss sperren):

$$U_{R_{STAB1}} < U_{LAST} \quad (2.16)$$

2.6.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Es wurde nun eine Zener-Diode vom Typ BZX55C5V1 mit einer Durchbruchsspannung (engl. Breakdown voltage) U_{BRDZ1} von 5,1 V gewählt, da sich im Bereich von 4,5 V bis 5 V die Temperaturkoeffizienten weitgehend kompensieren. Als Sollwert für den Diodenstrom wurde der im Datenblatt angegebenen typische Wert verwendet:

$$U_{\text{BRDZ1}} = 5,1 \text{ V} \quad (2.17)$$

$$I_{\text{DZ1}} = 4,9 \text{ mA} \quad (2.18)$$

Als Transistor wurde folgender gewählt:

Transistor:		T_{BZD}
Typ	[—]	2N3702 (pnp)
U_{BE}	[V]	0,78
β/h_{FE}	[—]	175
I_{Cmax} continuous	[mA]	500
$P_{\text{tot}25^\circ\text{C}}$	[mW]	625

Tabelle 2.4: Kenngrößen des Transistores für die Stromquelle Q_1

Dies führt nun auf folgende Widerstandswerte für R_{ETQ1} und R_{STAB1} :

$$I_{\text{BTQ1}} = \frac{I_{\text{Q1}}}{\beta_{\text{TQ1}}} = \frac{9,72 \text{ mA}}{175} = 55,5 \mu\text{A}$$

$$R_{\text{STAB1}} = \frac{V_{\text{CC+}} - U_{\text{BRDZ1}}}{I_{\text{DZ1}} + I_{\text{BTQ1}}} = \frac{48 \text{ V} - 5,1 \text{ V}}{4,9 \text{ mA} + 55,5 \mu\text{A}} = 8,66 \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow 9,10 \text{ k}\Omega\text{-Wid.}$$

$$R_{\text{ETQ1}} = \frac{U_{\text{BRDZ1}} - U_{\text{BE,TQ1}}}{I_{\text{Q1}} + I_{\text{BTQ1}}} = \frac{5,1 \text{ V} - 0,78 \text{ V}}{9,72 \text{ mA} + 55,5 \mu\text{A}} = 442,06 \Omega \quad \Rightarrow 442 \Omega\text{-Wid.}$$

Die Abweichung der Wahl der Stabilisierungswiderstandes hat nur eine geringe, nicht nennenswerte Auswirkung auf das Verhalten der Schaltung, hingegen ist der Emittterwiderstand möglichst exakt zu wählen, da er einen großen Einfluss auf den später von der Quelle gelieferten Strom hat.

2.6.3 Aufbau und Simulation in Proteus

Die entworfene Schaltung zeigt in Proteus folgende Form zur Simulation des Grenzwertes von der ohmschen Last:

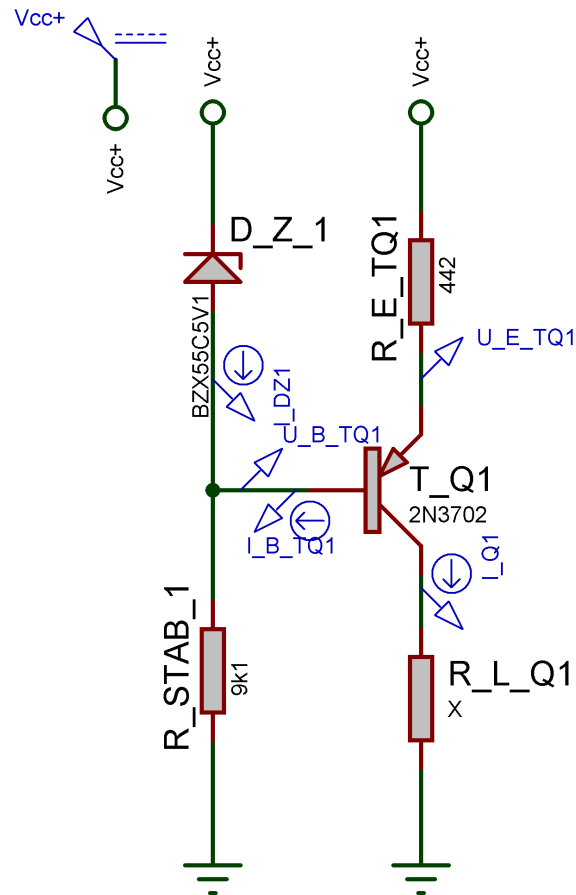


Abbildung 2.10: Simulationsschaltung der Stromquelle Q_1 (Proteus)

Die Simulation liefert bei einem Lastwiderstand von 0Ω folgende Werte:

$$U_{BE_{TQ1}} = 777 \text{ mV}$$

$$U_{DZ1} = 5,12 \text{ V}$$

$$I_{DZ1} = 4,65 \text{ mA}$$

$$I_{Q1} = 9,77 \text{ mA}$$

Bei steigendem Lastwiderstand ändert sich bis zu einem gewissen Grenzwert kaum etwas, was auf eine konstante Stromquelle in diesem Bereich schließen lässt.

Die Abhängigkeit des Lastwiderstandes zeigt folgendes Diagramm:

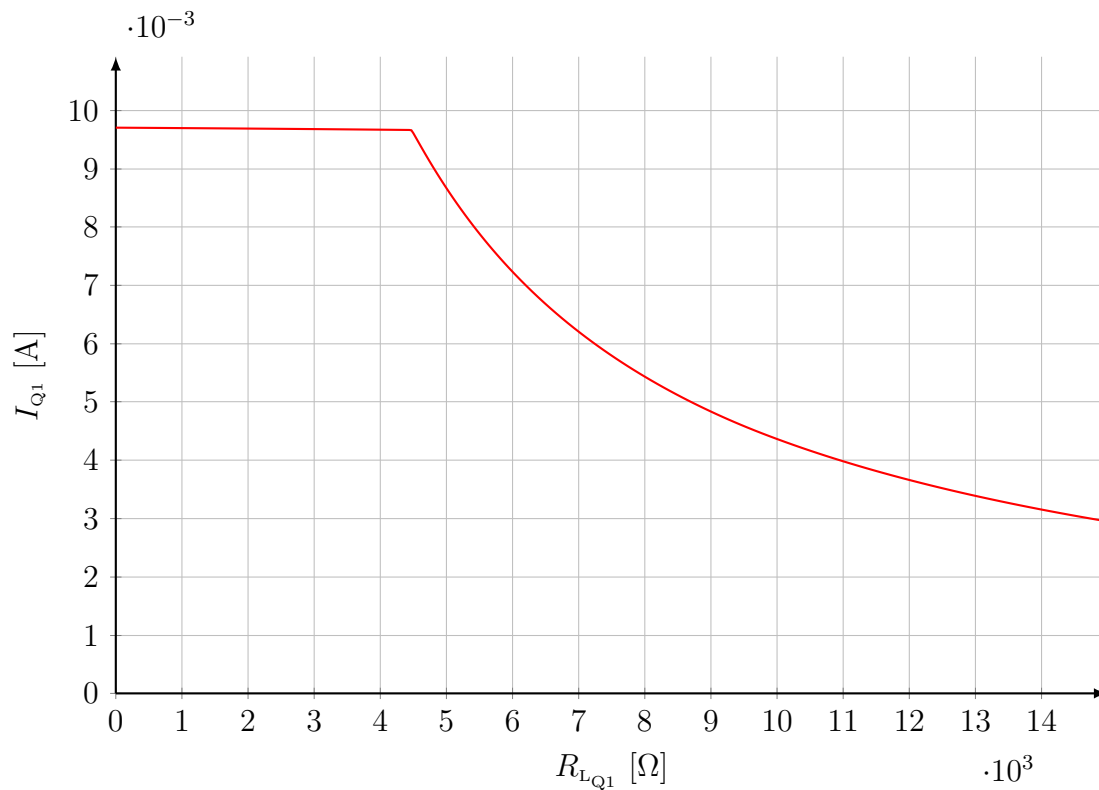


Abbildung 2.11: Simulationsergebnis des Quellenstromes in Abhängigkeit des Widerstandes R_{LQ1} (Proteus)

Es zeigte sich, dass erst ab einem Lastwiderstand von $R_{LQ1} = 4,5 \text{ k}\Omega$ die Stromquelle nicht mehr wie gewünscht funktioniert, da der Spannungsabfall an dessen zu groß geworden ist. Es kommt dann auch zu einem steilen Abfall der Spannung der Z-Diode, da der Strom über den Widerstand R_{STAB1} zu groß wird.

2.6.4 Auswertung

Die Stromquelle Q_1 liefert bei unseren Belastungen somit einen konstanten Strom von 9,77 mA, vor allem zur Versorgung der Vorspannungserzeugung.

2.7 Treiber

2.7.1 Schaltungsentwicklung

Der Treiber hat die Aufgabe den Ausgangsstrom der Differenzstufe in ein Spannungssignal umzuwandeln, was mit folgender Schaltung realisiert wird:

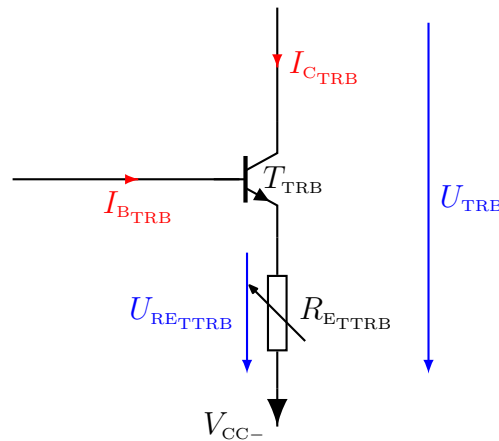


Abbildung 2.12: Schaltung der Treiberstufe

Je nach der Höhe des Eingangsstromes I_{B_TRB} ändert sich auch der Ausgangsstrom vom npn-Transistor T_{C_TRB} und erzeugt, in Verbindung mit dem konstanten Strom der Stromquelle Q_1 eine von der Amplitude des Signales abhängige Spannung U_{TRB} . Der Emitterwiderstand dient hier dazu, um noch gering vorhandene Unsymmetrien im nachhinein ausgleichen zu können und wird zu Beginn einmal gleich dem Emitterwiderstand des Transistors der Stromquelle Q_1 gesetzt.

2.7.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Dabei gilt für den Kollektorstrom des Treibertransistors:

$$I_{C_{\text{TRB}}} = I_{q_{\text{BZD}}} + I_{B_{\text{T2}}} \quad \text{bzw. im Mittel:} \quad I_{C_{\text{TRB}}} \approx I_{Q1} \quad (2.19)$$

Der Transistor ist prinzipiell wieder vom gleichen Typ wie der der Stromquelle Q_1 (statt einem pnp handelt es sich hier um einen npn Transistor mit möglichst gleichen elektrischen Parametern) und weißt somit folgende Eigenschaften auf:

Transistor:		T_{BZD}
Typ	[—]	2N3704 (npn)
U_{BE}	[V]	0,72
β/h_{FE}	[—]	350
I_{Cmax} continuous	[mA]	500
$P_{\text{tot } 25^\circ \text{C}}$	[mW]	625

Tabelle 2.5: Kenngrößen des Transistores für die Treiberstufe

Als Emitterwiderstand wird nun ein Potentiometer mit einem Widerstandswert von, nach folgender Formel bestimmt:

$$R_{E_{\text{TTRB}}} \stackrel{!}{=} R_{E_{\text{TQ1}}} \quad (2.20)$$

, 1 k Ω , mit einer Ausgangsstellung von 44 %, gewählt.

Der sich ergebende Eingangsstrom des Treibers liegt im Mittel ca. bei:

$$I_{B_{\text{TRB}}} = \frac{I_{C_{\text{TRB}}}}{\beta_{\text{TRB}}} \approx \frac{I_{Q1}}{\beta_{\text{TRB}}} = \frac{7,78 \text{ mA}}{350} = 22 \mu\text{A}$$

2.7.3 Auswertung

Der entworfene Treiber dient somit zur Umwandlung des Eingangsstromes, bzw. Ausgangsstromes der Differenzstufe, in eine Spannung und sorgt für KEINE Verstärkung des Signales.

2.8 Differenzverstärker

2.8.1 Schaltungsentwicklung

Die Differenzstufe hat die Aufgabe das Eingangs- und Ausgangssignal der Endstufe miteinander zu vergleichen. Als Stromquelle kommt die gleiche wie im Kapitel 2.6, nur mit einer anderen Dimensionierung, zum Einsatz, welche einen konstanten Strom liefern muss.

Folgende Schaltung wurde dafür entwickelt:

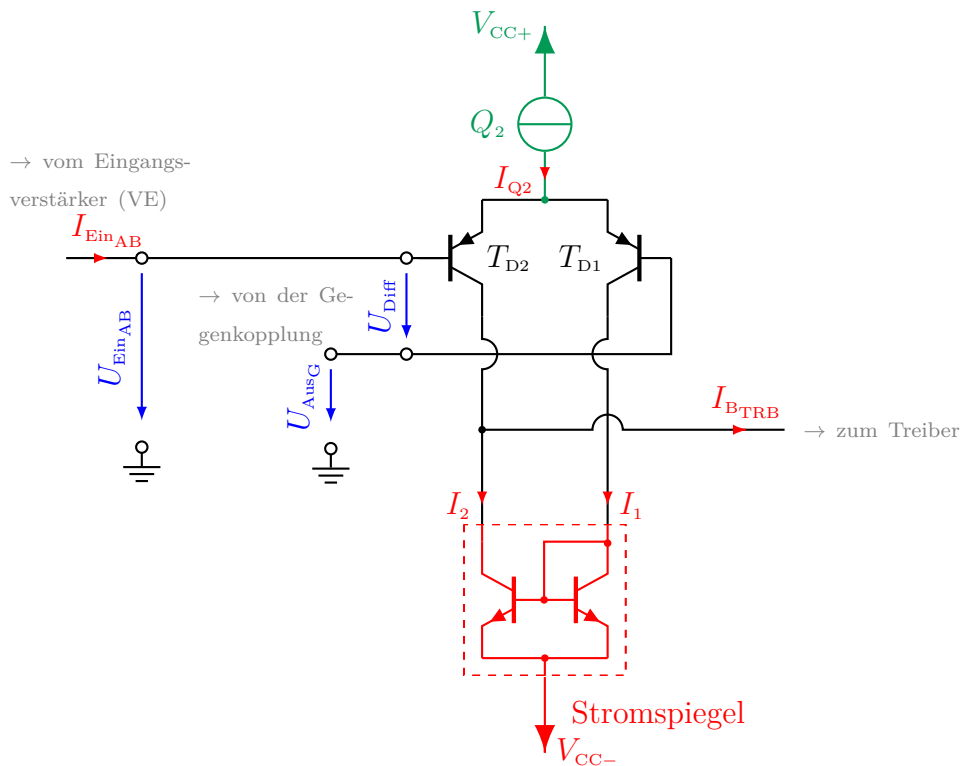


Abbildung 2.13: Schaltungsschema der Differenzstufe

Unter der Voraussetzung gleicher Transistoren in der Differenzstufe stellen die Transistoren (ohne Eingangssignal) die Ströme in den Zweigen so ein, dass folgendes, unter der Vernachlässigung der Basisströme der Transistoren, welche im Verhältnis zu den Kollektorströmen sehr gering sind, gilt:

$$I_1 = I_2 = \frac{I_{Q2}}{2} \quad (2.21)$$

Liegt nun eine Eingangsspannung an, so wird dadurch die Basis-Emitter-Spannung der Transistoren verändert, was zur Folge eine Stromänderung durch die Transistoren hat. $\Rightarrow I_1 \neq I_2$. Für uns nun relevant ist die Stromdifferenz dieser Zweigströme, wozu nun der Stromspiegel im Kap. 2.10 verwendet wird.

Erklärung:

Liegt nun eine Differenzspannung am Eingang des Differenzverstärkers vor, so ändert sich der Strom in den Zweigen, beispielsweise um den Wert ΔI um den Ruhewert $I_{Q2}/2$. Dadurch muss sich nun der Ausgangsstrom $I_{B_{TRB}}$ um $2 \cdot \Delta I$ ändern. (Knotenregel) \Rightarrow Der Ausgang ist nun eine von der Differenzspannung abhängige Stromquelle.

2.8.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Für die beiden Transistoren werden dabei folgende verwendet:

Transistor:		T_{D1}	T_{D2}
Typ	[—]	2N3702 (pnp)	2N3702 (pnp)
U_{BE}	[V]	0.72	0.72
β/h_{FE}	[—]	175	175
$I_{C_{max}}$ continuous	[mA]	500	500
$P_{tot_{25^\circ C}}$	[mW]	625	625

Tabelle 2.6: Kenngrößen der Transistoren für die Differenzstufe

2.8.3 Auswertung

Um die gewünschte Funktionsweise zu bekommen ist für die Differenzstufe nun noch eine konstante Stromquelle und ein Stromspiegel zu entwickeln.

2.9 Stromquelle Q_2

2.9.1 Schaltungsentwicklung

Die Schaltung der Stromquelle Q_2 ist gleich der im Kapitel 2.6 entworfenen Quelle:

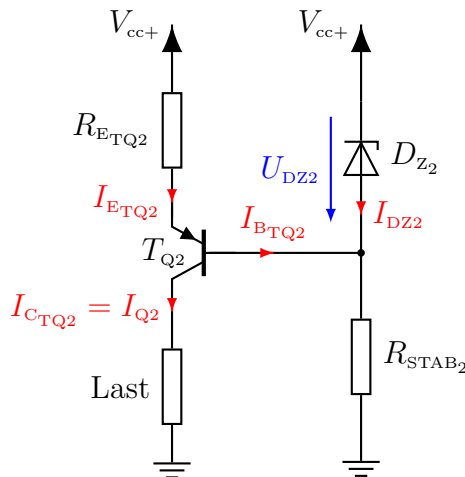


Abbildung 2.14: Schaltung der Stromquelle Q_2

Der Strom in den einzelnen Zweigen der Differenzstufe wird so gewählt, dass der Ausgangsstrom $I_{B_{TRB}}$ des Differenzverstärkers ≈ 20 mal größer ($\Rightarrow 0,5 \text{ mA}$) ist. \Rightarrow Ohne Eingangsdifferenzsignal muss also gelten:

$$I_1 = I_2 \stackrel{!}{=} 0,5 \text{ mA} \quad \text{bzw.} \quad I_{Q2} = 2 \cdot I_{1/2} \stackrel{!}{=} 1 \text{ mA} \quad (2.22)$$

Der entstehende Quellenstrom I_{Q2} ist konstant, unabhängig von der Last, was folgender Zusammenhang, unter Vernachlässigung des Basisstromes, zeigt:

$$I_{Q2} \approx \frac{U_{DZ2} - U_{BE_{TQ2}}}{R_{ETQ2}} \quad (2.23)$$

Und näherungsweise kann wieder gesagt werden, dass die Stromquelle einen konstanten Strom liefert, wenn folgende Bedingung mindestens erfüllt ist:

$$U_{R_{STAB2}} < U_{LAST} \quad (2.24)$$

2.9.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Als Transistor und als Zener-Diode wird der selbe wie bei Q_1 verwendet, dessen begründete Wahl im Kap. 2.6 zu finden ist:

Transistor:		T_{Q2}
Typ	[—]	2N3702 (pnp)
U_{BE}	[V]	0,72
β/h_{FE}	[—]	175
I_{Cmax} continuous	[mA]	500
$P_{tot_{25^\circ C}}$	[mW]	625

Tabelle 2.7: Kenngrößen des Transistores für die Stromquelle Q_2

Für die Diode gilt:

$$U_{BR_{DZ2}} = 5,1 \text{ V} \quad (2.25)$$

$$I_{DZ2} = 4,9 \text{ mA} \quad (2.26)$$

Dies führt nun auf folgende Widerstandswahl:

$$I_{B_{TQ2}} = \frac{I_{Q2}}{\beta_{TQ2}} = \frac{1 \text{ mA}}{175} = 5,71 \mu\text{A}$$

$$R_{STAB_2} = \frac{V_{CC+} - U_{BR_{DZ2}}}{I_{DZ2} + I_{B_{TQ2}}} = \frac{48 \text{ V} - 5,1 \text{ V}}{4,9 \text{ mA} + 5,71 \mu\text{A}} = 8,74 \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow 9,10 \text{ k}\Omega\text{-Wid.}$$

$$R_{E_{TQ2}} = \frac{U_{BR_{DZ2}} - U_{BE_{TQ2}}}{I_{Q2} + I_{B_{TQ2}}} = \frac{5,1 \text{ V} - 0,72 \text{ V}}{1 \text{ mA} + 5,71 \mu\text{A}} = 4355,1 \Omega \quad \Rightarrow 4,3 \text{ k}\Omega\text{-Wid.}$$

Nach der erfolgreichen Dimensionierung erfolgt wieder eine Kontrolle mit Hilfe von der Simulationssoftware Proteus.

2.9.3 Aufbau und Simulation in Proteus

Die Simulationsschaltung, mit ohmscher Last, zeigt in Proteus folgende Form auf:

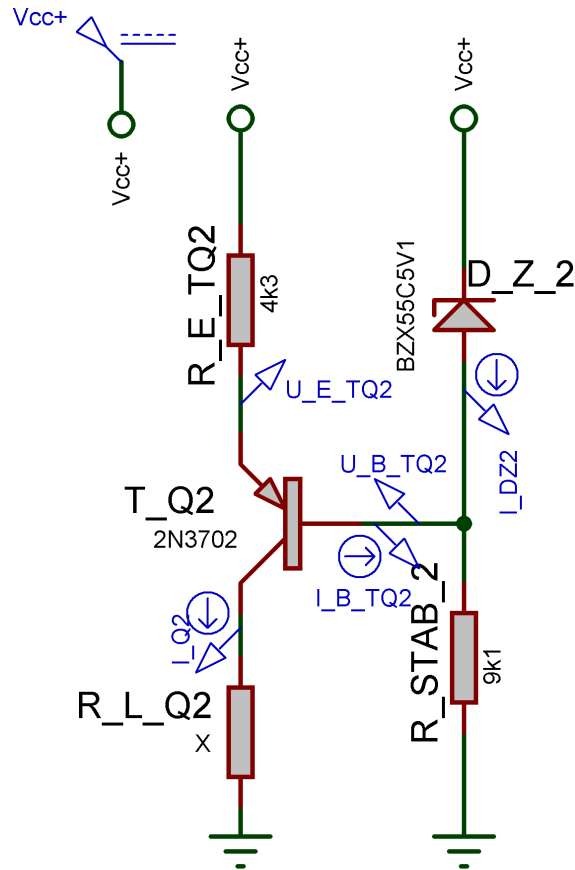


Abbildung 2.15: Simulationsschaltung der Stromquelle Q_2 (Proteus)

Die Simulation liefert bei einem Lastwiderstand von 0Ω folgende Werte:

$$\begin{aligned} U_{BE_{TQ2}} &= 718 \text{ mV} & U_{DZ2} &= 5,12 \text{ V} \\ I_{DZ2} &= 4,71 \text{ mA} & I_{Q2} &= 1,02 \text{ mA} \end{aligned}$$

und ist bis zu einer gewissen Vergrößerung der Last konstant.

Somit ergibt sich folgender Verlauf des Quellenstromes in Abhängigkeit des Lastwiderstandes

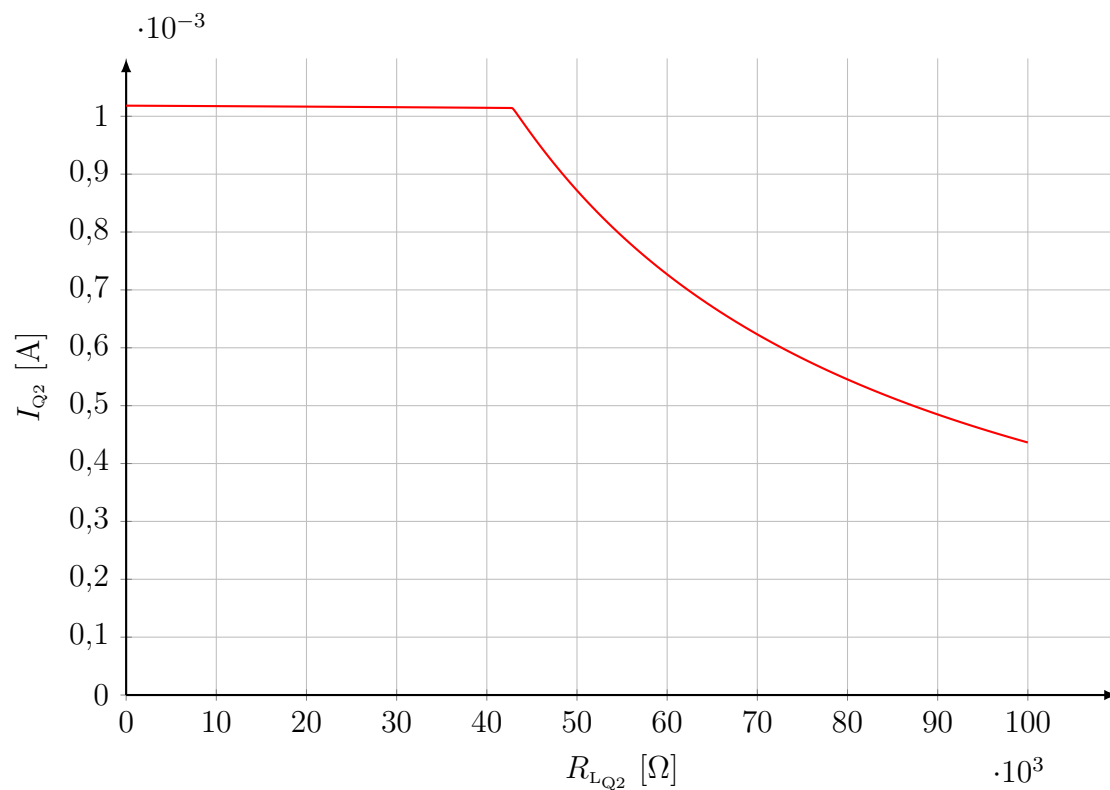


Abbildung 2.16: Simulationsergebnis des Quellenstromes in Abhängigkeit des Widerstandes R_{LQ2} (Proteus)

Die Stromquelle zeigt somit bis zu einer Belastung $42,6 \text{ k}\Omega$ einen konstanten Strom von $1,02 \text{ mA}$, was unserer Berechnung sehr nahe kommt.

2.9.4 Auswertung

Diese somit sehr gut geeignete Stromquelle wird nun für die Konstantstromerzeugung verwendet und es muss nur noch der Stromspiegel entworfen werden.

2.10 Stromspiegel

2.10.1 Schaltungsentwicklung

Der Stromspiegel dient dazu eine Stromquelle mit konstantem Strom zu erzeugen, um die beiden Transistoren der Differenzstufe gleichermaßen konstant zu speisen.

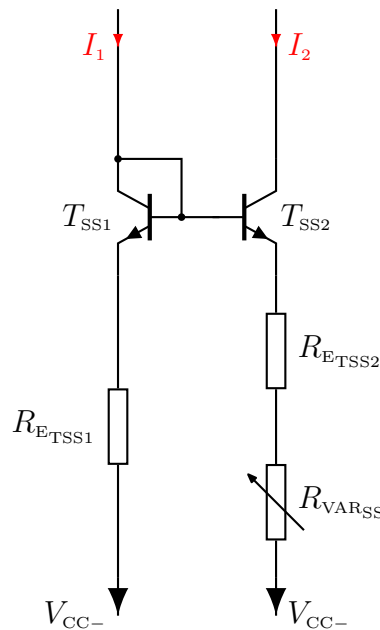


Abbildung 2.17: Schaltung des Stromspiegels

Da beide Transistoren die gleiche Basis-Emitter-Spannung besitzen, wenn die Widerstände pro Zweig gleich sind, fließt somit auch durch beide ein identischer Strom und unter Vernachlässigung der Basisströme gilt die Notwendigkeit 2.21, dass $I_1 = I_2$ ist. Allgemein gilt:

$$I_1 = I_{C_{TSS1}} + I_{B_{TSS1}} + I_{B_{TSS2}} \approx I_{C_{TSS1}} = I_{S_{TSS1}} \cdot e^{\frac{U_{BE_{TSS1}}}{U_{T_{TSS1}}}} \quad (2.27)$$

$$I_2 = I_{S_{TSS2}} \cdot e^{\frac{U_{BE_{TSS2}}}{U_{T_{TSS2}}}} \quad (2.28)$$

I_S Sperrstrom (von der Exemplarstreuung abhängig)

U_T Temperaturspannung (von der Temperatur abhängig)

2.10.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Es zeigt sich, dass bei steigender Stromverstärkung beider, gleicher Transistoren der entstehende Fehler durch die Vernachlässigung stark sinkt und so der Eingangsstrom der Schaltung I_1 gleich dem Ausgangsstrom I_2 ist und sich so der Strom in der Differenzstufe auf beide Transistoren „halbe-halbe“ aufteilt.

Da die Summe beider Ströme I_1 und I_2 von der Quelle nach 2.21 vorgegeben ist und folgende Transistoren verwendet werden:

Transistor:		T_{SS1}	T_{SS2}
Typ	[—]	2N3704 (nnp)	2N3704 (nnp)
U_{BE}	[V]	0.65	0.65
β/h_{FE}	[—]	250	250
I_{Cmax} continuous	[mA]	500	500
$P_{tot25^\circ C}$	[mW]	625	625

Tabelle 2.8: Kenngrößen der Transistoren für den Stromspiegel

, können die Emitterwiderstände dimensioniert werden, wobei für gleiche Ströme in den Zweigen gelten muss:

$$R_{E_{TSS1}} = R_{E_{TSS2}} + R_{VAR_{SS}} \quad (2.29)$$

$$R_{E_{TSS1}} = \frac{U_{BE_{TSS1}}}{I_{Q2}/2} = \frac{0,65 \text{ V}}{1 \text{ mA}/2} = 1300 \Omega \quad \Rightarrow 1,3 \text{ k}\Omega\text{-Widerstand}$$

$$R_{E_{TSS2}} + R_{VAR_{SS}} = \frac{U_{BE_{TSS2}}}{I_{Q2}/2} = \frac{0,65 \text{ V}}{1 \text{ mA}/2} = 1300 \Omega$$

Als Widerstandswert wurde nun für $R_{E_{TSS2}}$ 1 k Ω gewählt und für das Potentiometer wurden 500 Ω (59 %) verwendet.

2.10.3 Auswertung

Der dimensionierte Stromspiegel eignet sich gut für annähernd konstante Ströme, wie sie in unserem Falle vorliegen und mit Hilfe des Potentiometers kann nun das Stromverhältnis auch noch im Nachhinein verändert bzw. korrigiert werden.

2.11 Gegenkopplung

2.11.1 Schaltungsentwicklung

Die Gegenkopplung soll einerseits zur Stabilisation und Verstärkung beitragen und andererseits Gleichanteile „unterdrücken“. Dazu eine kurze Wiederholung bezüglich rückgekoppelter Schaltungen:

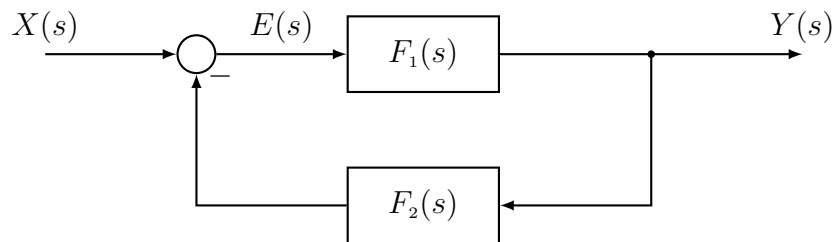


Abbildung 2.18: Blockschaltbild der AB-Endstufe

$X(s)$... Eingangsgröße (Spannung vom Eingangsverstärker)

$Y(s)$... Ausgangsgröße (Spannung am Ausgang der AB-Endstufe)

$E(s)$... Differenz zwischen Ein- und Ausgang $E(s) = X(s) - Y(s)$

Weißt nun das verstärkende Netzwerk $F_1(s)$ eine unendlich hohe Verstärkung auf (Differenzverstärker), so werden die Übertragungseigenschaften hauptsächlich durch das Rückkopplungsnetzwerk ($F_2^{-1}(s)$) bestimmt und die Eigenschaften von $F_1(s)$ fallen weg.

Allgemein gilt:

$$Y(s) = \frac{F_1(s)}{1 + F_1(s)F_2(s)} X(s) \quad (2.30)$$

Für den zuvor besprochenen Fall, dass für das verstärkende Netzwerk $F_1(s)$ gilt $|F_1(s)| \rightarrow \infty$, so folgt für die Ausgangsgröße:

$$Y(s) \Big|_{|F_1(s)| \rightarrow \infty} = F_2^{-1}(s) X(s) = F_3(s) X(s) \quad (2.31)$$

Natürlich spielen für die Qualität des Verstärkers auch die Eigenschaften von $F_1(s)$ eine bedeutende Rolle!

Wobei es laut unserem Schaltschema 2.3 gilt:

$$\begin{aligned}
 F(s) &= \frac{U_{\text{Aus}}(s)}{U_{\text{Ein}}(s)} & F_{\text{VE}}(s) &= \frac{U_{\text{AusVE}}(s)}{U_{\text{Ein}}(s)} & F_{\text{AB}}(s) &= \frac{U_{\text{Aus}}(s)}{U_{\text{AusVE}}(s)} \\
 F_1(s) &= \frac{U_{\text{Aus}}(s)}{U_{\text{Diff}}(s)} & F_2(s) &= \frac{U_{\text{AusG}}(s)}{U_{\text{Aus}}(s)} & F_3(s) &= \frac{U_{\text{Aus}}(s)}{U_{\text{AusG}}(s)}
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

Aus den vorherigen Überlegungen wurde folgendes Gegenkopplungsnetzwerk entwickelt:

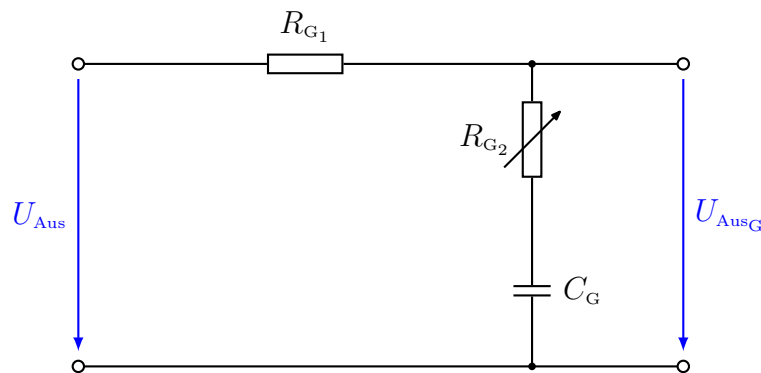


Abbildung 2.19: Schaltung des gegengekoppelten Systems

Die Übertragungsfunktion dieser Schaltung im Laplace-Bereich lautet:

$$F_2(s) = \frac{1 + s C_G R_{G_2}}{1 + s C_G (R_{G_1} + R_{G_2})} \tag{2.33}$$

Für F_3 gilt somit:

$$F_3(s) = F_2^{-1}(s) = \frac{1 + s C_G (R_{G_1} + R_{G_2})}{1 + s C_G R_{G_2}} = \frac{1 + s T_1}{1 + s T_2} \tag{2.34}$$

Regelungstechnisch ausgedrückt entspricht $F_3(s)$ einem PDT_1 -Element mit Phasenhebung (, wenn $T_1 > T_2$ ist) und bekanntlich finden solche System Anwendung zur Verbesserung des Stabilitätsverhaltens von Regelkreisen, was aber hier eine untergeordnete Rolle spielt.

2.11.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Die notwendige Verstärkung der AB-Endstufe wurde im Kapitel 2.1 mit:

$$V_{U_{AB}} = 9,19$$

bestimmt. Die Knickfrequenzen (und die Mittenfrequenz)

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} \quad (2.35)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_2} \quad (2.36)$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} \quad (2.37)$$

werden dabei sehr klein gewählt, so dass die Gegenkopplung keinen nennenswerten Einfluss auf die untere Grenzfrequenz hat und für die Verstärkung bei, relativ gesehen, großen Frequenzen soll folgende Bedingung gelten:

$$|F_3(j\omega)| \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = 1 + \frac{R_{G_1}}{R_{G_2}} \stackrel{!}{=} V_{U_{AB}} \quad (2.38)$$

Die zweite Bedingung wurde mit

$$f_m \stackrel{!}{<} 1/5 \text{ Hz} \quad (2.39)$$

festgelegt. (Es wären in unserem Falle auch bis zu ≈ 10 Hz tolerierbar, wenn der Kondensator zu groß werden sollte.)

Nun wurde R_{G_1} ¹ mit 22 kΩ gewählt, was somit einen Widerstand R_{G_2} und einen Kondensator von

$$R_{G_2} = \frac{R_{G_1}}{V_{U_{AB}} - 1} = 2685,6 \, \Omega \quad 5 \text{ k}\Omega - \text{Potentiometer (53 \%)} \Rightarrow V_{U_{AB}} = 9,30 \checkmark$$

ergibt.

Aus der Gleichung 2.37 und der Bedingung 2.39 folgt laut Maxima ein Kondensator von:

$$C_G = 100 \, \mu\text{F} \quad \Rightarrow f_m = 0,197 \text{ Hz}$$

¹Achtung: R_{G_1} soll nicht zu klein gewählt werden, da er, im Laufe des Projektes erklärt, gleich dem Lastwiderstand des Emittervorverstärkers ist.

Dies führt auf eine Übertragungsfunktion von:

$$F_3 = \frac{1 + 2,465 s}{1 + 0,265 s} \quad (2.40)$$

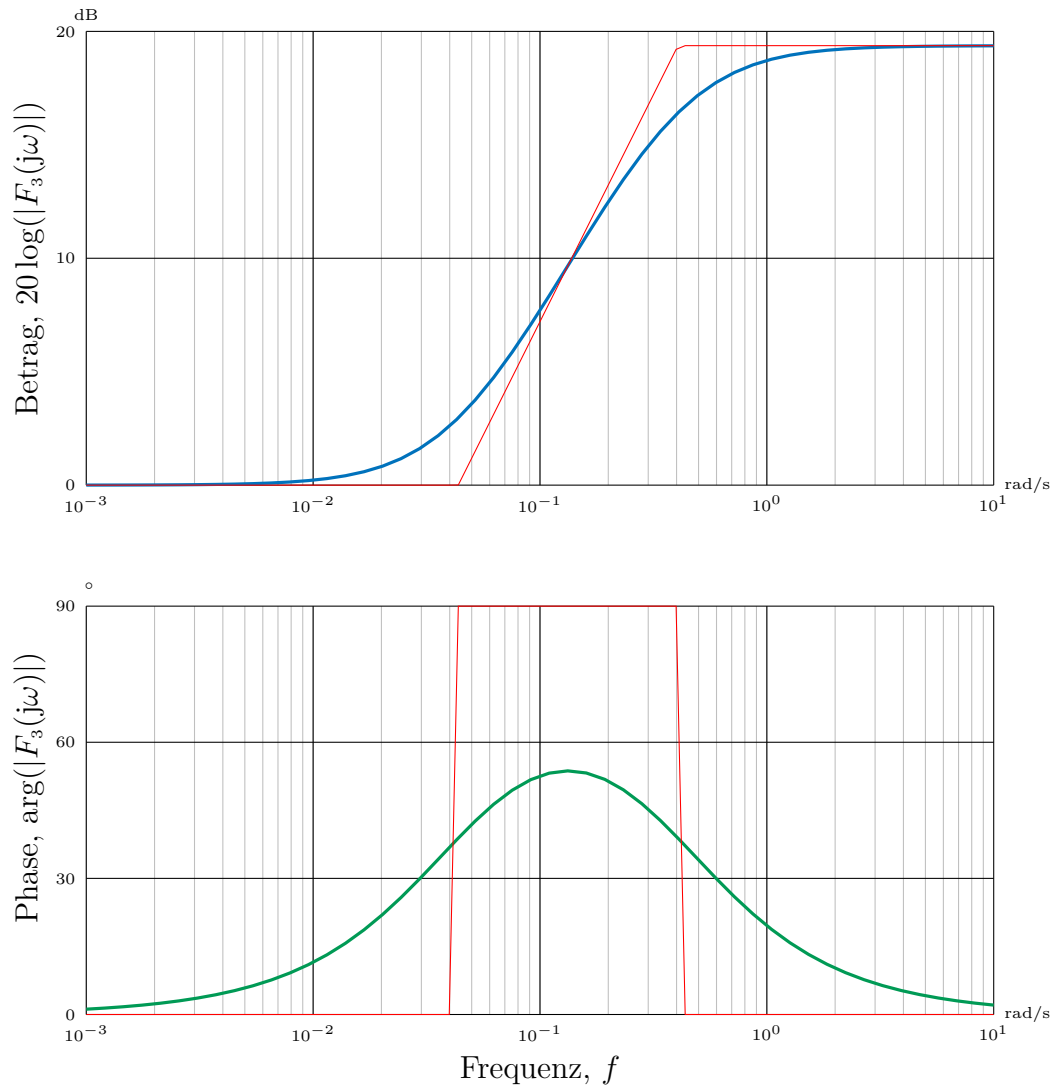


Abbildung 2.20: Bodediagramm des gegengekoppelten Systems

Es lässt sich erkennen, dass Signale mit relativ gesehen großen Frequenzen (> 1 Hz) mit 19,37 dB ($\hat{=} 9,3$), durch diese Schaltung, verstärkt am Ausgang der Endstufe ($Y(s)$) ankommen und kleine Signale werden im Prinzip nicht verstärkt, was einer Dämpfung gleich kommt.

2.11.3 Aufbau und Simulation in Proteus

Die Gegenkopplungsschaltung kann ebenfalls mit Proteus aufgebaut und simuliert werden:

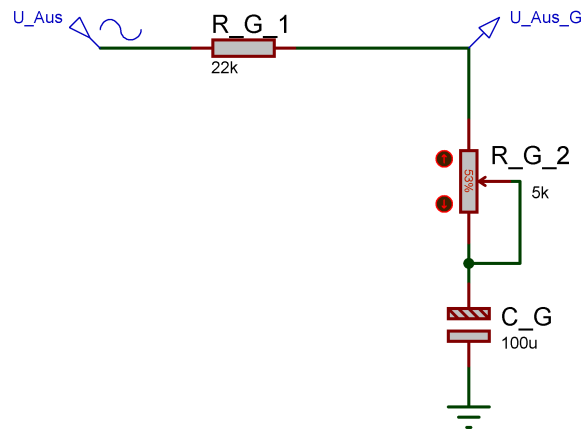
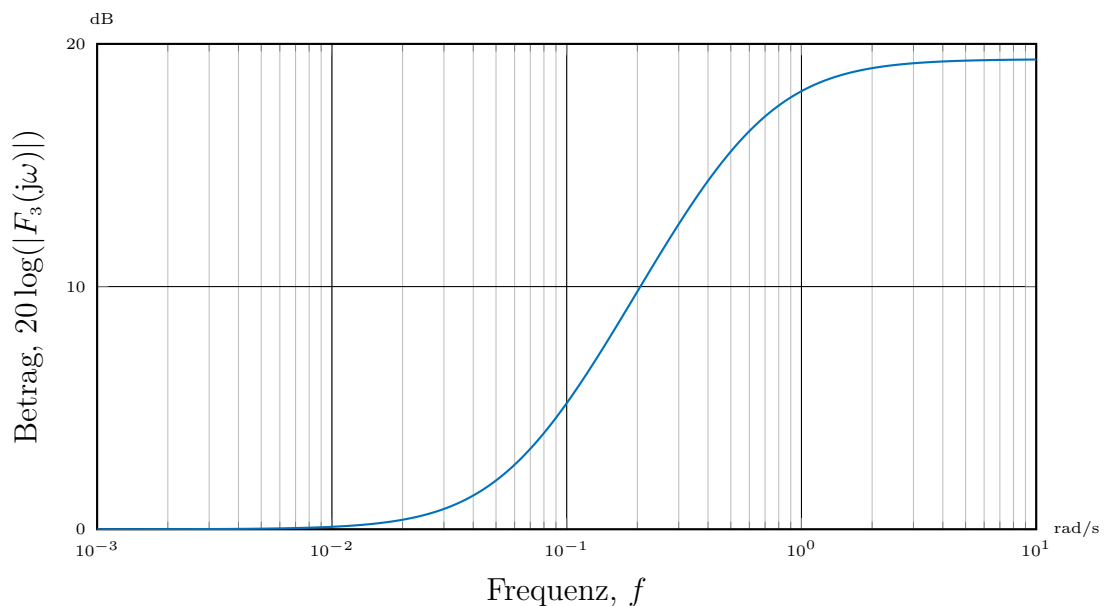
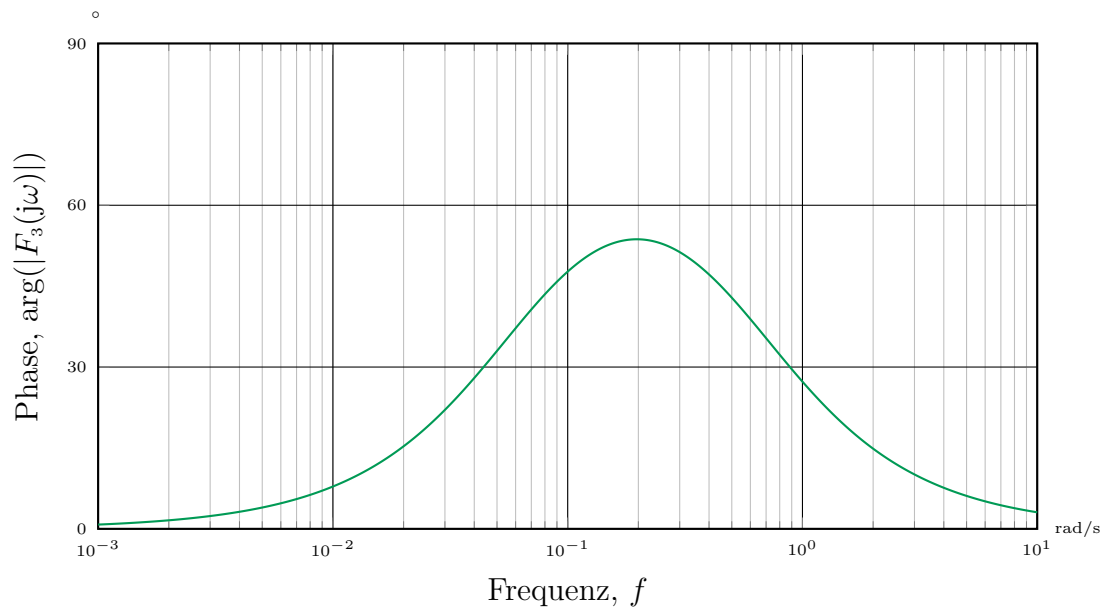


Abbildung 2.21: Simulationsschaltung des gegengekoppelten Systems (Proteus)

Nach erfolgreicher Simulation liefert Proteus folgendes Bodediagramm, womit die Verstärkung des Systemes bei „normalen“ Frequenzen abgelesen werden kann.

Abbildung 2.22: Simulationsergebnis des Bodediagramms des gegengekoppelten Systems (Proteus)





Die Verstärkung bei hohen Frequenzen beträgt laut Simulation $V_{UABdB} = 19,37 \text{ dB}$, was exakt gleich dem Rechenergebnis ist.

2.11.4 Auswertung

Die Gegenkopplung funktioniert wie gewünscht, es muss jedoch bei einer Rückkopplung garantiert werden, dass es zu keiner Mitkopplung kommt, sprich sich das Ein- und das rückgekoppelte Signal nicht durch eine Phasendrehung additiv überlagern. Somit darf die Phasendrehung von der Schleifenverstärkung $F_s(s) = F_1(s) \cdot F_2(s)$ eine gewisse Grenze nicht überschreiten, (solange die Verstärkung größer als 1 ist,) da es sonst zum Vorzeichenwechsel kommt, sprich aus einer Gegen- wird eine Mitkopplung.

2.12 Eingangsverstärker

2.12.1 Schaltungsentwicklung

Der Eingangsverstärker soll nun die Eingangswechselspannung mit einer Amplitude von 96 mV auf das 37-fache erhöhen. Dazu wurde folgender mehrfacher Emittterverstärker entwickelt:

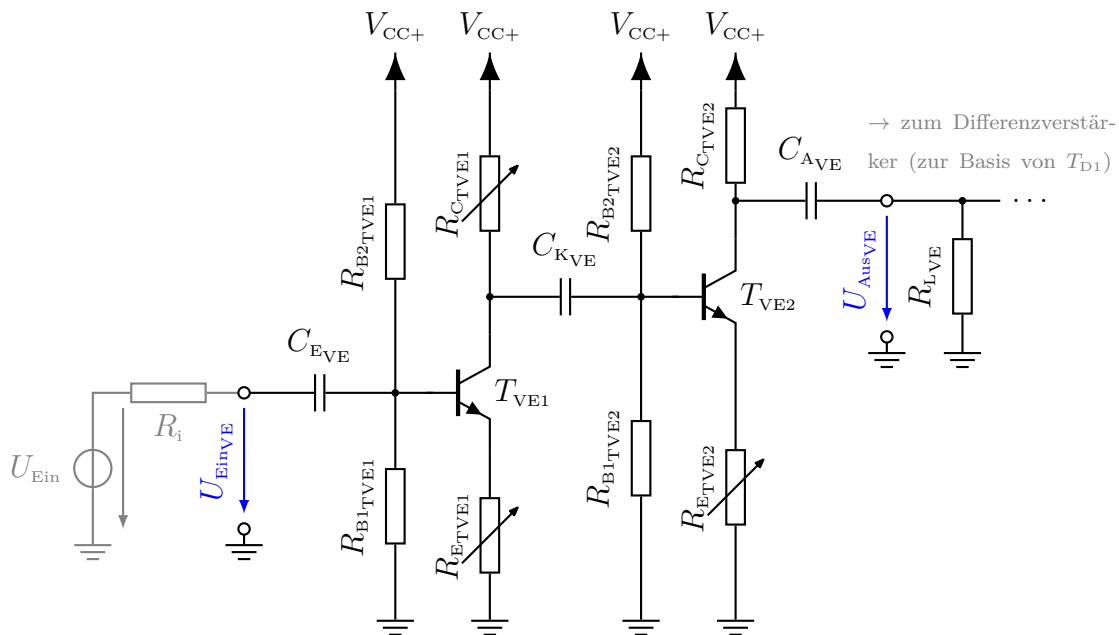


Abbildung 2.23: Schaltung des zweistufigen Emittterverstärkers

Die Gesamtverstärkung dieser zweistufigen, kapazitiv gekoppelten Schaltung lässt sich aus den Teilstufen folgendermaßen berechnen:

$$V_{UVE} = V_{UVE1} + V_{UVE2} \quad (2.41)$$

Dabei sollte der erste Verstärker das Signal stärker als der zweite verstärken und aus diesen Gründen wurden folgende Sollwerte für die Verstärkungen festgelegt:

$$V_{UVE1} \stackrel{!}{=} 7,4 \quad \Rightarrow \quad V_{UVE1_{dB}} \stackrel{!}{=} 17,39 \text{ dB} \quad (2.42)$$

$$V_{UVE2} \stackrel{!}{=} 5 \quad \Rightarrow \quad V_{UVE2_{dB}} \stackrel{!}{=} 13,98 \text{ dB} \quad (2.43)$$

2.12.2 Berechnungen und Dimensionierung der Bauelemente

Der Verstärker lässt sich auch folgendermaßen als Blockschaltbild darstellen, was zur nachfolgenden Dimensionierung zum Verständnis dient.

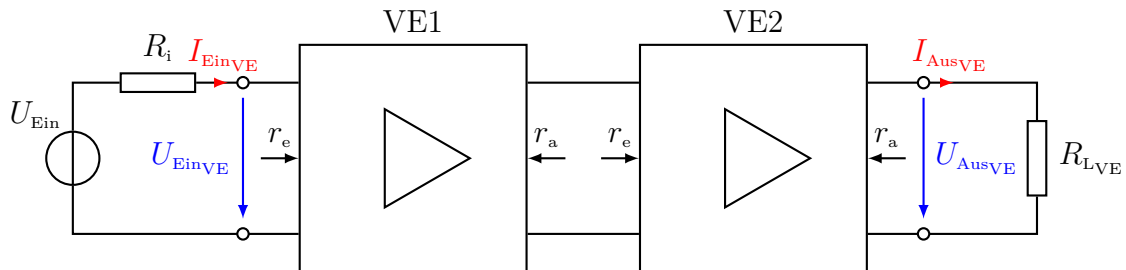


Abbildung 2.24: Blockschaltbild des zweistufigen Emittterverstärkers

Um zusätzliche Offset-Fehler zu vermeiden wird der Lastwiderstand des Vorverstärkers $R_{L_{VE}}$ gleich R_{G_1} gewählt. Um nun die Arbeitspunkte der Verstärker VE1 bzw. VE2 auf die halbe Betriebsspannung festzulegen, wird jeweils der Ausgangswiderstand, für den näherungsweise gilt:

$$r_a \approx R_C \quad (2.44)$$

, gleich dem Lastwiderstand des Teilverstärkers gewählt. Daraus ergibt sich nun folgende Dimensionierung des Verstärkers VE2, wenn folgende Transistoren verwendet werden:

Transistor:		T_{SS1}	T_{SS2}
Typ	[—]	2N3704 (nnp)	2N3704 (nnp)
U_{BE}	[V]	0.75	0.75
β/h_{FE}	[—]	120	120
$I_{C_{max}}$ continuous	[mA]	500	500
$P_{tot_{25^\circ C}}$	[mW]	625	625

Tabelle 2.9: Kenngrößen der Transistoren für den zweistufigen Emittterverstärker

Die Emitterwiderstände der Verstärker werden jeweils als Potentiometer ausgeführt, um auch im nachhinein noch kleine Änderungen vornehmen zu können.

$$R_{C_{TVE2}} = R_{L_{VE}} = 22 \text{ k}\Omega \Rightarrow 22 \text{ k}\Omega - \text{Widerstand} \approx r_{a_{VE2}}$$

$$R_{E_{TVE2}} \approx \frac{R_{C_{TVE2}} || R_{L_{VE}}}{V_{U_{VE2}}} = \frac{2,2 \text{ k}\Omega \cdot 2,2 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} = 2,2 \text{ k}\Omega \Rightarrow 5 \text{ k}\Omega - \text{Poti (44 \%)}$$

$$I_{C_{TVE2}} = \frac{V_{CC+}/2}{R_{C_{TVE2}}} = \frac{48 \text{ V}/2}{22 \text{ k}\Omega} = 1,09 \text{ mA}$$

$$I_{B_{TVE2}} = \frac{I_{C_{TVE2}}}{\beta_{TVE2}} = \frac{1,09 \text{ mA}}{120} = 9,09 \mu\text{A}$$

$$I_{E_{TVE2}} = I_{C_{TVE2}} + I_{B_{TVE2}} = 1,10 \text{ mA}$$

Damit die Basisspannungsteiler näherungsweise als unbelastet betrachtet werden können, wird folgende Bedingung aufgestellt:

$$I_{RB2} \stackrel{!}{=} 10 \cdot I_B \quad (2.45)$$

$$R_{B1_{TVE2}} = \frac{U_{BE_{TVE2}} + R_{E_{TVE2}} \cdot I_{E_{TVE2}}}{9 \cdot I_{B_{TVE2}}} = \frac{0,75 \text{ V} + 2,2 \text{ k}\Omega \cdot 1,10 \text{ mA}}{9 \cdot 9,09 \mu\text{A}} = 38744 \Omega$$

$$\Rightarrow 38,3 \text{ k}\Omega - \text{Widerstand}$$

$$R_{B2_{TVE2}} = \frac{V_{CC+} - (U_{BE_{TVE2}} + R_{E_{TVE2}} \cdot I_{E_{TVE2}})}{10 \cdot I_{B_{TVE2}}} =$$

$$= \frac{48 \text{ V} - (0,75 \text{ V} + 2,2 \text{ k}\Omega \cdot 1,10 \text{ mA})}{10 \cdot 9,09 \mu\text{A}} = 493530 \Omega$$

$$\Rightarrow 499 \text{ k}\Omega - \text{Widerstand}$$

Der Eingangswiderstand eines Emittterverstärkers lässt sich nun mit folgender Formel, bei großen Stromverstärkungen als Voraussetzung, bestimmen:

$$r_e \approx R_{B1} || R_{B2} || \beta R_E \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} r_{e_{VE2}} &= R_{B1_{TVE2}} || R_{B2_{TVE2}} || \beta_{TVE2} R_{E_{TVE2}} = \left(\frac{1}{R_{B1_{TVE2}}} + \frac{1}{R_{B2_{TVE2}}} + \frac{1}{\beta_{TVE2} R_{E_{TVE2}}} \right)^{-1} = \\ &= \left(\frac{1}{38,3 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{499 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{120 \cdot 2,2 \text{ k}\Omega} \right)^{-1} = 31,35 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Dieser Eingangswiderstand stellt nun den Lastwiderstand für den Verstärker VE1 dar und die Berechnung für diesen erfolgt nun prinzipiell gleich wie bei VE2:

$$\begin{aligned} R_{C_{TVE1}} &= r_{e_{VE2}} = 31,35 \text{ k}\Omega \\ &\Rightarrow 50 \text{ k}\Omega - \text{Potentiometer (63 \%)} \hat{=} 31,50 \text{ k}\Omega \approx r_{a_{VE1}} = r_{a_{VE}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{E_{TVE1}} &\approx \frac{R_{C_{TVE1}} || r_{e_{VE2}}}{V_{U_{VE1}}} = \frac{31,5 \text{ k}\Omega \cdot 31,35 \text{ k}\Omega}{31,5 \text{ k}\Omega + 31,35 \text{ k}\Omega} = 2,12 \text{ k}\Omega \\ &\Rightarrow 5 \text{ k}\Omega - \text{Poti (42 \%)} \hat{=} 2,1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C_{TVE1}} &= \frac{V_{CC+}/2}{R_{C_{TVE1}}} = \frac{48 \text{ V}/2}{31,35 \text{ k}\Omega} = 0,76 \text{ mA} \\ I_{B_{TVE1}} &= \frac{I_{C_{TVE1}}}{\beta_{TVE1}} = \frac{0,76 \text{ mA}}{120} = 6,35 \mu\text{A} \\ I_{E_{TVE1}} &= I_{C_{TVE1}} + I_{B_{TVE1}} = 0,77 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{B1_{TVE1}} &= \frac{U_{BE_{TVE1}} + R_{E_{TVE1}} \cdot I_{E_{TVE1}}}{9 \cdot I_{B_{TVE1}}} = \frac{0,75 \text{ V} + 2,1 \text{ k}\Omega \cdot 0,77 \text{ mA}}{9 \cdot 6,35 \mu\text{A}} = 41358 \Omega \\ &\Rightarrow 41,2 \text{ k}\Omega - \text{Widerstand} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
R_{B2_{TVE1}} &= \frac{V_{CC+} - (U_{BE_{TVE1}} + R_{E_{TVE1}} \cdot I_{E_{TVE1}})}{10 \cdot I_{B_{TVE1}}} = \\
&= \frac{48 \text{ V} - (0,75 \text{ V} + 2,1 \text{ k}\Omega \cdot 0,77 \text{ mA})}{10 \cdot 6,35 \mu\text{A}} = 718780 \Omega \\
&\Rightarrow 715 \text{ k}\Omega - \text{Widerstand}
\end{aligned}$$

Dies führt nun auf einen Eingangswiderstand des Verstärkers von:

$$\begin{aligned}
r_{e_{VE}} = r_{e_{VE1}} &= R_{B1_{TVE1}} || R_{B2_{TVE1}} || \beta_{TVE1} R_{E_{TVE1}} = \\
&= \left(\frac{1}{R_{B1_{TVE1}}} + \frac{1}{R_{B2_{TVE1}}} + \frac{1}{\beta_{TVE1} R_{E_{TVE1}}} \right)^{-1} = \\
&= \left(\frac{1}{41,2 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{715 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{120 \cdot 2,1 \text{ k}\Omega} \right)^{-1} = 33,74 \text{ k}\Omega
\end{aligned}$$

Der Eingangswiderstand ist im Verhältnis zu dem Innenwiderstand der Quelle sehr groß, was ein Ziel dieser Dimensionierung war, da dies die Verstärkung beeinflusst. Die Rückrechnung auf die Verstärkung des Eingangsverstärkers VE1 unter Berücksichtigung des Innenwiderstandes der Quelle ergibt sich mit:

$$V_{U_{VE1}} = \frac{R_{C_{TVE1}} || r_{e_{VE2}}}{R_{E_{TVE1}}} \cdot \frac{r_{e_{VE1}}}{r_{e_{VE1}} + R_i} \quad (2.47)$$

$$V_{U_{VE1}} = \frac{31,5 \text{ k}\Omega \cdot 31,35 \text{ k}\Omega}{31,5 \text{ k}\Omega + 31,35 \text{ k}\Omega} \cdot \frac{33,74 \text{ k}\Omega}{33,74 \text{ k}\Omega + 700 \Omega} = 7,48 \quad \Rightarrow V_{U_{VE1dB}} = 17,48 \text{ dB}$$

Beim 2. Verstärker haben sich durch die Dimensionierung keine Widerstände, welche die Verstärkung laut Formel beeinflussen, verändert und somit ergibt sich eine theoretische Gesamtverstärkung des Vorverstärkers und des gesamten Leistungsverstärkers mit:

$$\begin{aligned}
V_{U_{VE}} &= V_{U_{VE1}} \cdot V_{U_{VE2}} = 7,48 \cdot 5 = 37,41 \quad \Rightarrow V_{U_{VEdB}} = 31,46 \text{ dB} \\
V_U &= V_{U_{VE}} + V_{U_{AB}} = 37,41 \cdot 9,3 = 340,8 \quad \Rightarrow V_{U_{dB}} = 50,65 \text{ dB}
\end{aligned}$$

Der Vergleich mit den Sollwerten zeigt in der Gesamtverstärkung des Leistungsverstärkers zum Sollwert nur eine Abweichung von 0,02 dB was als sehr tolerierbar angesehen werden kann.

Die vorherige Berechnung der Verstärkung zieht natürlich eine Annahme eines, durch Hoch- und Tiefpässe in der Schaltung, ungedämpften Signales nach sich. Um den gewünschten Frequenzbereich in der die Schaltung einsetzbar sein soll zu realisieren wird nun einmal die untere Grenzfrequenz des Eingangsverstärkers betrachtet. Diese Hochpässe setzen sich aus den drei Kopplungswiderständen zusammen und das Ersatzschaltbild jeder dieser Filter hat folgende Form:

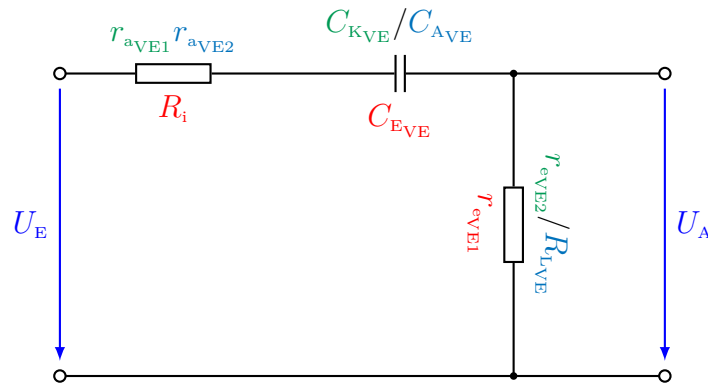


Abbildung 2.25: Ersatzschaltbilder der Hochpässe im zweistufigen Emittterverstärker

Die Rückwirkungsfreiheit dieser Hochpässe ist im Prinzip durch die Verstärker gegeben und die einzelnen Grenzfrequenzen lassen sich auf folgende Art ermitteln bzw. vorgeben:

$$f_{gu1VE} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{EVE} (R_i + r_{eVE1})} \quad (2.48)$$

$$f_{gu2VE} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{KVE} (r_{aVE1} + r_{eVE2})} \quad (2.49)$$

$$f_{gu3VE} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{AVE} (r_{aVE2} + R_{LVE})} \quad (2.50)$$

Nun können die Grenzfrequenzen gewählt und die Kondensatoren berechnet werden. Dabei wird bei jedem Hochpass das Signal mit der Grenzfrequenz von den vorgegebenen 91 Hz um den Faktor $\sqrt{2}$ gedämpft, sprich das sich ergebende Signal würde durch die Filter um

$$D_g = (\sqrt{2})^n \quad \text{mit } n = 3 \quad (2.51)$$

gedämpft werden, was nicht erwünscht ist, denn als tolerierbar wird eine Gesamtdämpfung von 3 dB ($\sqrt{2}$) angesehen.

Dies bedeutet, dass jeder Filter das Signal nur um $\sqrt[n]{\sqrt{2}}$ mit $n = 3$ dämpfen darf, damit die Gesamtdämpfung nicht über 3 dB kommt. Dies führt für jeden Filter auf eine untere Grenzfrequenz von:

$$f_{\text{gu}1/2/3\text{VE}} \stackrel{!}{\leq} f_{\text{gu}} \cdot \sqrt[n]{\sqrt{2} - 1} \quad \text{mit } n = 3 \quad (2.52)$$

$$f_{\text{gu}1/2/3\text{VE}} \stackrel{!}{\leq} f_{\text{gu}} \cdot \sqrt[3]{\sqrt{2} - 1} = 91 \text{ Hz} \cdot \sqrt[3]{\sqrt{2} - 1} = 46,40 \text{ Hz}$$

Mit dieser Vorgabe können nun die Koppelkondensatoren berechnet werden:

$$C_{\text{EVE}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{gu}1\text{VE}} (R_i + r_{\text{eVE}1})} = \frac{1}{2\pi \cdot 46,4 \text{ Hz} \cdot (700 \Omega + 33,74 \text{ k}\Omega)} = 99,61 \text{ nF}$$

$$\Rightarrow 150 \text{ nF} \Rightarrow f_{\text{gu}1\text{VE}} = 30,81 \text{ Hz}$$

$$C_{\text{KVE}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{gu}2\text{VE}} (r_{\text{aVE}1} + r_{\text{eVE}2})} = \frac{1}{2\pi \cdot 46,4 \text{ Hz} \cdot (31,5 \text{ k}\Omega + 31,35 \text{ k}\Omega)} = 54,59 \text{ nF}$$

$$\Rightarrow 100 \text{ nF} \Rightarrow f_{\text{gu}2\text{VE}} = 25,32 \text{ Hz}$$

$$C_{\text{AVE}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{gu}3\text{VE}} (r_{\text{aVE}2} + R_{\text{LVE}})} = \frac{1}{2\pi \cdot 46,4 \text{ Hz} \cdot (22 \text{ k}\Omega + 22 \text{ k}\Omega)} = 77,97 \text{ nF}$$

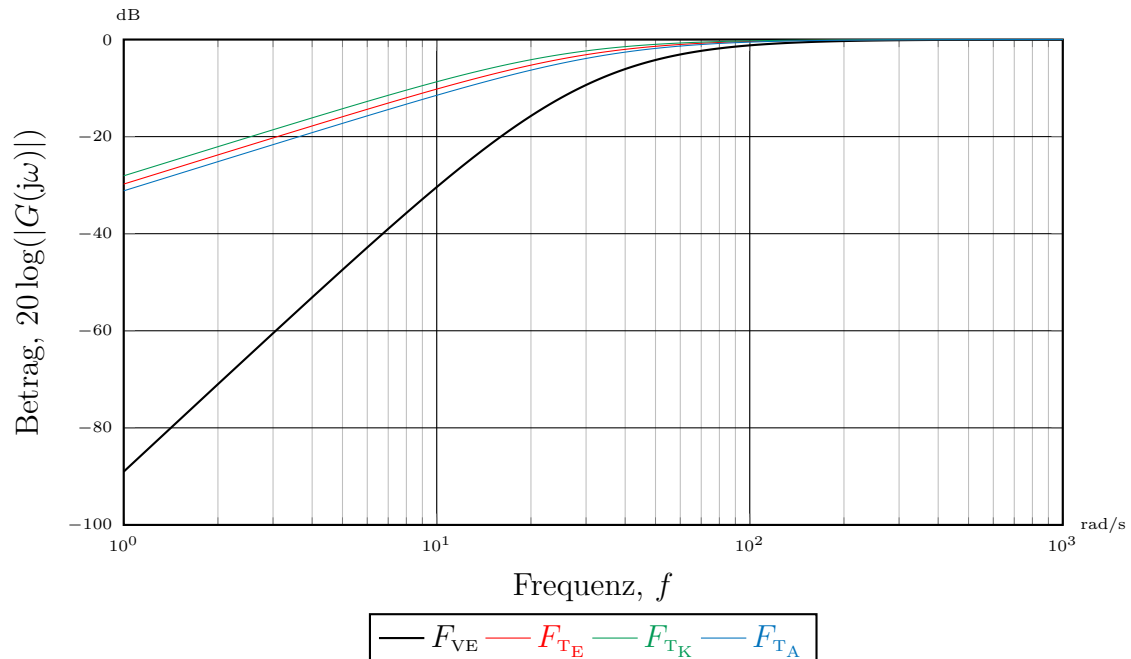
$$\Rightarrow 100 \text{ nF} \Rightarrow f_{\text{gu}3\text{VE}} = 36,17 \text{ Hz}$$

Da die sich ergebenden Kondensatoren relativ gering sind, werden etwas größere als nötig verwendet, was die Bandbreite des Leistungsverstärkers vergrößert und die untere Grenzfrequenz beträgt dann, ermittelt mit dem Computeralgebrasystem Maxima:

$$f_{\text{gu}} = 60,72 \text{ Hz}$$

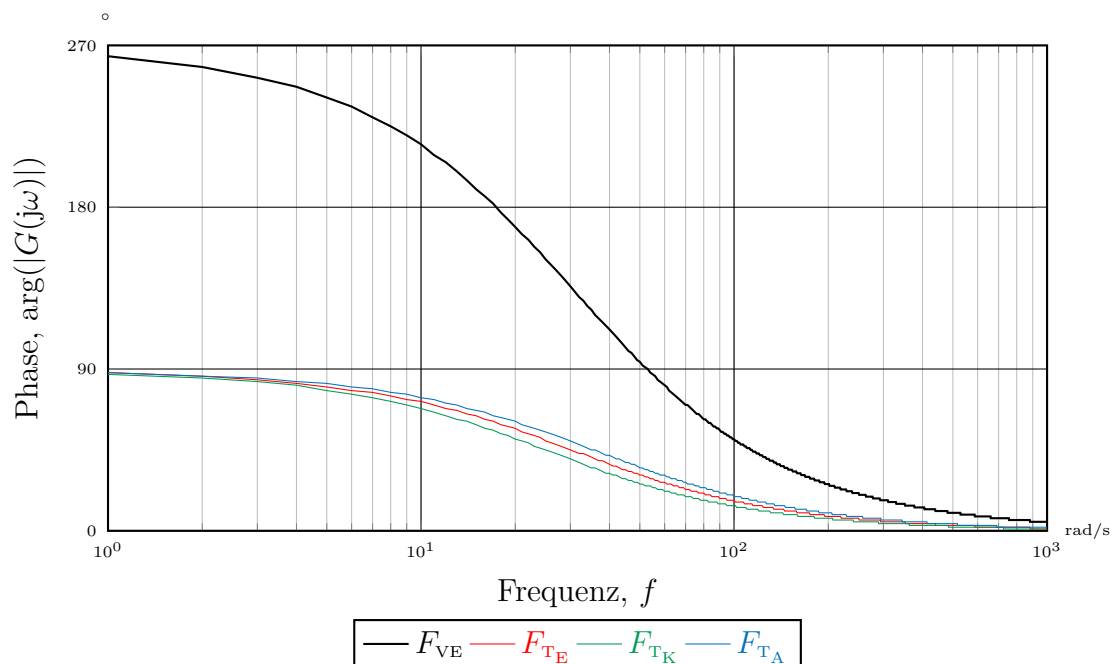
Dies ergibt dann, im unteren Frequenzbereich, folgendes Bodediagramm ohne der Verstärkung V_{uVE} :

Abbildung 2.26: Bodediagramm des zweistufigen Emittterverstärkers (unterer Frequenzbereich)



Die einzelnen Verläufe der Tiefpässe können im Bodediagramm im dB-Maß einfach zusammenaddiert werden und ergeben so den Verlauf für den Emittterverstärker im unteren Frequenzbereich.

Der Phasenverlauf zeigt dann folgendes:



Dies Abbildung zeigt sehr gut die Addition der einzelnen Hochpässe miteinander, wobei im Frequenzbereich von 1 Hz bis 1 kHz eine Phasendrehung von 270° auftritt.

Es konnte nun eine Berechnungsmethode für die untere Grenzfrequenz aufgezeigt werden, hingegen stellt die Untersuchung der oberen Grenzfrequenz sich als schwieriger heraus und wird mittels dem Simulationsprogramm durchgeführt, obwohl natürlich einfach wieder ein Ersatzschaltbild angefertigt werden könnte.

2.12.3 Aufbau und Simulation in Proteus

Der Vorverstärker kann nun mit Hilfe von Proteus aufgebaut und kontrolliert werden, um so einen Überblick auf die obere Grenzfrequenz zu erhalten.

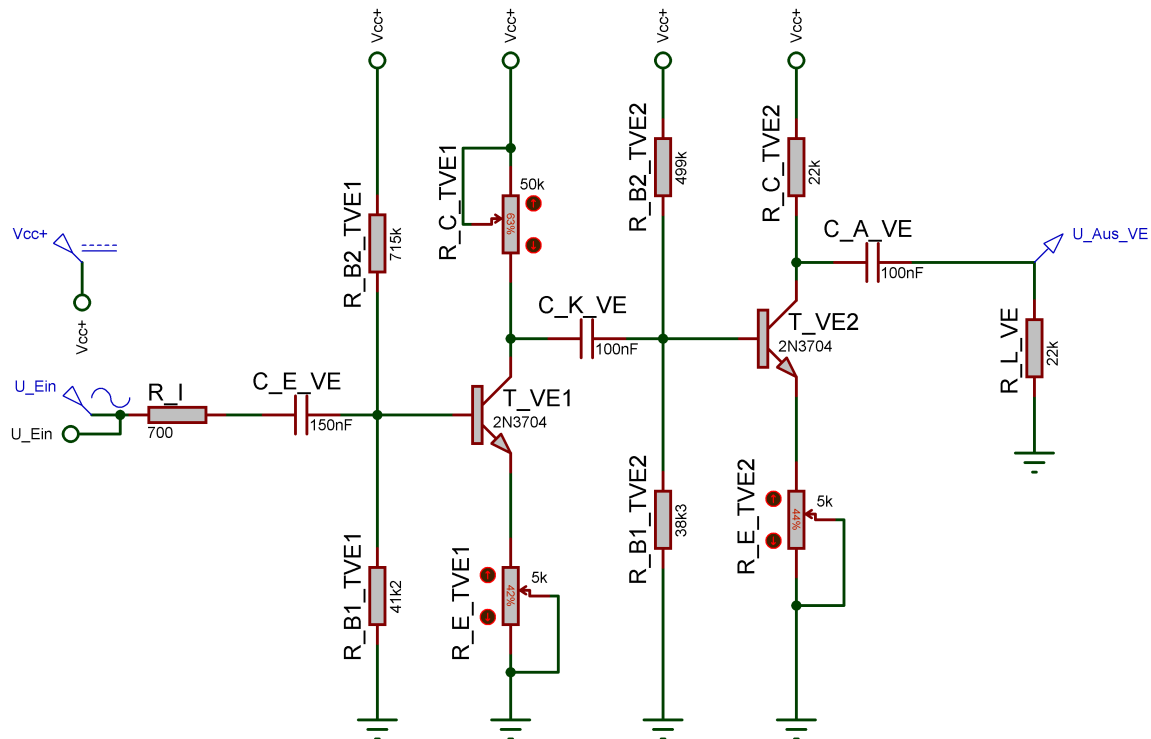


Abbildung 2.27: Simulationsschaltung des zweistufigen Emittterverstärkers (Proteus)

Die Verstärkung des Emittterverstärkers beträgt laut Proteus im Durchlassbereich maximale

$$V_{U_{VE}} = 31,26 \text{ dB}$$

Die untere Grenzfrequenz, sprich die Frequenz wo der Betrag der Verstärkung um den Faktor $\sqrt{2}$ gedämpft wird, beträgt:

$$f_{gu} = 58,88 \text{ Hz}$$

Diese Simulationswerte stimmen mit den Rechenwerten sehr gut überein, es ergeben sich natürlich kleine Abweichungen, welche sich einerseits durch vernachlässigte Kapazitäten von den Transistoren ergeben und andererseits durch die Verwendung von Näherungsformeln.

Die nachfolgende Abbildung zeigt prinzipiell den selben Verlauf, wie bei den Rechenwerten, nur dass hier natürlich auch die Verstärkung im Durchlassbereich ersichtlich ist, welche in den Abbildungen 2.26 weggelassen wurde.

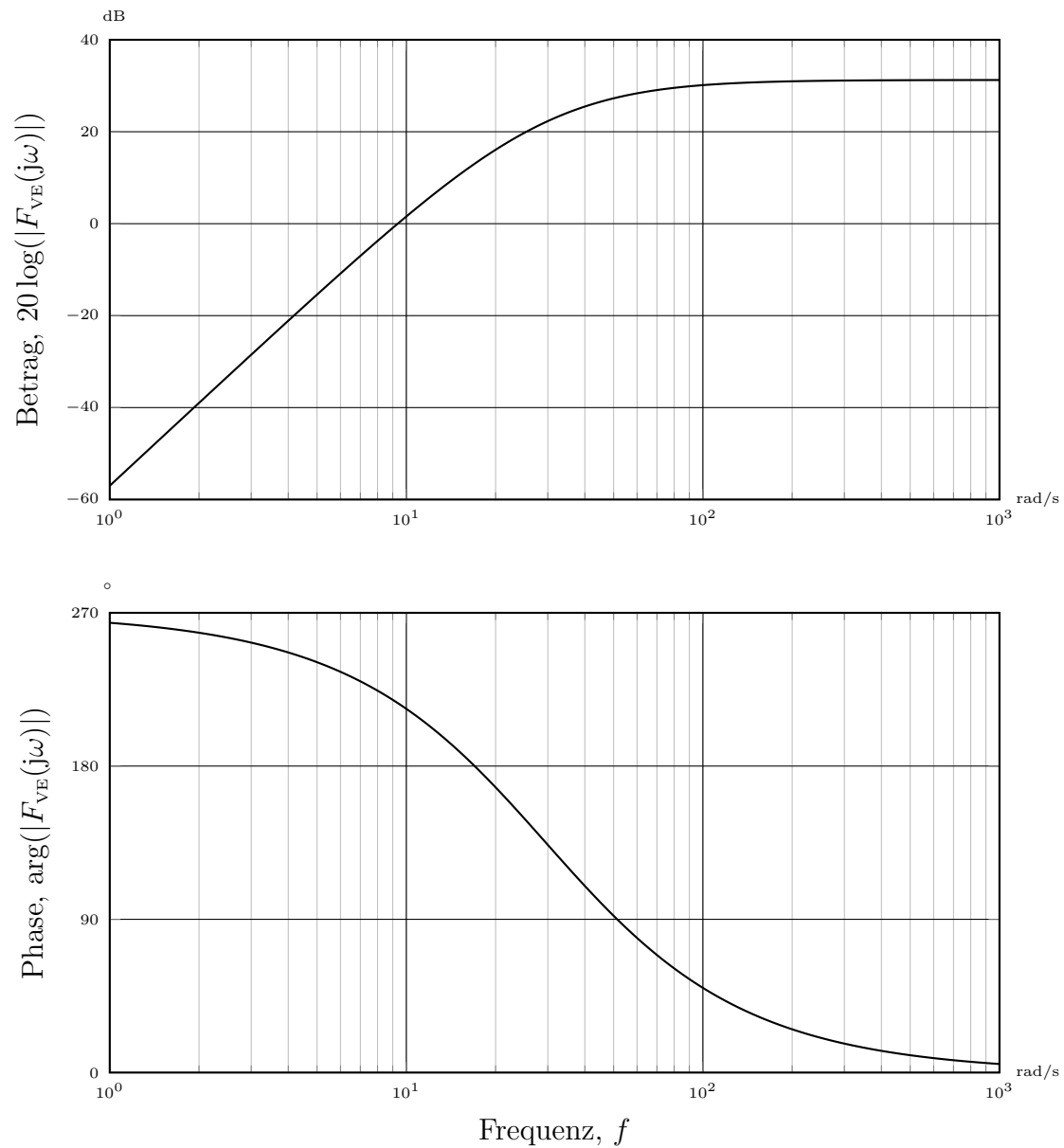


Abbildung 2.28: Simulationsergebnis des Bodediagrammes des zweistufigen Emitterverstärkers (unterer Frequenzbereich) (Proteus)

Im oberen Frequenzbereich zeigt der Verstärker folgende Eigenschaften auf:

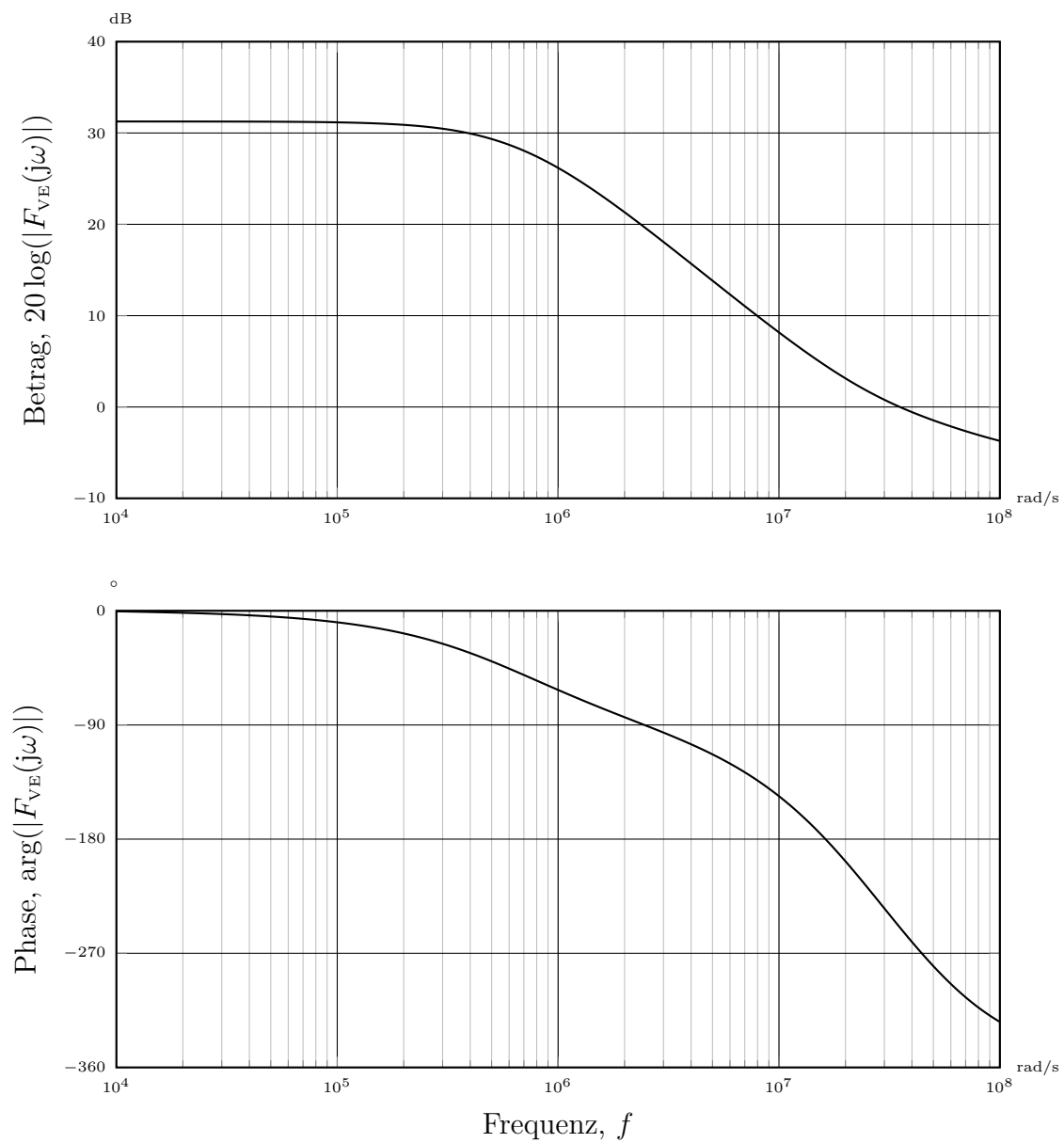


Abbildung 2.29: Simulationsergebnis des Bodediagrammes des zweistufigen Emitterverstärkers (oberer Frequenzbereich) (Proteus)

Die obere Grenzfrequenz liegt laut Simulation bei

$$f_{go} = 660 \text{ kHz}$$

und wird hauptsächlich durch die Rückwirkungskapazität C_{CB} , der Verstärkung V_U und des Kollektorwiderstandes beeinträchtigt:²

$$f_{go} \approx \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot (V_U \cdot C_{CB})} \quad (2.53)$$

2.12.4 Auswertung

Dieses Kapitel zeigte eine Möglichkeit der Dimensionierung eines mehrstufigen Emitterverstärkers, welcher nun benutzt wird, um die Differenzstufe anzusteuern. Des Weiteren wurde ersichtlich, dass bezüglich der oberen Grenzfrequenz der Lastwiderstand, auf Kosten der unteren Grenzfrequenz und des sich ergebenden Eingangswiderstandes, verringert werden kann, was in unserem Falle nicht schlecht gewesen wäre, jedoch reicht die sich ergebende Bandbreite bestimmt für die Aufgabenstellung aus.

²Achtung: Auch die Kapazitäten C_{CE} , C_{BE} und die Schaltkapazität C_S gehen prinzipiell in die Berechnung ein, werden hier aber vernachlässigt.

2.13 Zusammenschaltung & Auswertung

2.13.1 Schaltungszusammensetzung

Die einzelnen Schaltungskomponenten, welche in den vergangenen Kapiteln entwickelt wurden müssen nun richtig zusammengesetzt werden. Dabei wird das Eingangssignal von Vorverstärker um das 37-fache verstärkt und dieses Signal gelangt zu einem Eingang des Differenzverstärkers. Der zweite Eingang setzt sich aus dem gegengekoppelten Signal zusammen und es wird die Differenz beider gebildet, in ein Stromsignal umgewandelt und auf den Treiber geschaltet.

Der Treiber wandelt den Ausgangsstrom der Differenzstufe in ein Spannungssignal um, welches dann die AB-Endstufe, bestehend aus den zwei Darlingtonschaltungen, ansteuert, was einer großen Stromverstärkung entspricht. Vom Prinzip her wird immer eine Darlingtonstufe angesteuert und die entstehende Ausgangsspannung wird dann über ein Rückkopplungsnetzwerk zurückgeführt auf den Differenzverstärker. Diese Gegenkopplung sorgt dann für die noch fehlende Spannungsverstärkung.

Die Hauptaufgabe in diesem Abschnitt besteht nun in der Simulation des fertigen Leistungsverstärkers, sowie in der Untersuchung und Analyse diverser sich ergebenden Abweichungen. Anschließend ist das Bodediagramm des Verstärkers anzufertigen und auszuwerten. Die nachfolgende Abbildung zeigt dann den fertig Dimensionierten Leistungsverstärker mit all seinen Komponenten, außer der Versorgung, wobei noch ein zusätzlicher Tiefpass, bzw. 220 pF-Kondensator, bei der Treiberstufe, in die Schaltung eingefügt wurde, welcher in den vorherigen Kapiteln nicht beschrieben ist. Dieser hat die Aufgabe die Bandbreite nach oben hin zu begrenzen, um eine Entstehung einer „gefährlichen“ Mittkopplung zu verhindern.

2.13.2 Simulation und Zusammensetzung in Proteus

Die Schaltung kann nun auch in Proteus zusammengesetzt, simuliert und untersucht werden:

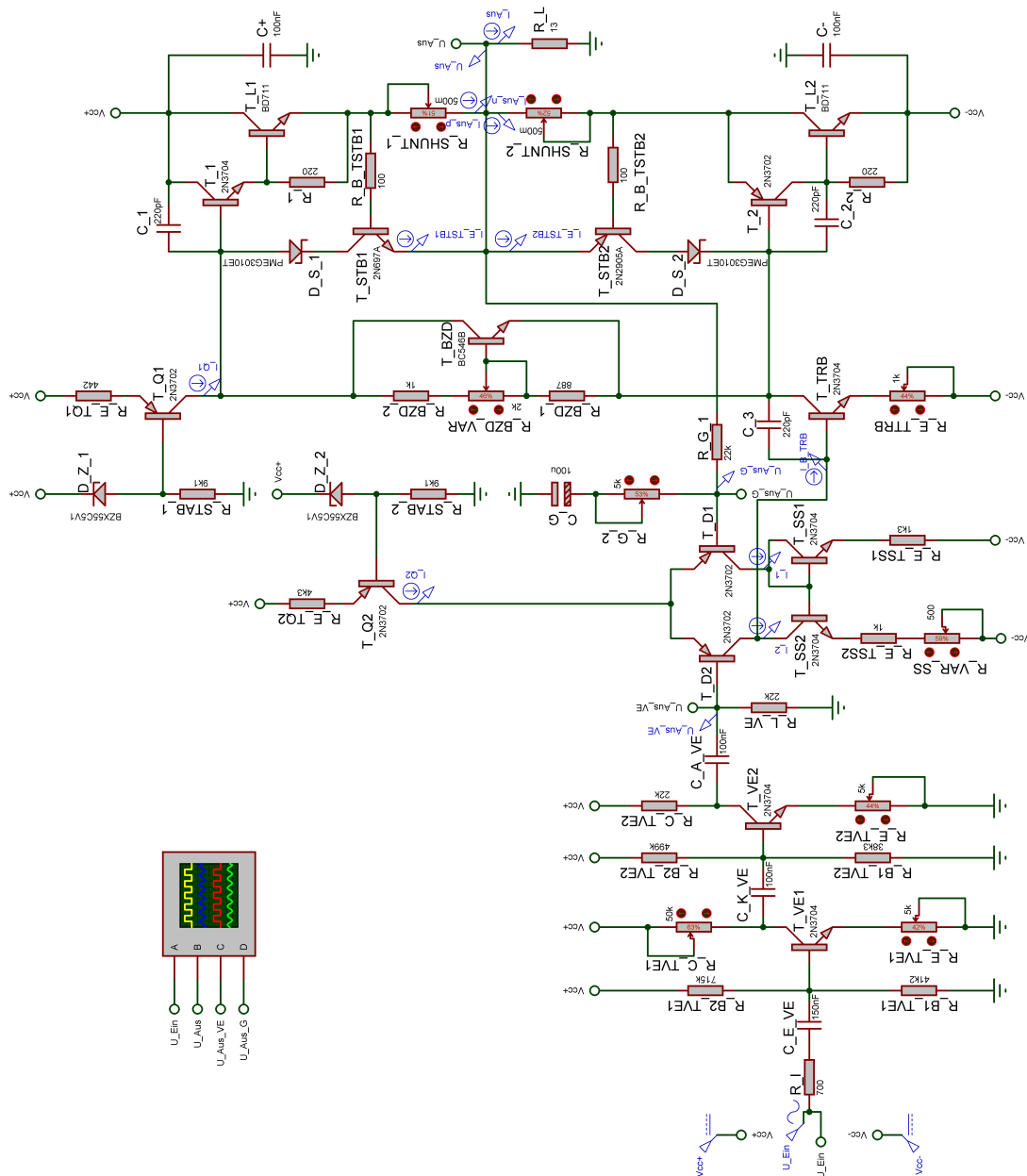


Abbildung 2.31: Simulationsschaltung des fertig dimensionierten Leistungsverstärkers mit Eingangsquelle und Last (Proteus)

Mit Hilfe der Simulationssoftware können nun die Ausgangsspannungen und -ströme, etc. zur Anzeige gebracht werden, wobei dies zweimal, einmal bei der unteren und das andere mal bei der oberen zu erzielenden Grenzfrequenz, durchgeführt und ausgewertet wurde. Bei der oberen Grenzfrequenz von 16 kHz (Soll) tritt noch keine Dämpfung auf, da die eigentliche obere Grenzfrequenz mindestens um das 10-fache höher liegt.

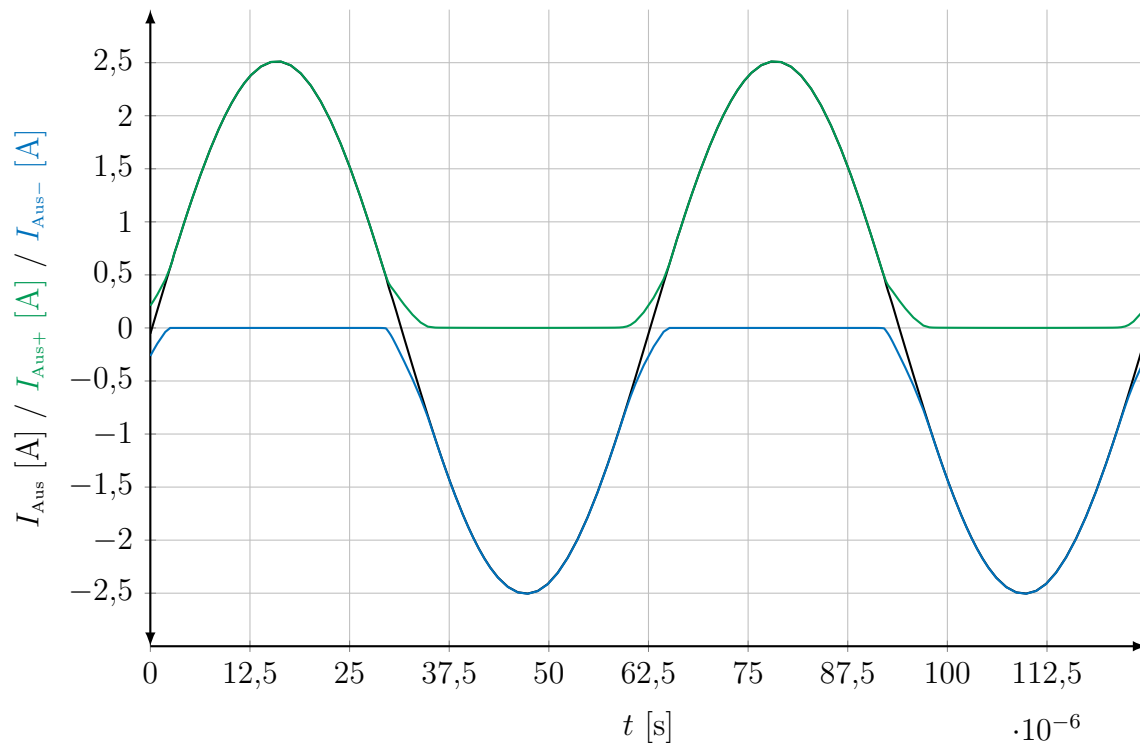


Abbildung 2.32: Simulationsergebnis der positiven & negativen Halbwelle des Laststromes I_{Aus} bei $f_{\text{goSoll}} = 16 \text{ kHz}$ (Proteus)

Hier zeigt sich ein Spitzenwert von

$$I_{\text{Aus}} = I_{\text{Ausgo}} = 2,51 \text{ A}$$

, was , bezogen auf die angegebene Anzahl der Kommastellen, gleich dem Rechenergebnis ist. In der Abbildung ist deutlich der Übergang von einer Darlingtonschaltung auf die andere ersichtlich, was auch ein Kennzeichen für einen AB-Betrieb der Endstufe darstellt.

Die Ausgangsspannung zeigt zur Eingangsspannung folgenden Verlauf bei der oberen Grenzfrequenz:

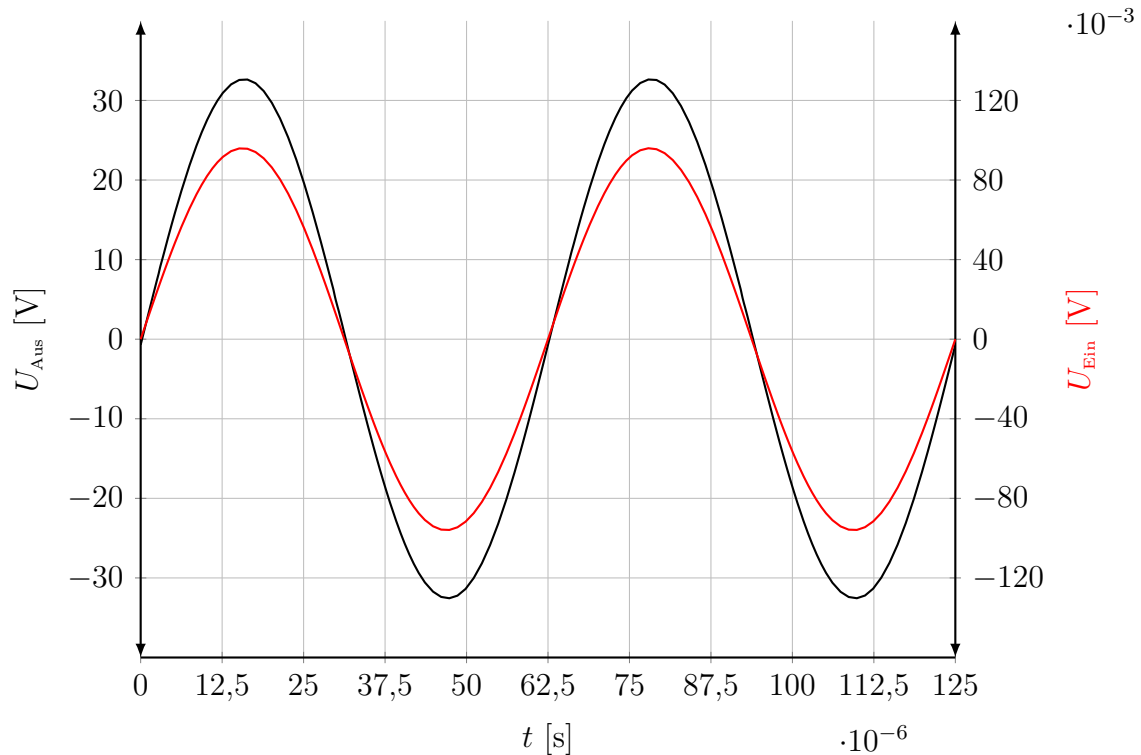


Abbildung 2.33: Simulationsergebnis der Lastspannung & Eingangsspannung bei $f_{\text{goSoll}} = 16 \text{ kHz}$ (Proteus)

Der Spitzenwert der Ausgangsspannung beträgt bei der gegebenen Eingangsquelle von 96 mV:

$$U_{\text{Aus}} = U_{\text{AusgoSoll}} = 32,6 \text{ V}$$

, was dem geforderten Wert von 32,65 V sehr nahe kommt.

Die maximale Ausgangsleistung, bei dieser Eingangsspannungsquelle beträgt:

$$P_{\text{Aus}} = U_{\text{Aus}_{\text{eff}}} \cdot I_{\text{Aus}_{\text{eff}}} = \frac{32,6 \text{ V}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2,51 \text{ A}}{\sqrt{2}} = 40,9 \text{ W} \checkmark$$

Nun folgt die Auswertung bei der zu erzielenden unteren Grenzfrequenz, was folgendes Ergebnis liefert, wobei zum Vergleich auch der Spannungsverlauf (grau) im Durchlassbereich, wo keine Dämpfung auftritt, eingezeichnet ist:

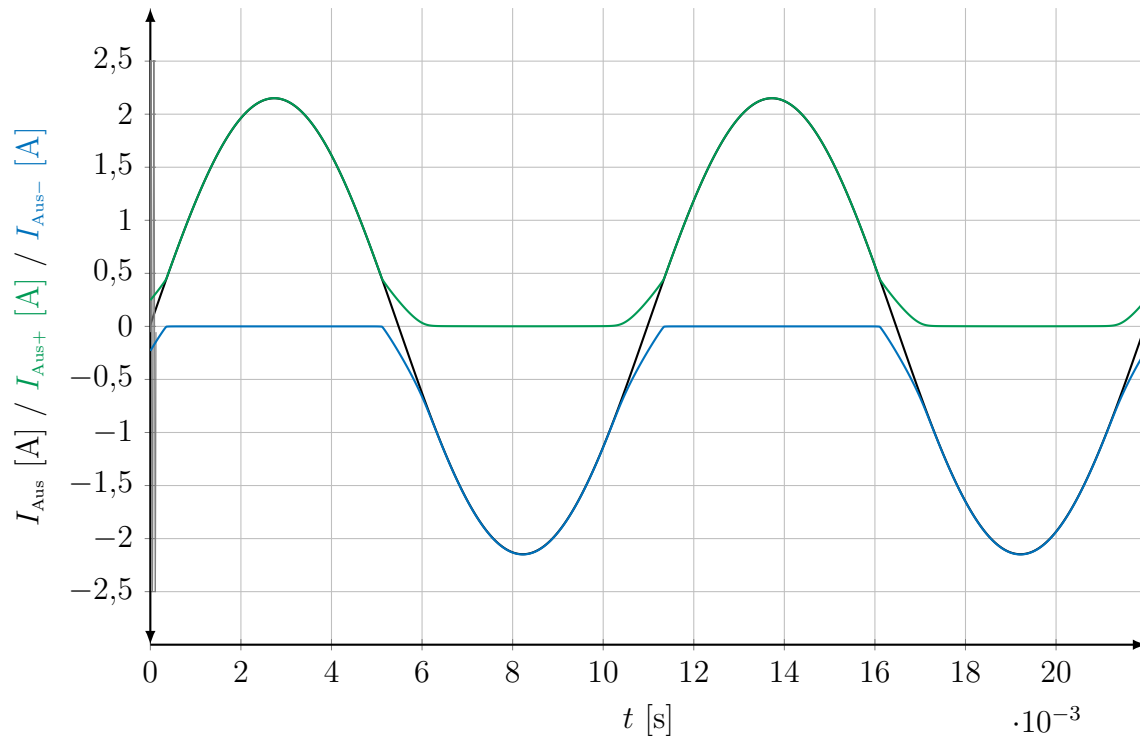


Abbildung 2.34: Simulationsergebnis der positiven & negativen Halbwelle des Laststromes I_{Aus} bei $f_{\text{guSoll}} = 91 \text{ Hz}$ (Proteus)

Der Ausgangsstrom beträgt maximal:

$$I_{\text{AusguSoll}} = 2,15 \text{ A}$$

Dies bedeutet, dass das Signal um

$$V_{\text{IguSoll dB}} = 20 \cdot \lg \left(\frac{I_{\text{AusguSoll}}}{I_{\text{Aus}}} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{2,15 \text{ A}}{2,51 \text{ A}} \right) = -1,34 \text{ dB}$$

gedämpft wurde, was zum Rechenwert von $-1,43 \text{ dB}$, in der Abb. 2.26 ersichtlich, eine Abweichung von $0,09 \text{ dB}$ aufzeigt und sich einerseits dadurch erklären lässt, dass nicht alle Hochpässe berücksichtigt bzw. die der AB-Stufe vernachlässigt wurden.

Die Spannung zeigt somit ein um 1,34 dB gedämpftes Signal gegenüber dem Maximalwert, sprich im Durchlassbereich, welcher im Bodediagramm ersichtlich ist.

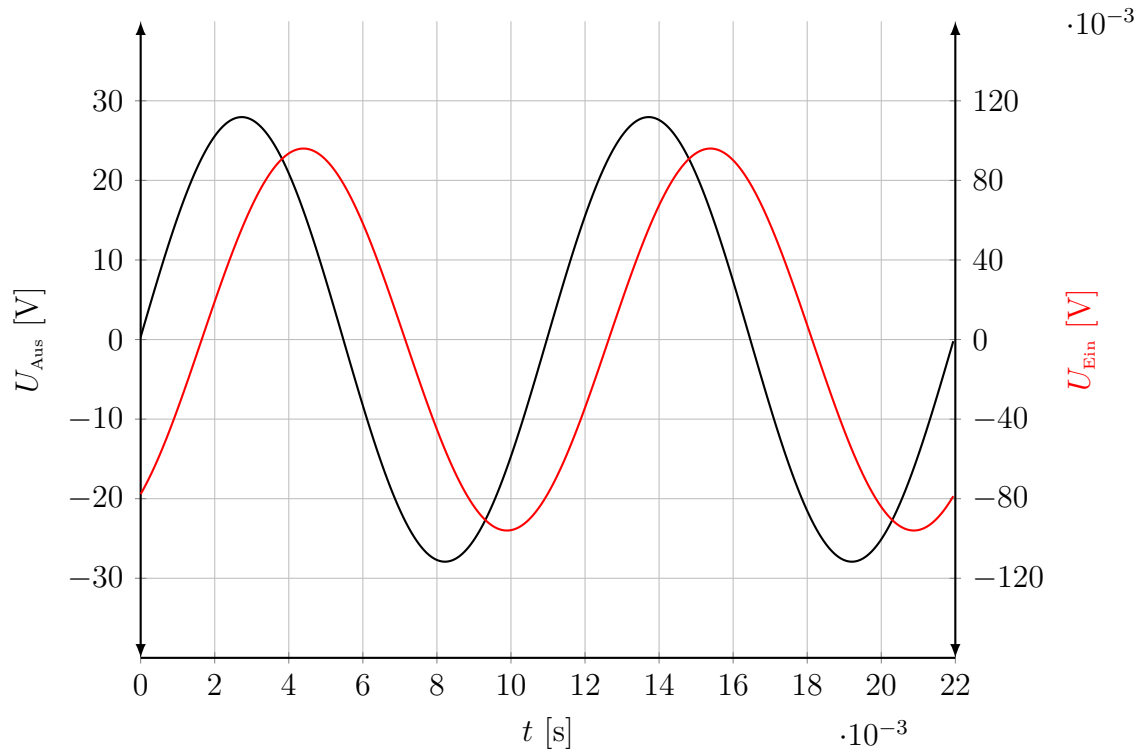


Abbildung 2.35: Simulationsergebnis der Lastspannung & Eingangsspannung bei $f_{\text{guSoll}} = 91 \text{ Hz}$ (Proteus)

Der Maximalwert ist:

$$U_{\text{AusguSoll}} = 27,93 \text{ V}$$

$$V_{\text{UguSoll dB}} = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_{\text{AusguSoll}}}{U_{\text{Aus}}} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{27,93 \text{ V}}{32,6 \text{ V}} \right) = -1,34 \text{ dB}$$

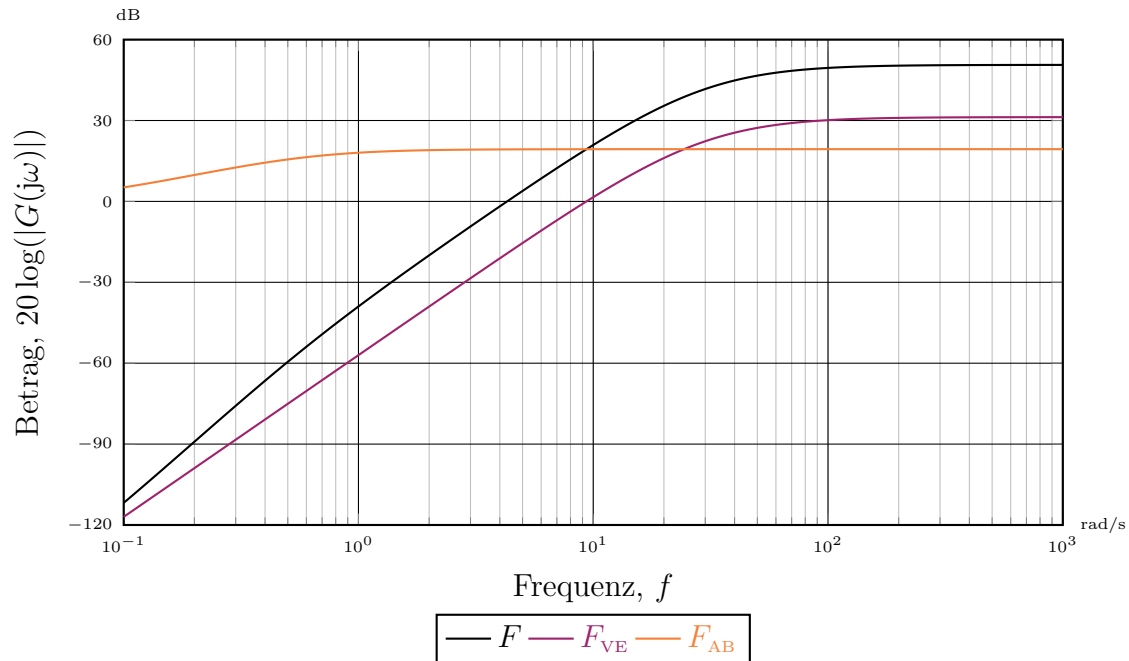
Für die Leistung bedeutet dies somit eine Dämpfung von:

$$V_{\text{PguSoll dB}} = V_{\text{IguSoll dB}} + V_{\text{UguSoll dB}} = -1,34 \text{ dB} - 1,34 \text{ dB} = -2,68 \text{ dB}$$

Des Weiteren lässt sich schon eine, je kleiner die Eingangsfrequenz wird, immer stärker werdende Phasendrehung erkennen und beträgt bei f_{guSoll} schon: $\varphi_{\text{guSoll}} = 54,3^\circ$

Das dazugehörige Bodediagramm des Leistungsverstärkers zeigt folgende Form:

Abbildung 2.36: Simulationsergebnis des Bodediagrammes des Leistungsverstärkers (unterer Frequenzbereich) (Proteus)

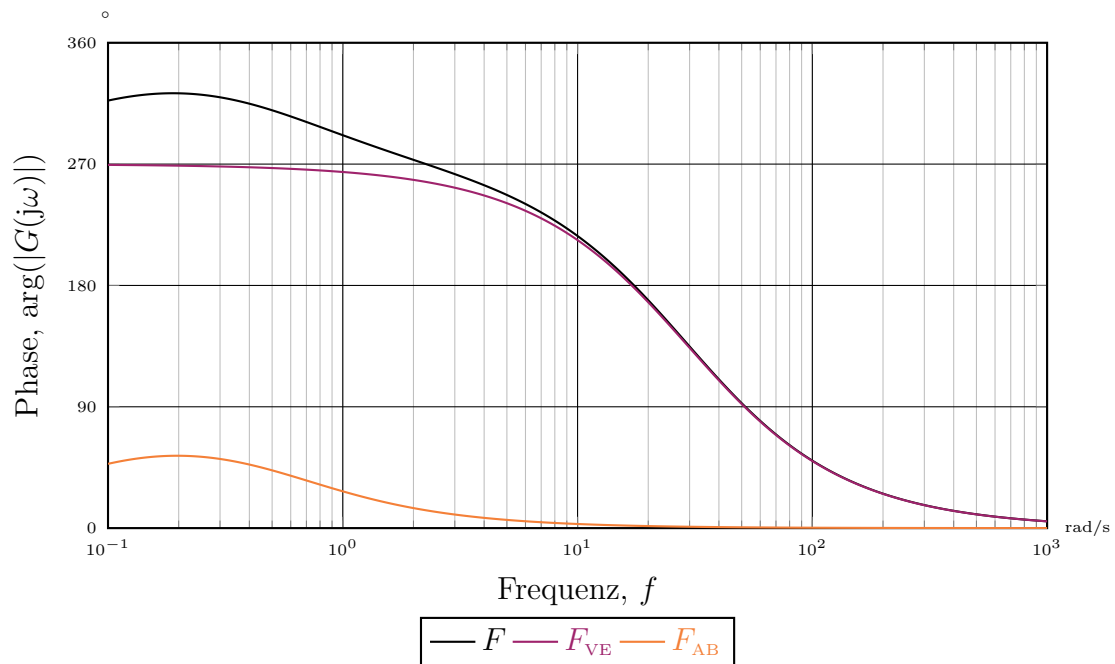


Es lässt sich sogar die Auswirkung des Kondensators im Gegenkopplungsnetzwerk bei kleinen Frequenzen ein wenig, durch die dort noch zusätzlich zum Eingangsverstärker auftretende Phasenverschiebung, dessen Verlauf im Bodediagramm 2.20 ersichtlich ist, und des kurzzeitig, steileren Abfalles im Betrag von F erkennen, sprich hier wird das PDT_1 -Element mit einer Mittenfrequenz von ca. 0,6 Hz wirksam.

Des Weiteren zeigt die Übertragungsfunktion der der angefertigten Endstufe F_{AB} eine Verstärkung von 9,3 dB, was auch schon in der Abb. 2.20 ersichtlich war, da das gegengekoppelte System im Prinzip das Bodediagramm im unteren Frequenzbereich bestimmt. Die Gesamtverstärkung des simulierten Leistungsverstärkers beträgt somit:

$$V_U = 340$$

Der Phasenverlauf im unteren Frequenzbereich zeigt, dass die Phasenverschiebung von F_{AB} , wieder dem des gegengekoppelten Systems entspricht und somit erreicht der gesamte Leistungsverstärker eine maximale Phasendrehung (unterer Frequenzbereich) von $322,6^\circ$.



Für hohe Frequenzen zeigt sich, dass im MHz -Bereich einerseits die Tiefpässe des Eingangsverstärkers und andererseits die der AB-Stufe wirksam werden:

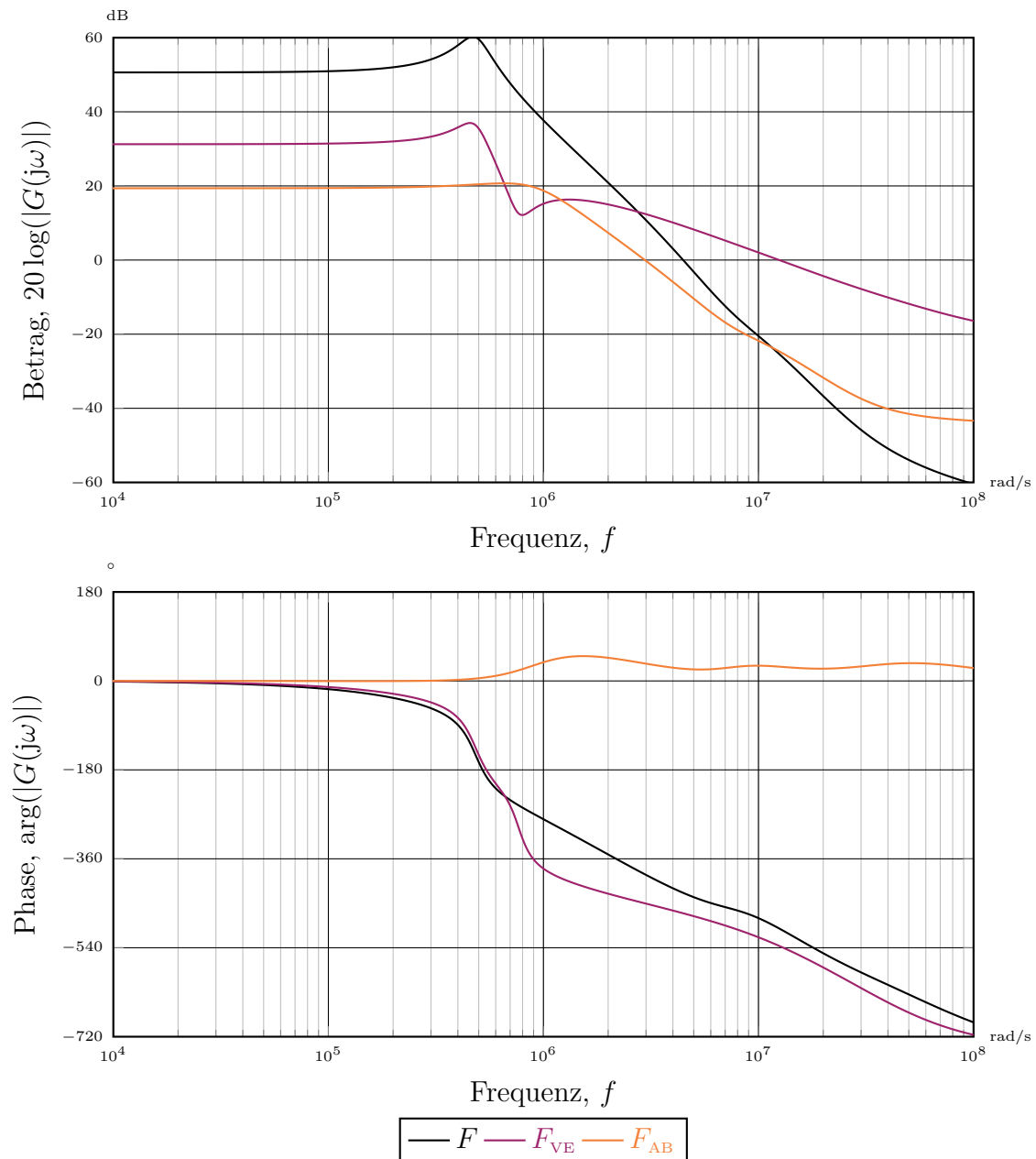


Abbildung 2.37: Simulationsergebnis des Bodediagrammes des Leistungsverstärkers (oberer Frequenzbereich) (Proteus)

Nun folgt die Untersuchung der kurzzeitigen Strombegrenzung, indem zur Simulation eine Eingangsspannung von 150 % des Nennwertes von 96 mV eingespeist und der entstehende Strom- und Spannungsverlauf bei $f = 1$ kHz analysiert wird.

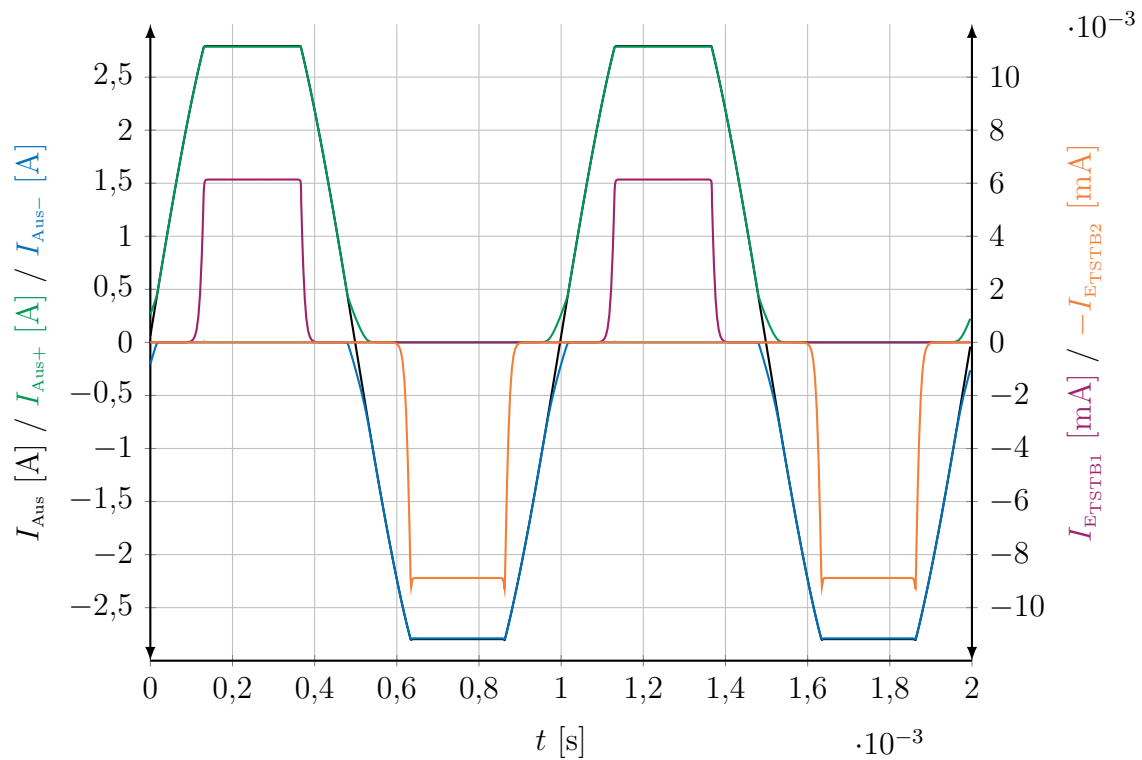


Abbildung 2.38: Simulationsergebnis der positiven & negativen Halbwelle des Laststromes I_{Aus} und der Emitterströme durch die Strombegrenzungs-transistoren $I_{\text{E_TSTB1/2}}$ bei einer Eingangsquelle von 144 mV ($\hat{=}$ 150 %) mit $f = 1$ kHz (Proteus)

Es zeigt sich, dass die Strombegrenzung bei folgenden Spitzenwerten wirksam wird:

$$I_{\text{Aus+Krit}} = 2,79 \text{ A}$$

$$I_{\text{Aus-Krit}} = -2,80 \text{ A}$$

Dies bestätigt im Prinzip, dass die gewünschte Strombegrenzung für kurzzeitige Überlastungen funktioniert, ist jedoch nicht für den Dauerkurzschluss geeignet, da sehr hohe Verluste entstehen würden, welche die Transistoren der AB-Endstufe zerstören kann.

Der Strom in den Transistoren, welche für die Kurzschlussbegrenzung verwendet werden, ist sehr gering, da diese ja nur den Basisstrom der Darlingtonstufen schalten müssen, jedoch zeigen sich Unterschiede bei der positiven und negativen Halbwelle, welche einerseits darauf rückzuführen sind, dass die eine Darlingtonstufe einen höheren Basisstrom als die andere aufweist.

Für den Spannungsverlauf am Ausgang bedeutet dies nun:

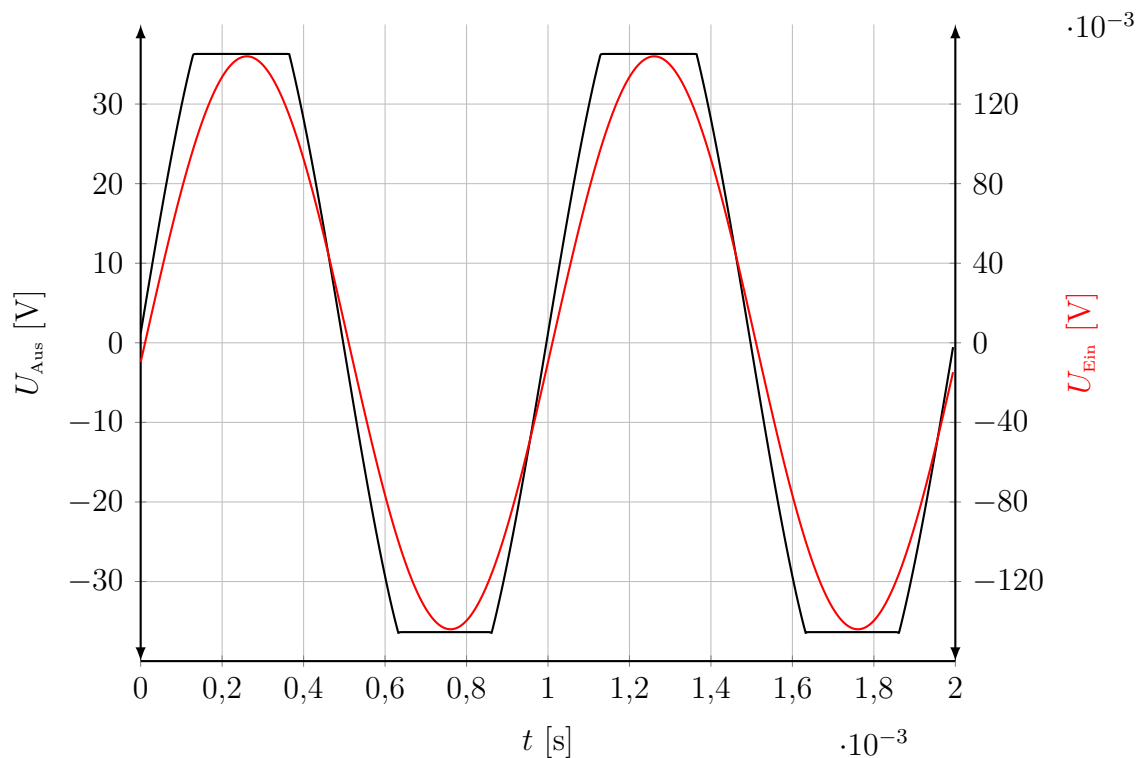


Abbildung 2.39: Simulationsergebnis der Lastspannung und Eingangsspannung bei einer Eingangsquelle von 144 mV ($\hat{=}$ 150 %) mit $f = 1$ kHz (Proteus)

Die Begrenzung der Ausgangsspannung findet somit bei

$$\begin{aligned} U_{\text{Aus}+\text{Krit}} &= 36,3 \text{ V} \\ U_{\text{Aus}-\text{Krit}} &= -36,4 \text{ V} \end{aligned}$$

statt.

3 Layout-Entwicklung

Für die Entwicklung des Layouts wurde „Schritt für Schritt“ vorgegangen und darauf geachtet, die Versorgungen möglichst parallel zur Masse zu verlegen.

Es sind dabei die einzelnen Bauteile so zu platzieren, dass sich die Verbindungen (, so gut wie möglich,) nicht überschneiden und das Ganze natürlich auch eine bestimmte Form aufweist. Des Weiteren sind 90°-Winkeln, wenn möglich, und lange Leitungen zu vermeiden. Die Verbindungslinien **Bottom Copper** & **Top Copper** weisen dabei eine durchschnittliche Dicke von T30, was bei kleinen Strömen sicherlich genügen sollte. Für die Versorgungsleitungen $V_{CC+/-}$, Masseverbindungen GND und den Leitungen mit dem Laststrom wird T50 verwendet.

Am Schluss wird noch der Rand der Platine mit **Board Edge** festgelegt, dabei sollte darauf geachtet werden, dass ein gewisser Mindestabstand zwischen Leitungen und Rand der Platine eingehalten wird, wobei jedoch NICHT darauf vergessen werden darf, dass gewisse Kühlkörper noch platz haben sollten und obwohl keine Berechnungen für diese durchgeführt wurden, wurde das Layout trotzdem dementsprechend entwickelt, dass diese noch Platz finden würden.

Das Platinen-Layout wurde mit der Simulationssoftware Proteus und dem Zusatzpaket ARES erstellt und zeigt folgendes Bild:

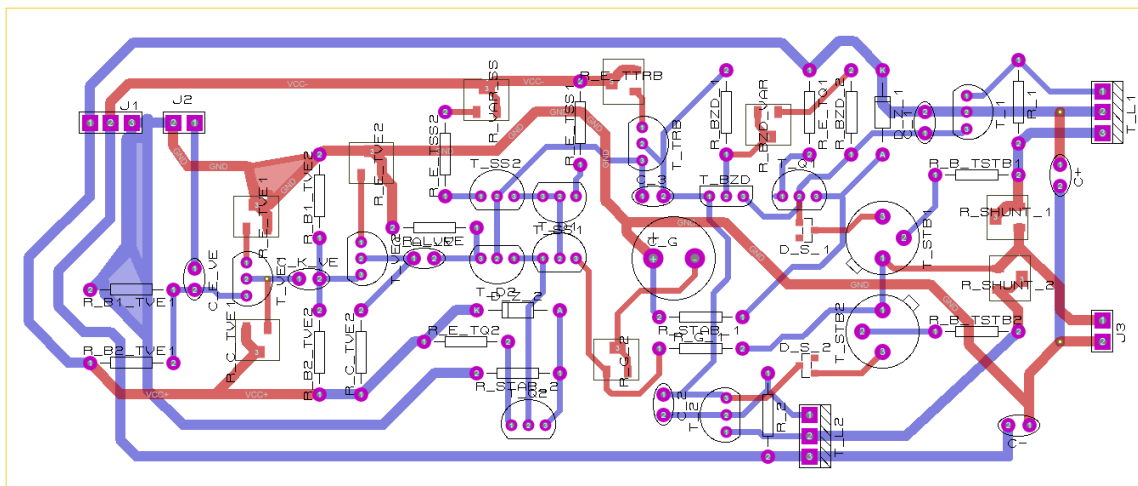


Abbildung 3.1: Platinen-Layout des Leistungsverstärkers

Das nachfolgende Bild zeigt nun eine 3D-Visualisierung des Leistungsverstärkers und soll einen Überblick über dessen Größe verschaffen:

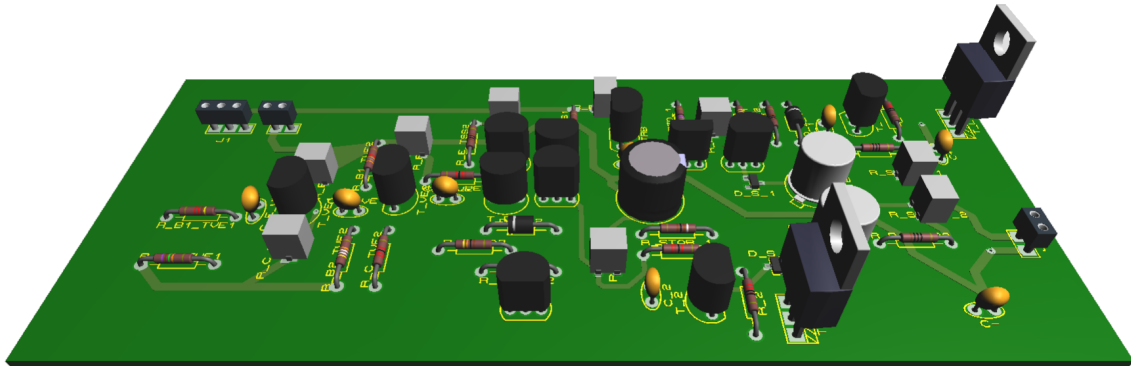


Abbildung 3.2: 3D-Visualisierung des PCB-Layouts vom Leistungsverstärker

Die Abbildung dient hier eigentlich nur dazu, um zu zeigen, dass die Zugänglichkeit, zu Anschlussklemmen, Verstellerschrauben von Potis, etc. gegeben ist.

Für eine Anfertigung eines Platinenlayouts kann in Proteus einfach ein Print mit, einmal **Board Edge & Bottom Copper** und ein zweites mal mit **Board Edge & Top Copper** erzeugt werden.

4 Produktmanagement

Der erste Bestandteil hier ist die Stückliste und die Kalkulation der Produktionskosten der Schaltung, wobei Kühlelemente und die Versorgung nicht in die Berechnung mit eingeflossen sind und die Kalkulationskosten keine Mengenrabatte, etc. beinhalten.

Abk.	Bauelement / Bestelldaten	Typ / Beschreibung	Anbieter	€
T_{L1}	Transistor Reichelt-Nr.: BD 711	BD711	Reichelt	0,870
T_{L2}	Transistor Reichelt-Nr.: BD 711	BD711	Reichelt	0,870
T_1	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3704	2N3704	Mouser	0,549
T_{TRB}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3704	2N3704	Mouser	0,549
T_{SS1}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3704	2N3704	Mouser	0,549
T_{SS2}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3704	2N3704	Mouser	0,549
T_{VE1}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3704	2N3704	Mouser	0,549
T_{VE2}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3704	2N3704	Mouser	0,549
T_2	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3702	2N3702	Mouser	0,421
T_{Q1}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3702	2N3702	Mouser	0,421
T_{Q2}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3702	2N3702	Mouser	0,421

T_{D1}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3702	2N3702	Mouser	0,421
T_{D2}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N3702	2N3702	Mouser	0,421
T_{STB1}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N697A	2N697A	Mouser	1,750
T_{STB2}	Transistor Mouser-Nr.: 610-2N2905A	2N2905A	Mouser	1,750
T_{BZD}	Transistor Reichelt-Nr.: BC 546B	BC546B	Reichelt	0,040
D_{Z1}	Zener-Diode Mouser-Nr.: 821-BZX55C5V1	BZX55C5V1	Mouser	0,130
D_{Z2}	Zener-Diode Mouser-Nr.: 821-BZX55C5V1	BZX55C5V1	Mouser	0,130
D_{S1}	Schottky-Diode Conrad-Nr.: 1111639 - 62	PMEG3010ET	Conrad	0,460
D_{S2}	Schottky-Diode Conrad-Nr.: 1111639 - 62	PMEG3010ET	Conrad	0,460
R_{BSTB1}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 100	100 Ω	Reichelt	0,083
R_{BSTB2}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 100	100 Ω	Reichelt	0,083
R_1	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 220	220 Ω	Reichelt	0,083
R_2	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 220	220 Ω	Reichelt	0,083
R_{ETQ1}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 442	442 Ω	Reichelt	0,083
R_{BZD1}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 887	887 Ω	Reichelt	0,083
R_{BZD2}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 1,00K	1000 Ω	Reichelt	0,083
R_{ETSS2}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 1,00K	1000 Ω	Reichelt	0,083

R_{ETSS1}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 1,30K	1300 Ω	Reichelt	0,083
R_{ETQ2}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 4,30K	4300 Ω	Reichelt	0,083
R_{STAB1}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 9,10K	9100 Ω	Reichelt	0,083
R_{STAB2}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 9,10K	9100 Ω	Reichelt	0,083
R_{G1}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 22,0K	22000 Ω	Reichelt	0,083
R_{LVE}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 22,0K	22000 Ω	Reichelt	0,083
R_{CTVE2}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 22,0K	22000 Ω	Reichelt	0,083
R_{B1TVE2}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 71-CMF5038K300FHEB	38300 Ω	Mouser	0,416
R_{B1TVE1}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 41,2K	41200 Ω	Reichelt	0,083
R_{B2TVE2}	Metallschichtwiderstand Reichelt-Nr.: METALL 499K	499000 Ω	Reichelt	0,083
R_{B2TVE1}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 66-RC55LF-D-715K	715000 Ω	Reichelt	1,990
R_{VARSS}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 652-3214W-1-501E	500 Ω	Mouser	3,010
R_{ETTRB}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 652-3214W-1-102E	1000 Ω	Mouser	3,010
R_{BZDVAR}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 652-3214W-1-202E	2000 Ω	Mouser	3,010
R_{G2}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 652-3214W-1-502E	5000 Ω	Mouser	3,010
R_{ETVE2}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 652-3214W-1-502E	5000 Ω	Mouser	3,010
R_{ETVE1}	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 652-3214W-1-502E	5000 Ω	Mouser	3,010

$R_{C_{TVE1}}$	Metallschichtwiderstand Mouser-Nr.: 652-3214W-1-503E	50000 Ω	Mouser	3,010
C_+	Keramikkondensator RS-Nr.: 653-0210	100 nF	RS- Components	0,481
C_-	Keramikkondensator RS-Nr.: 653-0210	100 nF	RS- Components	0,481
C_1	Keramikkondensator RS-Nr.: 789-9282	220 pF	RS- Components	0,154
C_2	Keramikkondensator RS-Nr.: 789-9282	220 pF	RS- Components	0,154
C_3	Keramikkondensator RS-Nr.: 789-9282	220 pF	RS- Components	0,154
C_{AVE}	MKT-Kondensator RS-Nr.: 210-8718	100 nF	RS- Components	1,740
C_{KVE}	MKT-Kondensator RS-Nr.: 210-8718	100 nF	RS- Components	1,740
C_{EVE}	MKT-Kondensator RS-Nr.: 117-741	150 nF	RS- Components	0,208
C_G	Elektrolytkondensator RS-Nr.: 737-4421	100 μ F	RS- Components	0,381
X_{Ein}	5mm PCB terminal block, low profile, 2P RS-Nr.: 897-0843		RS- Components	0,273
X_{Aus}	5mm PCB terminal block, low profile, 2P RS-Nr.: 897-0843		RS- Components	0,273
X_{Vcc}	5mm PCB terminal block, low profile, 3P RS-Nr.: 897-0730		RS- Components	0,324

Tabelle 4.1: Stückliste der Bauelemente

Die Gesamtkosten der Bauelemente beträgt somit 43,11 €, wobei noch die Versorgung, die Kühlung und die Platinenherstellung, welche auch selbst hergestellt werden kann, mit kalkuliert werden muss.

Nun wird noch ein Produkt-Datenblatt für diesen Leistungsverstärker angefertigt.

Datenblatt des Leistungsverstärkers

Der Leistungsverstärker mit einer AB-Endstufe ist für eine Eingangsquelle mit einem Innenwiderstand von $R_i = 700 \Omega$ und $\hat{u}_e = 96 \text{ mV}$ ausgelegt. Die Auslegung bezüglich der Last mit $R_L = 13 \Omega$ erfolgt für eine Leistung von 41 W und einem Bemessungsstrom von $2,51 \text{ A}$.

Die benötigte, symmetrische Versorgungsspannung mit $+48 \text{ V} / -48 \text{ V} / \text{GND}$ muss an den Klemmen X_V zur Verfügung gestellt werden, wobei ein Kurzschlussschutz vorzusehen ist. Bei kurzzeitige Überlastungen erfolgt ab $2,8 \text{ A}$ eine Begrenzung der Ausgangsspannung / -strom.

Klemme	Anschluss: Beschreibung
X_V (J1)	1: positive Versorgungsspannung V_{CC+} 2: negative Versorgungsspannung V_{CC-} 3: Bezugspotential GND
X_{Ein} (J2)	1: Eingang U_{Ein} 2: Bezugspotential GND
X_{Aus} (J3)	1: Ausgang U_{Aus} 2: Bezugspotential GND

Der Leistungsverstärker ist für kurzzeitige Überlastungen ausgelegt und begrenzt den Ausgang bei $I_{\text{Aus}} = \pm 2,8 \text{ A}$ & $U_{\text{Aus}} = \pm 36,35 \text{ V}$.

Symbol	Parameter	Messbedingungen	Typ	Einheit
V_{CC+}	Versorgung (positiv)	—	48	V
V_{CC-}	Versorgung (negativ)	—	-48	V
\hat{u}_{Ein}	Eingangsspannung	5 kHz	96	mV
P_{Aus}	Ausgangsleistung	$\hat{u}_{\text{Ein}} = 96 \text{ mV}$, 5 kHz	40,9	W
I_{Aus}	Ausgangsstrom	$\hat{u}_{\text{Ein}} = 96 \text{ mV}$, 5 kHz	2,5	A
f_{gu}	untere Grenzfrequenz	$\hat{u}_{\text{Ein}} = 96 \text{ mV}$	58,88	Hz
f_{go}	obere Grenzfrequenz	$\hat{u}_{\text{Ein}} = 96 \text{ mV}$	—*	kHz

* muss noch experimentiell bestimmt werden.

Für den Fall eines Kurzschlusses oder längeren Überlastungen ist für eine Kühlung vor allem der Leistungstransistoren zu sorgen.

5 Resümee

Durch dieses Projekt konnten nun die im Theorie-unterricht erlernten Kenntnisse bezüglich der Dimensionierung eines Leistungsverstärkers gewonnen werden. Falls der gewünschte Frequenzbereich zu groß sein sollte, kann eine Verkleinerung der Bandbreite durch Verkleinerung bzw. Vergrößerung der im Projekt dafür hauptverantwortlichen Kondensatoren erfolgen.

Eine Berechnung der Verlustleistung und Dimensionierung der Kühlelemente wurde nicht durchgeführt, ist jedoch zwingend notwendig, falls dieser Verstärker aufgebaut werden sollte. Danach sind Messungen durchzuführen, um so auf die optimalen Bauteilgrößen, vor allem dort wo Potentiometer beim Erstversuch verwendet werden, zu finden.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Darlingtonstufe	6
2.2	Komplementärdarlingtonstufe	6
2.3	Schaltungsschema der Quasi-Komplementärendstufe im AB-Betrieb ohne Strombegrenzung	7
2.4	Schaltung zur einfache Strombegrenzung für kurzzeitige Überlastungen	10
2.5	Kennlinie einer bipolaren Z-Diode	12
2.6	Schaltung zur Vorspannungserzeugung mit einer bipolaren Z-Diode .	13
2.7	Simulationsschaltung der bipolaren Z-Diode (Proteus)	15
2.8	Simulationsergebnis der Vorspannung in Abhängigkeit des Widerstan- des R_{BZDVAR}	16
2.9	Schaltung der Stromquelle Q_1	17
2.10	Simulationsschaltung der Stromquelle Q_1 (Proteus)	19
2.11	Simulationsergebnis des Quellenstromes in Abhängigkeit des Wider- standes R_{LQ1} (Proteus)	20
2.12	Schaltung der Treiberstufe	21
2.13	Schaltungsschema der Differenzstufe	23
2.14	Schaltung der Stromquelle Q_2	25
2.15	Simulationsschaltung der Stromquelle Q_2 (Proteus)	27
2.16	Simulationsergebnis des Quellenstromes in Abhängigkeit des Wider- standes R_{LQ2} (Proteus)	28
2.17	Schaltung des Stromspiegels	29
2.18	Blockschaltbild der AB-Endstufe	31
2.19	Schaltung des gegengekoppelten Systems	32
2.20	Bodediagramm des gegengekoppelten Systems	34
2.21	Simulationsschaltung des gegengekoppelten Systems (Proteus)	35
2.22	Simulationsergebnis des Bodediagramms des gegengekoppelten Sys- tems (Proteus)	35
2.23	Schaltung des zweistufigen Emittterverstärkers	37
2.24	Blockschaltbild des zweistufigen Emittterverstärkers	38
2.25	Ersatzschaltbilder der Hochpässe im zweistufigen Emittterverstärker .	42
2.26	Bodediagramm des zweistufigen Emittterverstärkers (unterer Frequen- zbereich)	44

2.27	Simulationsschaltung des zweistufigen Emittterverstärkers (Proteus) .	46
2.28	Simulationsergebnis des Bodediagrammes des zweistufigen Emittterverstärkers (unterer Frequenzbereich) (Proteus)	47
2.29	Simulationsergebnis des Bodediagrammes des zweistufigen Emittterverstärkers (oberer Frequenzbereich) (Proteus)	48
2.30	Schaltung des fertig dimensionierten Leistungsverstärkers mit Eingangsquelle und Last	51
2.31	Simulationsschaltung des fertig dimensionierten Leistungsverstärkers mit Eingangsquelle und Last (Proteus)	52
2.32	Simulationsergebnis der positven & negativen Halbwelle des Laststromes I_{Aus} bei $f_{\text{goSoll}} = 16 \text{ kHz}$ (Proteus)	53
2.33	Simulationsergebnis der Lastspannung & Eingangsspannung bei $f_{\text{goSoll}} = 16 \text{ kHz}$ (Proteus)	54
2.34	Simulationsergebnis der positven & negativen Halbwelle des Laststromes I_{Aus} bei $f_{\text{guSoll}} = 91 \text{ Hz}$ (Proteus)	55
2.35	Simulationsergebnis der Lastspannung & Eingangsspannung bei $f_{\text{guSoll}} = 91 \text{ Hz}$ (Proteus)	56
2.36	Simulationsergebnis des Bodediagrammes des Leistungsverstärkers (-unterer Frequenzbereich) (Proteus)	57
2.37	Simulationsergebnis des Bodediagrammes des Leistungsverstärkers (-oberer Frequenzbereich) (Proteus)	59
2.38	Simulationsergebnis der positven & negativen Halbwelle des Laststromes I_{Aus} und der Emittterströme durch die Strombegrenzungstransistoren $I_{\text{ETSTB1/2}}$ bei einer Eingangsquelle von 144 mV ($\hat{=} 150 \%$) mit $f = 1 \text{ kHz}$ (Proteus)	60
2.39	Simulationsergebnis der Lastspannung und Eingangsspannung bei einer Eingangsquelle von 144 mV ($\hat{=} 150 \%$) mit $f = 1 \text{ kHz}$ (Proteus) . .	61
3.1	Platinen-Layout des Leistungsverstärkers	62
3.2	3D-Visualisierung des PCB-Layouts vom Leistungsverstärker	63

Tabellenverzeichnis

2.1	Kenngrößen der Ausgangstransistoren der AB-Endstufe	8
2.2	Kenngrößen der Transistoren für die Strombegrenzung	11
2.3	Kenngrößen des Transistores für die bipolare Z-Diode (Proteus) . . .	14
2.4	Kenngrößen des Transistores für die Stromquelle Q_1	18
2.5	Kenngrößen des Transistores für die Treiberstufe	22
2.6	Kenngrößen der Transistoren für die Differenzstufe	24
2.7	Kenngrößen des Transistores für die Stromquelle Q_2	26
2.8	Kenngrößen der Transistoren für den Stromspiegel	30
2.9	Kenngrößen der Transistoren für den zweistufigen Emittterverstärker .	38
4.1	Stückliste der Bauelemente	67

Literaturverzeichnis

- [1] **Vogel:** Grundsaltungen. Elektronik 3. Würzburg 2013, 17. Auflage, GmbH & Co. KG, ISBN: 978-3-8343-3286-8

Quellenverzeichnis

- [1] https://en.wikipedia.org/wiki/Current_mirror
(aufgerufen am: 20.Dezember.2015)

Abkürzungsverzeichnis

Abb.	Abbildung
Abk.	Abkürzung
AP	Arbeitspunkt
ARES	Advanced Routing and Editing Software
bzw.	beziehungsweise
ca.	circa
Co.	Compagnie
Dipl.-Ing.	Diplom-Ingenieur
Dr.	Doktor
engl.	englisch
etc.	et cetera
GmbH	Gesellschaft mit beschränkter Haftung
HTBL u. VA	höhere technische Bundeslehr- und Versuchsanstalt
ISIS	Intelligent Schematic Input System
Kap.	Kapitel
KG	Kommanditgesellschaft
z. B.	zum Beispiel