

Skriptum zum Praktikum

Schaltungstechnik

NF-Leistungsverstärker

Sommersemester 2016

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern	2
2.1. Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schallleistung	2
2.2. Lautsprecher	3
3. Anforderungsliste	7
4. Bereitstellen der Leistung am Lautsprecher	8
4.1. Bereitstellen des Stromes des AB-Verstärkers	11
5. Der Differenzverstärker	13
6. Der Leistungsverstärker als rückgekoppeltes System	15
6.1. Gegenkopplung	15
6.2. Das Hauptzweitor	17
6.3. Das Rückkoppelzweitor	18
6.4. Begrenzung der Bandbreite	18
7. Gesamtschaltung und Platinenlayout	22
8. Vorbereitende Aufgaben	25
9. Praktische Aufgaben	27
A. Ausarbeitung	29
B. Datenblätter	30

1. Einleitung

Dieser Teil des Praktikumsskriptes behandelt den NF-Leistungsverstärker, der als letzte Einheit auf dem elektrischen Signalweg auch als Endstufe bezeichnet wird. In diesem Praktikum soll die Endstufe das Audiosignal bestehend aus dem Signal aus einem MP3-Player und dem Signal aus dem Mikrofon verstärken und an den Lautsprecher weitergeben. Da der Lautsprecher viel elektrische Leistung benötigt, ist die Verwendung eines sog. AB-Verstärkers sinnvoll, da dieser einen höheren Wirkungsgrad der Endstufe erzielt als eine einfache Transistorgrundschialtung, wie sie beispielsweise im Versuch 1 Transistorgrundschialtungen aufgebaut wird.

Im ersten Teil der Versuchsbeschreibung in Abschnitt 2 wird detailliert auf physikalische Größen wie Lautstärkeempfinden, Schalldruck bzw. Schalleistung eingegangen. Darauf folgend wird die prinzipielle Funktionsweise eines Lautsprechers besprochen und wie er aus einer elektrischen Größe (beispielsweise die Spannung am Lautsprecher) einen Schalldruck erzeugt.

In Abschnitt 3 werden die zentralen Eigenschaften besprochen, die der Leistungsverstärker haben soll, wie beispielsweise die maximale Leistung am Lautsprecher oder die geforderte Linearität über dem hörbaren Frequenzbereich.

Nachfolgend wird in Abschnitt 4 der in diesem Versuch genutzte Klasse-AB Verstärker vorgestellt. Darauf folgend wird der Differenzverstärker in Abschnitt 5 dargestellt, der für die Gegenkopplung der Schaltung benötigt wird. In Abschnitt 6 wird die gesamte rückgekoppelte Schaltung besprochen, die aus einem Haupt- und einem Rückkoppelzweig besteht.

Ein Hinweis zum Arbeitsaufwand für diesen Versuch: Mit der hier besprochenen Schaltung wird ein weiterer Bereich der in der Vorlesung Schaltungstechnik besprochenen Themen abgedeckt. Da es organisatorisch nicht möglich ist, dass jede Gruppe diesen Versuch erst am Ende des Semesters durchführt, wird zum Teil gefordert, sich mit den entsprechenden Kapiteln im Vorlesungsskript auseinanderzusetzen. Die gründliche Vor- und Nachbereitung und die sorgfältige Durchführung dieses Versuches – und des gesamten Praktikums – sind jedoch äußerst hilfreich zum Verständnis elektronischer Schaltungen und zum Lösen von Klausuraufgaben.

2. Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern

Zunächst soll geklärt werden, welche grundsätzlichen Funktionen und Eigenschaften einen NF-Leistungsverstärker ausmachen und unter welchen Randbedingungen er im Allgemeinen betrieben wird.

Die Funktion der NF-Endstufe besteht im Wesentlichen darin, ein Spannungssignal so zu verstärken, dass es eine Leistung an einer Last treiben kann. Im Falle von Audiosignalen handelt es sich bei der Last in der Regel um Lautsprecher. Lautsprecher für kleine Leistungen haben meist eine Nennimpedanz von $8\ \Omega$. Bei größeren Leistungen sind auch kleinere Impedanzen wie $4\ \Omega$ oder sogar $2\ \Omega$ gängig.

Bevor auf den elektrischen Teil des Praktikums näher eingegangen wird, werden im Folgenden die physikalischen Grundlagen für das Verständnis zur Erzeugung eines Klangs aus einem Lautsprecher besprochen.

2.1. Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schalleistung

Die an einem Lautsprecher umgesetzte Leistung ist, neben dem für diesen Lautsprecher spezifischen Wirkungsgrad, maßgeblich für die erzeugte Lautstärke. Der Schalldruck eines typischen HiFi-Lautsprechers, normiert gemessen bei 1 W elektrischer Leistung in einer Entfernung von 1 m (DIN IEC 268), beträgt beispielsweise 86 dB. Das entspricht etwa dem Schallpegel an einer Hauptverkehrsstraße und ist etwa viermal so laut wie ein Fernseher auf Zimmerlautstärke.

In diesem Zusammenhang ist es wichtig, sich zentraler Eigenarten des Themas Lautstärke mit der Angabe in Dezibel bewusst zu machen. Ausgehend von einem Schalldruck $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Pa, der minimal vom menschlichen Gehör wahrzunehmen ist (Hörschwelle), wird der Schalldruckpegel mit

$$L = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{p}{p_0} \right) \text{ dB} \quad (2.1)$$

angegeben. Aufgrund des Logarithmengesetzes führt eine Multiplikation eines Vorfaktors mit dem Druck p zu einer Addition der dazugehörigen dB-Werte. Eine Verdopplung des Schalldrucks ergibt damit eine Erhöhung des Schallpegels um 6 dB. Analog dazu ergibt sich der Schalleistungspegel L_w zu

$$L_w = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{ak}}{P_0} \right) . \quad (2.2)$$

mit P_{ak} der Schalleistung und $P_0 = 10 \cdot 10^{-12}$. Die Schalleistung ergibt sich über das Hüllenintegral über dem Schalldruck p und der Schallschnelle \vec{v}

$$P_{ak} = \oint p \cdot \vec{v} \cdot \vec{dA}. \quad (2.3)$$

Wie bei vielen Angaben in Dezibel ist auch bei Schalldruckpegeln und Schalleistungspegeln zu beachten, dass eine dB-Angabe sich immer auf einen definierten Wert bezieht. Wird ein Schalldruck mit „140 dB re 20 μ Pa“ angegeben (wobei die 20 μ Pa die oben erwähnte Hörschwelle festlegen), wird in der Regel die Angabe der Referenzgröße 20 μ Pa weggelassen und in der Form „140 dB“ angegeben. Tabelle 2.1 enthält einige Beispiele für Schalldruck und Schalldruckpegel verschiedener Schallquellen.

Des Weiteren ist zu beachten, dass sich die Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs nur eingeschränkt mit dem Schalleistungspegel in Verbindung setzen lässt. Als Faustregel lässt sich sagen, dass eine Erhöhung bzw. Verringerung des Schalleistungspegels um 10 dB zu einer Verdopplung bzw. Halbierung der empfundenen Lautstärke führt. Damit zeigt sich, dass eine zehnfach höhere Leistung der Schallquelle benötigt wird, um eine Verdoppelung der empfundenen Lautstärke zu erreichen.

Mithilfe der vorangehenden Betrachtungen lässt sich zeigen, dass zum Erreichen einer für die Musikkwiedergabe ausreichenden Lautstärke selbst mit einem einfachen Lautsprecher¹ lediglich eine elektrische Leistung von 0,5 W notwendig ist. Zur weiteren Lautstärkeerhöhung ist eine überproportionale Leistungssteigerung notwendig, die mit dem batteriebetriebenen System nicht sinnvoll aufzubringen ist.

2.2. Lautsprecher

Die Umwandlung von elektrischer Leistung in Schalleistung geschieht durch einen Lautsprecher. Es gibt zahlreiche Prinzipien für die Konstruktion von Schallwandlern, vom Piezokristall bis hin zu den exotischen Elektrostaten, doch das am weitesten verbreitete ist das elektromagnetische Prinzip. Grundlage ist die Lorentzkraft,

¹Lautsprecher für den Einsatz im Bühnenbereich (PA, Instrumentalverstärker) erreichen Wirkungsgrade von bis zu 104 dB/1 W, 1 m.

Situation bzw. Schallquelle	Messort	Schalldruck p	Schalldruckpegel L in dB re 20 μ Pa
Düsenflugzeug	30 m	630 Pa	150 dB
Gewehrschuss	1 m	200 Pa	140 dB
Schmerzschwelle	am Ohr	100 Pa	134 dB
Gehörschäden bei kurzfristiger Einwirkung	am Ohr	ab 20 Pa	120 dB
Kampfflugzeug	100 m	6,3 ... 200 Pa	110 – 140 dB
Presslufthammer	1 m	2 Pa	100 dB
Diskotheek	am Ohr	2 Pa	100 dB
Gehörschäden bei langfristiger Einwirkung	am Ohr	ab 0,63 Pa	90 dB
Hauptverkehrsstraße	10 m	0,2 ... 0,63 Pa	80 – 90 dB
Pkw	10 m	0,02 ... 0,2 Pa	60 - 80 dB
Fernseher auf Zimmerlautstärke	1 m	0,02 Pa	ca. 60 dB
Sprechender Mensch (normale Unterhaltung)	1 m	$2 \cdot 10^{-3}$... $6,3 \cdot 10^{-3}$ Pa	40 – 60 dB
Sehr ruhiges Zimmer	am Ohr	$2 \cdot 10^{-4}$ - $6,3 \cdot 10^{-4}$ Pa	20 – 30 dB
Blätterrauschen, ruhiges Atmen	am Ohr	$6,32 \cdot 10^{-5}$ Pa	10 dB
Hörschwelle bei 2 kHz	am Ohr	$2 \cdot 10^{-5}$ Pa	0 dB

Tabelle 2.1: Schalldruck und Schalldruckpegel diverser Schallquellen.

die magnetische Kraftwirkung, die Ladungsträger in einem magnetischen Feld erfahren, wenn sie sich relativ zum Magnetfeld mit einer endlichen Geschwindigkeit bewegen. In Abbildung 2.1 ist ein Querschnitt durch einen typischen Lautsprecher gezeigt.

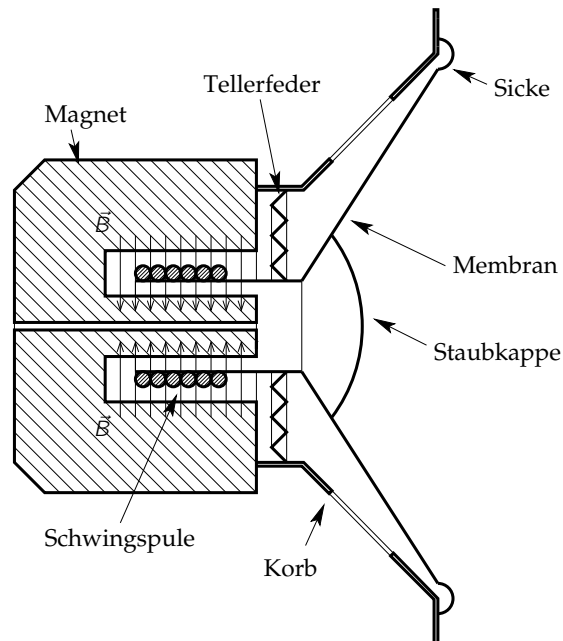


Abbildung 2.1:

Der Korb trägt einen Permanentmagneten mit Luftspalt, in dem sich die Schwingspule befindet. Sie besteht aus vielen Windungen eines dünnen, lackisolierten Drahtes und ist an der Membran angeklebt. Die sogenannte Sicke dichtet die Membran ringsum zum Korb hin ab, um im eingebauten Zustand den Druckausgleich zwischen Vorder- und Rückseite der Membran zu verhindern, der das Aufbauen eines Schalldrucks verhindern würde. Zur Belüftung der Schwingspule befindet sich bei größeren Lautsprechern eine Bohrung im Magneten.

Die Funktionsweise der vorliegenden Konstruktion ist denkbar einfach: Wenn ein Stromfluss in die eine Richtung eine Auslenkung der Membran nach vorne bewirkt, so bewirkt ein umgekehrter Strom die Auslenkung nach hinten. Die Membran wird bewegt und die Luft in Schwingung versetzt. Allerdings folgen aus diesem Aufbau einige Konsequenzen, die es zu beachten gilt.

Eine der wichtigsten dieser Konsequenzen ist, dass der Strom keinen Gleichanteil enthalten darf. Bei geringem Gleichanteil würde die Membran statisch aus der Ruhelage ausgelenkt und der Arbeitsbereich für die Auslenkung unsymmetrisch, was zu Verzerrungen der Wiedergabe führen kann. Bei zunehmendem Gleichanteil wird sich die Schwingspule stark aufheizen, da der Lautsprecher nicht durch die vorbeiströmende Luft gekühlt wird, die durch das Vor- und Zurückbewegen der Membran erzeugt wird. Dies führt mittelfristig zur Verformung und langfristig zum Durchbrennen der Schwingspule. Besonders große Gefahr geht von Gleichanteilen aus, die durch direktes Anliegen der Betriebsspannung an der Schwingspule – z. B. durch einen Defekt oder Kurzschluss durch falsches Verlöten in einem Endstufen-transistor – verursacht werden. In diesem Fall fließt beim Einschalten der Endstufe schlagartig ein Strom, der im Betriebsfall nicht erreicht wird, und die Schwingspule wird mit großer Kraft ruckartig ausgelenkt. Dabei kann die Schwingspule auch mechanisch zerstört werden, wenn sie nicht vorher durchbrennt.

Eine weitere wichtige Konsequenz aus der Konstruktion des Lautsprechers ist das resultierende Verhalten bei Aussteuerung, das sowohl akustisch als auch elektrisch sehr komplex ist. Im Rahmen dieses Praktikums-kriptes soll das Systemverhalten nicht im Detail diskutiert, sondern nur darauf hingewiesen werden. Wesentlichen Anteil an der Komplexität hat die komplexe Impedanz der Schwingspule, das nicht-lineare mechanische Verhalten sowie die Rückwirkung dieses Verhaltens auf die elektrische Seite. Abbildung 2.2 zeigt beispielhaft ein mögliches Ersatzschaltbild für einen Lautsprecher, das für eine grobe Näherung Verwendung finden kann.

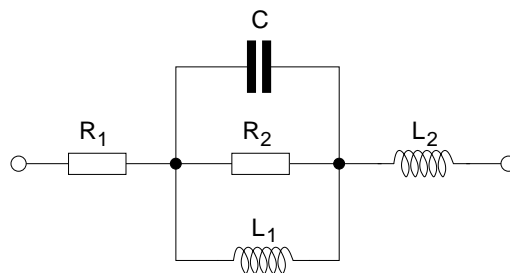


Abbildung 2.2: Elektrisches Ersatzschaltbild eines realen Lautsprechers.

R_1 steht dabei für den Gleichstromwiderstand, C , R_2 und L_1 bilden die Eigenresonanz nach und L_2 modelliert den Impedanzanstieg bei hohen Frequenzen. Die Komponenten dieses Ersatzschaltbildes müssen für den individuellen Lautsprecher messtechnisch ermittelt werden.

Die Impedanz eines Lautsprechers ist somit stark frequenzabhängig. Auf dem Lautsprecher selbst wird üblicherweise die Nennimpedanz, zum Beispiel $8\ \Omega$, angegeben. Dieser Wert wird bei einer bestimmten Referenzfrequenz gemessen und entspricht daher nicht der tatsächlichen Impedanz bei unterschiedlichen Frequenzen. Bei sehr hohen Frequenzen kann die Impedanz stark abnehmen, genauso bei mechanischer Resonanz.

3. Anforderungsliste

Nach diesen Betrachtungen können nun konkrete Anforderungen an die Endstufe gestellt werden:

Ausgangsleistung Eine Ausgangsleistung von $500\ \text{mW}$ an $8\ \Omega$ wird für die Zwecke eines tragbaren, batteriebetriebenen Gerätes als ausreichend angenommen.

Versorgungsspannung Die Versorgungsspannung soll symmetrisch sein, damit der Lautsprecher mit einem Anschluss auf Masse liegt und die effiziente Gegentaktschaltung eingesetzt werden kann. Bei $500\ \text{mW}$ Sinusleistung an $8\ \Omega$ ergibt sich eine Spannungsamplitude von $2,82\ \text{V}$ (bei einer Effektivspannung von $2\ \text{V}$) und ein effektiver Strom von $250\ \text{mA}$. Um den Aufwand für die Spannungsversorgung gering zu halten und trotzdem genug Arbeitsbereich für die Schaltung verfügbar zu haben, wurde die Versorgungsspannung auf $\pm 6\ \text{V}$ festgelegt.

Eingangsspannung Als Referenz für die Eingangsspannung soll die Ausgangsspannung des Kopfhörerausgangs eines Handys von $200\ \text{mV}_{\text{eff}}$ bei Vollaussteuerung gelten. Um davon ausgehend auf die benötigte Effektivspannung von $2\ \text{V}$ für $500\ \text{mW}$ Ausgangsleistung zu kommen, wird eine Spannungsverstärkung von etwa 10 benötigt.

Dynamisches Verhalten Wir erwarten von unserem NF-Leistungsverstärker, dass er mit möglichst wenig Verzerrung arbeitet (Stichwort: Klirrfaktor) und mindestens über dem gesamten hörbaren Frequenzbereich ($20\ \text{Hz}$ bis $20\ \text{kHz}$) linear verstärkt. Das bedeutet einerseits, dass nur die Frequenzen verstärkt werden sollen, die am Eingang anliegen, d.h. es sollen keine weiteren Frequenzen dazukommen, andererseits ist das Ziel, dass alle Frequenzen gleich

stark (um einen konstanten Faktor) verstärkt werden und nicht eine Frequenz mehr und andere weniger. Dies lässt sich erreichen, indem die gesamte Schaltung als rückgekoppelte Schaltung ausgelegt wird (s. Abschnitt 6).

4. Bereitstellen der Leistung am Lautsprecher

Die eigentliche Endstufe unseres Leistungsverstärkers hat die Aufgabe, die Last – also den Lautsprecher – mit der gewünschten elektrischen Leistung zu versorgen. Historisch bedingt werden Lautsprecher mit einer Spannungsquelle angesteuert. Die Quellimpedanz der Spannungsquelle soll dabei niederohmig sein. Diese Anforderung erfüllt die Kollektorgrundschaltung, auch Emitterfolger genannt. Mit den Näherungen im Skript der Vorlesung Schaltungstechnik ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $v_u \approx 1$ und eine Stromverstärkung von $v_i \approx -\beta$.

Um die Last R_L , den der Lautsprecher repräsentiert, mit einem Emitterfolger treiben zu können, könnte wie in Abb. 4.1 gezeigt der Arbeitspunkt am Ausgang der Schaltung auf die halbe Betriebsspannung gelegt und der Lautsprecher über einen Koppelkondensator C_K mit dem Ausgang verbunden werden, um Gleichanteile herauszufiltern. Diese Verstärkerbetriebsart wird A-Betrieb genannt. Nachteilig bei dieser Schaltungsvariante ist die hohe Verlustleistung, verursacht durch den hohen Ruhestrom durch den Widerstand R_E im Arbeitspunkt. Eine Verringerung des Ruhestroms ist durch Erhöhung des Widerstandes R_E zu erzielen. Dies würde aber den Linearitätsbereich des Verstärkers so weit reduzieren, dass das Signal U_E nicht mehr linear am Ausgang anliegt. Mit dem in Abb. 4.1 gezeigten Klasse-A-Verstärker ist es deshalb nicht möglich, ohne eine relativ hohe Verlustleistung die geforderte Linearität zu erreichen.

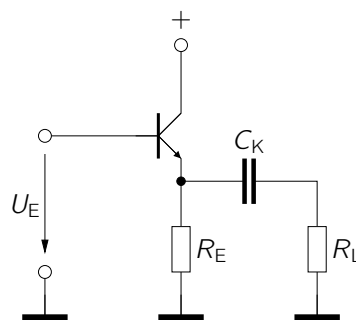


Abbildung 4.1: Klasse-A-Verstärker.

Wird eine komplementäre Kollektorgrundsaltung hinzugefügt, die mit einem *pn*p-Transistor aufgebaut ist und mit einer negativen Betriebsspannung versehen wird, ergibt sich eine symmetrische Schaltung, die als Gegentaktstufe bezeichnet wird (s. Abb. 4.2). Wenn beide Basen auf dem Mittelwert zwischen den Betriebsspannungen liegen – hier wird in der Regel die Masse definiert – fließt kein Kollektorstrom durch T_{10} und T_{11} und es stellt sich an den Emittoren ebenfalls das Massepotential ein. Beide Transistoren werden als Kollektorgrundsaltungen betrieben. Das zeitliche Signal U_E an der Basis von T_{10} und T_{11} ist in c) dargestellt. Bei der in Abb. 4.2 a) gezeigten Schaltung sind die Kollektorströme von T_{10} und T_{11} näherungsweise Null für ein Eingangssignal von $U_E < U_{BE,T10} \approx 0.7\text{ V}$ und $U_E > U_{BE,T11} \approx -0.7\text{ V}$. Das führt zu $U_{A1} \approx 0\text{ V}$ (s. Abb. 4.2 d)). Überschreitet U_E die Spannung von ca. 0.7 V , so wird das Spannungssignal, das an U_E anliegt, mit der Spannungsverstärkung von $v_u \approx 1$ weitergegeben, wobei es um eine DC-Spannung von $\approx 0.7\text{ V}$ verschoben ist. Diese Art von Verstärker nennt sich Klasse-B-Verstärker. Dabei fließt der Strom, der durch den Lastwiderstand R_L fließt, entweder durch T_{10} oder T_{11} . Der gegenüberliegende Transistor führt dann keinen Strom.

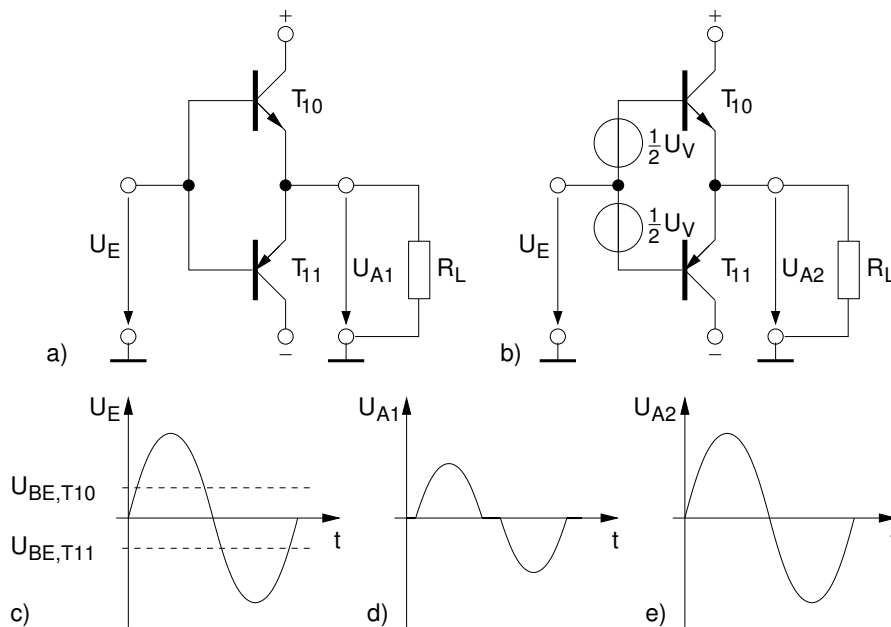


Abbildung 4.2: Gegentaktstufe mit und ohne Vorspannung.

Mithilfe einer Fourieranalyse lässt sich darlegen, dass wie beispielhaft in Abb. 4.2 d) gezeigt aus einer einzelnen Frequenz am Eingang ein ganzes Spektrum am Ausgang entsteht, was für Audioschaltungen unerwünscht ist. Diese Betriebsart nennt sich B-Betrieb und wird beispielsweise in Sendeschaltungen verwendet, denn dort können unerwünschte Frequenzanteile auf dem Weg zur Sendeantenne herausgefiltert werden.

Ein Ausweg aus diesem Problem ist wie in Abb. 4.2 d) gezeigt das Anlegen einer Vorspannung U_V an den Basen, so dass die Basisspannungen jeweils um einen Gleichspannungsanteil gegen Masse verschoben sind. Es fließt im Arbeitspunkt durch T_{10} und T_{11} der gleiche Strom, sodass $U_{A2} \approx 0 V$ ist. Damit befindet sich der Arbeitspunkt der Transistoren T_{10} und T_{11} im linearen Bereich und das Ausgangssignal U_{A2} in Abb. 4.2 e) folgt linear dem Eingangssignal U_E . Für kleine Aussteuerungen von U_E sind beide Transistoren T_{10} und T_{11} aktiv, für eine größere Aussteuerung wird der Emitterstrom des gegenüberliegenden Transistors näherungsweise Null und der gesamte Strom, der durch die Last fließt, fließt durch einen einzelnen Transistor. Diese Art von Verstärker nennt sich AB-Verstärker oder AB-Betrieb. Die in Abb. 4.2 gezeigte Verschaltung eines *pnp*- und *npn*-Transistors nennt sich auch Push-Pull-Stufe.

In der Praktikumschaltung wird durch die Beschaltung von T_8 wie in Abbildung 4.3 gezeigt näherungsweise eine konstante Vorspannung U_V erzeugt. Der Arbeitspunkt für T_8 wird dabei so gewählt, dass dessen Kollektorstrom I_{C8} viel größer ist als der Basisstrom I_{B10} von Transistor T_{10} und I_{B11} von Transistor T_{11} . Damit ist der Kollektorstrom I_{C8} näherungsweise konstant, was zu einer konstanten Basis-Emitter-Spannung $U_{BE8} \approx 0.7 V$ von T_8 führt. Mit Hilfe von R_8 ergibt sich damit ein Strom I_{R8} , wobei auf $I_{R8} \gg I_{B8}$ geachtet werden muss. Damit fließt der Strom I_{R8} durch R_7 und erzeugt eine Spannung über R_7 , die zusammen mit $U_{BE} \approx 0.7 V$ die Vorspannung U_V ergibt.

Der Potentialunterschied zwischen den Basen ist $U_V \lesssim 2 U_{BE}$, so dass ein geringer und damit batterieschonender Ruhestrom durch T_{10} und T_{11} fließt. ²

²Ein Verzicht auf den Ruhestrom ist nicht möglich, da die Übernahmeverzerrungen ohne Ruhestrom durch ihre starke Stufigkeit wie eine Sprungfunktion wirken und die Gegenkopplung (s. Abschnitt 6) zum Schwingen bringen kann.

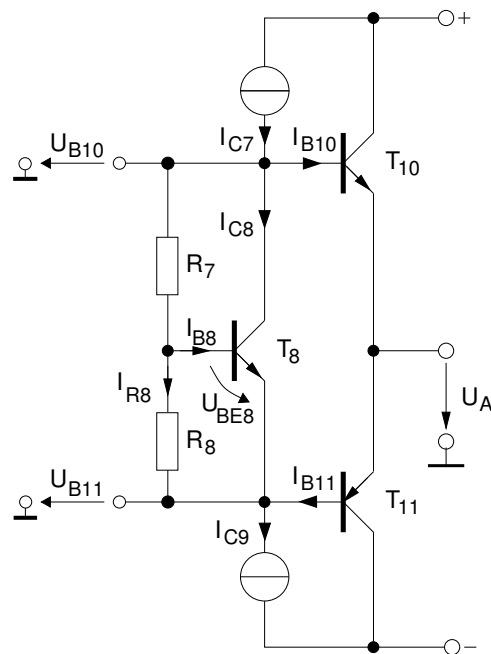


Abbildung 4.3: Endstufe mit Vorspannungserzeugung.

4.1. Bereitstellen des Stromes des AB-Verstärkers

Um die Endstufe wie in Abbildung 4.3 betreiben zu können, müssen die Ströme I_{C7} und I_{C9} zur Verfügung gestellt werden. Im Arbeitspunkt sind beide Ströme gleich groß $I_{C7} = I_{C9}$ und es ergibt sich eine symmetrische Spannungs- und Stromverteilung: I_{C7} teilt sich auf in den Strom für die Vorspannungserzeugung (I_{C8} , I_{R7} und I_{B10}) und I_{C9} ergibt sich wiederum aus dem Strom aus der Vorspannungserzeugung und dem Basisstrom aus dem *pnp*-Transistor T_{11} mit $I_{B10} \approx I_{B11}$. Unter der Voraussetzung, dass beide Stromquellen den gleichen Innenwiderstand besitzen und die Endstufentransistoren symmetrische Steuerkenlinien aufweisen, muss sich $U_{B11} = -U_{B10}$ einstellen und der Ausgang der Schaltung nimmt Massepotential ein.

Die Push-Pullstufe wird mithilfe der Stromquelle I_{C7} angesteuert, der Strom I_{C9} mithilfe einer Konstantstromquelle. Entsprechend fließt die Differenz der beiden Stromquellen $I_{C7} - I_{C9}$ in die Basen der Transistoren T_{10} und T_{11} , und wird entsprechend der Stromverstärkung $v_i \approx -\beta$ verstärkt.

In Abbildung 4.4 wird die Realisierung der Konstantstromquelle für I_{C9} durch

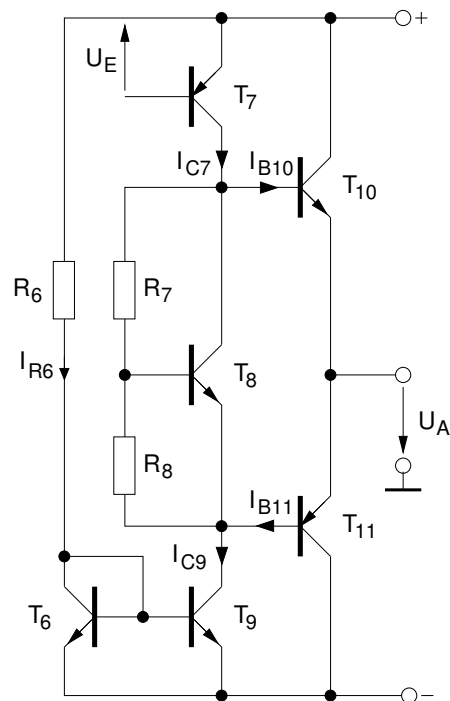


Abbildung 4.4: Endstufe mit Treiberstufe.

die Schaltung aus R_6 , T_6 und T_9 dargestellt. Diese Schaltung entspricht einem Stromspiegel (s. VL Schaltungstechnik) und hat durch die Verwendung gleicher Transistoren ein Übersetzungsverhältnis von ≈ 1 , d. h. $I_{R6} = I_{C9}$.

Der Strom I_{C7} wird nun durch den pnp-Transistor T_7 eingestellt, der in Emittergrundschialtung verwendet wird. Durch geeignete Wahl von U_E in Abbildung 4.4 wird der Basisstrom an T_7 im Arbeitspunkt so eingestellt, dass sich ein Kollektorstrom in gleicher Höhe wie I_{C9} ergibt.

Aufgrund der starken Abhängigkeit der Verstärkung von den Parametern der einzelnen Transistoren, die untereinander stark schwanken, ist es nötig, die geforderte Verstärkung von 10 mithilfe einer Gegenkopplung zu realisieren. Dazu wird ein Differenzverstärker benötigt.

5. Der Differenzverstärker

Die Regelung erfordert einen Vergleich zwischen der Sollgröße (Eingangsspannung am Verstärker) und der Istgröße (Ausgangsspannung am Lautsprecher dividiert durch die gewünschte Verstärkung von 10). Die Differenz dieser beiden Werte wird durch eine Gegenkopplung auf Null geregelt.

Zur Differenzbildung zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal wird der Differenzverstärker in Abbildung 5.1a verwendet. Es handelt sich bei dieser Schaltung

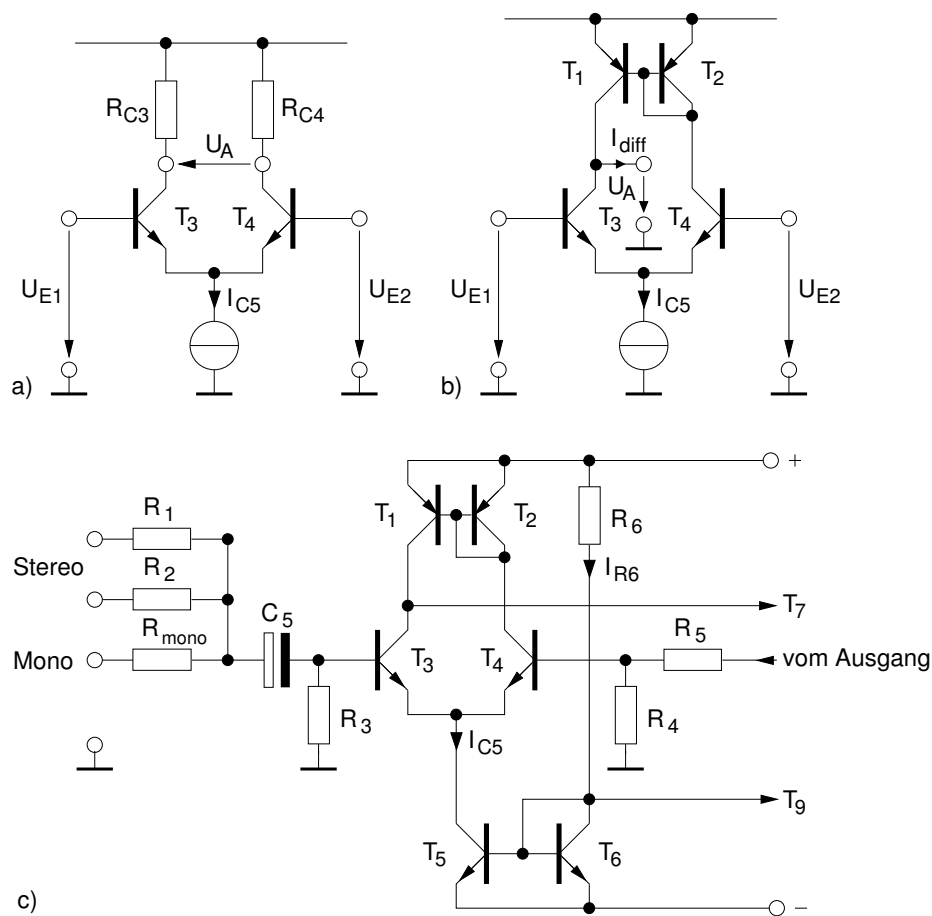


Abbildung 5.1: Hinführung zur Differenzverstärkerstufe.

nicht um zwei getrennte Emittiergrundschaltungen, denn die Kopplung über I_{C5} spielt eine besondere Rolle: Bei $U_{E1} = U_{E2}$ teilt sich der Strom I_{C5} symmetrisch auf die beiden Zweige auf – gleiche Transistoren und $R_{C3} = R_{C4}$ vorausgesetzt –

und die Differenzspannung U_A ist gleich Null. Eine Differenz zwischen den Eingangsspannungen wird über die Verschiebung der Stromanteile durch die Zweige in eine Differenzspannung U_A umgesetzt.

Da sich die Spannung U_A in a) nicht auf eine feste Ausgangsspannung wie beispielsweise der Masse bezieht, wird statt der Widerstände R_{C3} und R_{C4} ein Stromspiegel als aktive Last verwendet, wie sie in Abb. 5.1 b) gezeigt ist. Im Arbeitspunkt gilt $U_{E1} = U_{E2}$ und die Kollektorströme von T_3 und T_4 sind gleich. Durch den Stromspiegel wird der Kollektorstrom $I_{C,1}$ und der Kollektorstrom $I_{C,2}$ zu jeder Zeit konstant gehalten und der Strom $I_{\text{diff}} = I_{C,3} - I_{C,4}$, der sich durch Auslenkung aus dem Arbeitspunkt des Differenzverstärkers ergibt, fließt in die darauffolgende Stufe. Abhängig von dessen Eingangswiderstand ergibt sich dadurch die Spannung U_A , die sich auf ein festes Massepotential bezieht. Die Verwendung des Stromspiegels als aktive Last im Differenzverstärker wird auch als Phasenaddierschaltung bezeichnet.

Zur Erzeugung des Konstantstromes I_{C5} kommt ein einfacher Stromspiegel zur Anwendung, der ebenfalls den Strom I_{R6} in die Differenzverstärkerschaltung spiegelt. Die Gesamtschaltung der Eingangs- und Differenzverstärkerstufe mit Gegenkopplung ist in Abbildung 5.1c gezeigt.

Am Transistor T_3 werden die verschiedenen Audiosignale über ein RC-Netzwerk angelegt. Dabei werden die Stereokanäle des MP3-Players über die Widerstände R_1 und R_2 gemittelt und die Monoquelle (vom Mikrofonvorverstärker) wird über R_{mono} dem Stereosignal überlagert. Beide Anschlüsse werden über den Durchführungskondensator C_5 an die Basis von T_3 angeschlossen.

Die Kapazität C_5 trennt die Gleichspannungspegel der Schaltung von den Gleichspannungspegeln des MP3-Players und der Verstärkerschaltung des Mikrofons ab, um den Betrieb im Arbeitspunkt zu gewährleisten³.

Der Arbeitspunkt von T_3 wird durch den vom Basisstrom erzeugten Spannungsabfall über R_3 festgelegt, da kein Gleichstrom über C_5 fließen kann. Damit der

³Der Einsatz eines Elektrolytkondensators an dieser Stelle ist nicht unproblematisch, da es sich dabei um einen gepolten Kondensator handelt. Aufgrund des inneren Aufbaus mit Flüssigelektrolyt und oxidiertes Aluminiumanode wird der Kondensator bei dauerhafter Verpolung zerstört, da das als Dielektrikum dienende Oxid abgebaut wird. Letztendlich kann es bei vollständig reduzierter Elektrode zum Kurzschluss und zur Explosion kommen. Durch die Offsetspannung und die geringe Aussteuerung am Eingang unserer Schaltung wird dieser Fall jedoch nicht eintreten.

Differenzverstärker sinnvoll arbeiten kann, muss an der Basis von T_4 das gleiche Ruhepotential anliegen. Dazu wird R_5 so hoch dimensioniert, dass der Basisstrom von T_4 näherungsweise durch R_4 fließt und dass der Strom durch R_5 sehr viel kleiner ist als der Basisstrom.

6. Der Leistungsverstärker als rückgekoppeltes System

In den vorangegangenen Kapiteln werden die Gegentaktstufe und der Differenzverstärker besprochen. Im folgenden Kapitel werden diese Schaltungen so verschaltet, dass daraus mit Hilfe einer Gegenkopplung eine konstante Spannungsverstärkung erzielt wird.

6.1. Gegenkopplung

Die Schaltung lässt sich entsprechend den Überlegungen aus der Vorlesung in ein Haupt- und ein Rückkopplungszweig zerlegen. Eine schematische Aufteilung ist in Abbildung 6.1 gezeigt. Es handelt sich hier um eine Serien-Parallel-Kopplung (s. VL Schaltungstechnik), da der Differenzverstärker am Eingang die Differenz aus dem Eingangssignal und dem rückgekoppelten Signal verstärkt. Zur Übersichtlichkeit werden die Stromquellen I_0 und die Spannungsquelle U_V in Abbildung 6.1 eingesetzt, die in der Schaltung durch entsprechende Verschaltung von Transistoren realisiert werden. Dabei sind die Stromquellen I_0 und die Spannungsquelle U_V konstant und R_L repräsentiert den Eingangswiderstand des Lautsprechers.

Das Hauptzweig bzw. Verstärkerzweig setzt sich aus den drei Stufen Differenzverstärker, Emittergrundschaltung und Push-Pull-Stufe (Emitterfolger) zusammen. Das Rückkopplungsnetzwerk besteht aus R_4 und R_5 . Das entsprechende Kleinsignalersatzschaltbild ist in Abbildung 6.2 dargestellt.

Ein Vergleich mit der allgemeinen Darstellung einer rückgekoppelten Schaltung in Abbildung 6.3 mit der Übertragungsfunktion

$$\underline{Y}(s) = \frac{\underline{F}_a(s)}{1 + \underline{F}_a(s) \underline{F}_2(s)} \underline{X}(s) \quad (6.1)$$

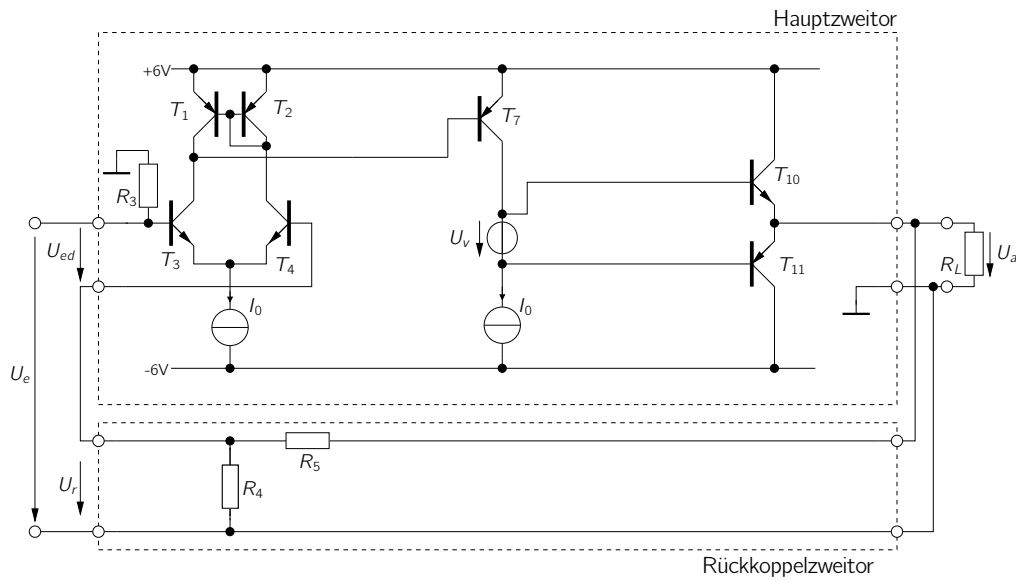


Abbildung 6.1: Aufteilung des Leistungsverstärker in Haupt- und Rückkoppelweitor.

führt zu

$$\underline{X}(s) = \underline{U}_e, \quad (6.2)$$

$$\underline{Y}(s) = \underline{U}_a, \quad (6.3)$$

$$\underline{F}_a(s) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_{ed}}, \quad (6.4)$$

$$\underline{F}_2(s) = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_a} \text{ und} \quad (6.5)$$

$$\underline{E}(s) = \underline{U}_{ed} = \underline{U}_e - \underline{U}_r. \quad (6.6)$$

Mit der Forderung nach hoher Vorwärtsverstärkung \underline{F}_a folgt

$$\underline{Y}(s) = \frac{1}{\underline{F}_2(s)} \underline{X}(s) \Big|_{|\underline{F}_a| \rightarrow \infty}. \quad (6.7)$$

Damit die Forderung in Gleichung 6.7 erfüllt werden kann, muss $\underline{F}_a(s)$, d. h. in unserem Fall die Vorwärtsspannungsverstärkung $v_u = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_{ed}}$ sehr groß sein gegenüber \underline{F}_2 , sodass $\underline{F}_a(s) \underline{F}_2(s) \gg 1$ erfüllt ist.

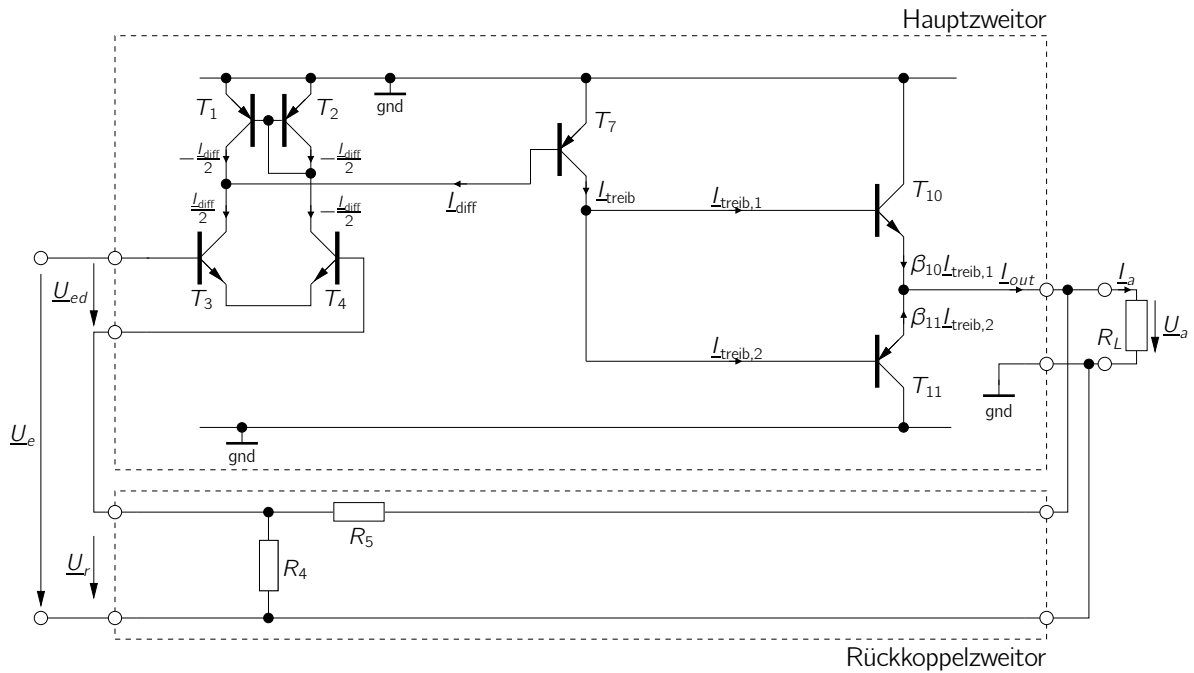


Abbildung 6.2: Der Leistungsverstärker in der Kleinsignaldarstellung.

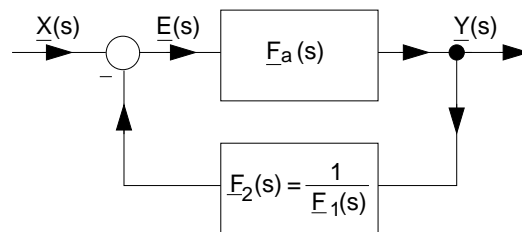


Abbildung 6.3: Allgemeine Darstellung einer rückgekoppelten Schaltung.

6.2. Das Hauptzweitor

Zur Berechnung der Vorwärtsverstärkung des Hauptzweitors wird das in Abbildung 6.2 gezeigte Schaltbild besprochen. Der folgende Abschnitt dient als Grundlage für die Berechnung der Spannungsverstärkung $\frac{U_a}{U_{ed}}$ (s. vorbereitende Aufgaben).

Das Verstärkerzweitor besteht aus dem Differenzverstärker (T_3 und T_4) mit aktiver Last (T_1 und T_2), der Emittergrundschtung (T_7) und der Push-Pull-Stufe (T_{10} und T_{11}).

Die Spannung \underline{U}_e liegt als Spannungsquelle an, sodass der Widerstand R_3 weggelassen werden kann. Eine Auslenkung des Differenzverstärkers durch die Spannung \underline{U}_{ed} bewirkt eine Änderung des Stromes \underline{I}_{diff} . Da der Differenzverstärker symmetrisch aufgebaut ist, fließen am Kollektor von T_3 und T_4 die gleichen Ströme mit umgekehrtem Vorzeichen. Da im Arbeitspunkt durch die Transistoren T_3 und T_4 der Strom $\frac{I_0}{2}$ fließt, besitzt der Differenzverstärker die Steilheit

$$\frac{\underline{I}_{diff}}{\underline{U}_{ed}} = \frac{I_0/2}{U_T} = \frac{I_0}{2 \cdot U_T} . \quad (6.8)$$

Aufgrund des Stromspiegels als aktive Last (AL) fließen durch die Kollektoren von T_1 und T_2 der gleiche Strom. Damit muss in die Basis des Transistors T_7 der Strom \underline{I}_{diff} fließen. Dieser wird am Kollektor von T_7 mit der Stromverstärkung $\underline{I}_{treib} = \beta_7 \cdot \underline{I}_{diff}$ verstärkt.

Der Strom \underline{I}_{treib} teilt sich auf in $\underline{I}_{treib,1}$ und $\underline{I}_{treib,2}$ mit

$$\underline{I}_{treib} = \underline{I}_{treib,1} + \underline{I}_{treib,2} , \quad (6.9)$$

der dann am Emitter von T_{10} und T_{11} um die jeweilige Stromverstärkung verstärkt wird, wobei $\beta_{10} \approx \beta_{11}$ angenommen werden kann. Damit ergibt sich durch den Lastwiderstand R_L die Spannung \underline{U}_a . Der Widerstand R_5 wird dabei so hoch dimensioniert, dass der Strom durch R_5 vernachlässigt werden kann, sodass sich daraus $\underline{I}_{out} \approx \underline{I}_a$ ergibt.

6.3. Das Rückkoppelzweitor

Die Übertragungsfunktion des Rückkoppelzweitors $\underline{F}_2(s) = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_a}$ lässt sich beispielsweise mit Hilfe eines Spannungsteilers berechnen, wobei angenommen wird, dass die Eingangsimpedanz des Differenzverstärkers gegenüber R_4 vernachlässigt werden kann.

6.4. Begrenzung der Bandbreite

Bei der Untersuchung von rückgekoppelten Schaltungen (s. Vorlesung Schaltungstechnik) wird deutlich, dass eine Schaltung unter bestimmten Umständen anfängt,

instabil zu werden. Dies wird durch Pole der Wirkungsfunktion der Schleifenverstärkung $\underline{F}_a(s) \cdot \underline{F}_2(s)$ verursacht. Ein Maß für die Stabilität ist die Phasen- bzw. Amplitudenreserve. In der Realität erzeugen beispielsweise parasitäre Kapazitäten und Widerstände der Transistoren und parasitäre Elemente, die durch das Schaltungslayout hervorgerufen werden, diese Polstellen in der Übertragungsfunktion der Schleifenverstärkung. Diese Polstellen lassen sich sehr schwer identifizieren bzw. messtechnisch ermitteln.

Um die Stabilität der rückgekoppelten Schaltung trotzdem zu gewährleisten, wird eine sog. Frequenzkompensation (pole-splitting) durchgeführt. Dazu wird eine zusätzliche Kapazität zwischen Basis und Kollektor von Transistor T_7 angebracht, wie in Abbildung 6.4 dargestellt ist. Über den Miller-Effekt transformiert sich diese Kapazität in eine Kapazität am Eingang und am Ausgang des Transistors. Damit erzeugt die Kapazität bewusst zwei Polstellen bei bestimmten Frequenzen. Die Grenzfrequenz der einen Polstelle ist abhängig von der Miller-Kapazität und dem Eingangswiderstand des Transistors T_7 , die andere Polstelle von der Millerkapazität und dem Eingangswiderstand von T_{10} und T_{11} .

Im Folgenden wird zuerst dargestellt, wie sich die Millerkapazität aufgrund der Spannungsverstärkung transformiert, darauf folgend wird die Spannungsverstärkung von T_7 ermittelt, um dann die Grenzfrequenzen der beiden Polstellen zu berechnen.

Die Millerkapazität

Gemäß dem Miller-Theorem transformiert sich eine Impedanz \underline{Z}_M , die sich wie in Abbildung 6.5 dargestellt zwischen zwei Knoten befindet, in eine Impedanz \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 an den jeweiligen Toren, wenn die Spannung über die Verstärkung

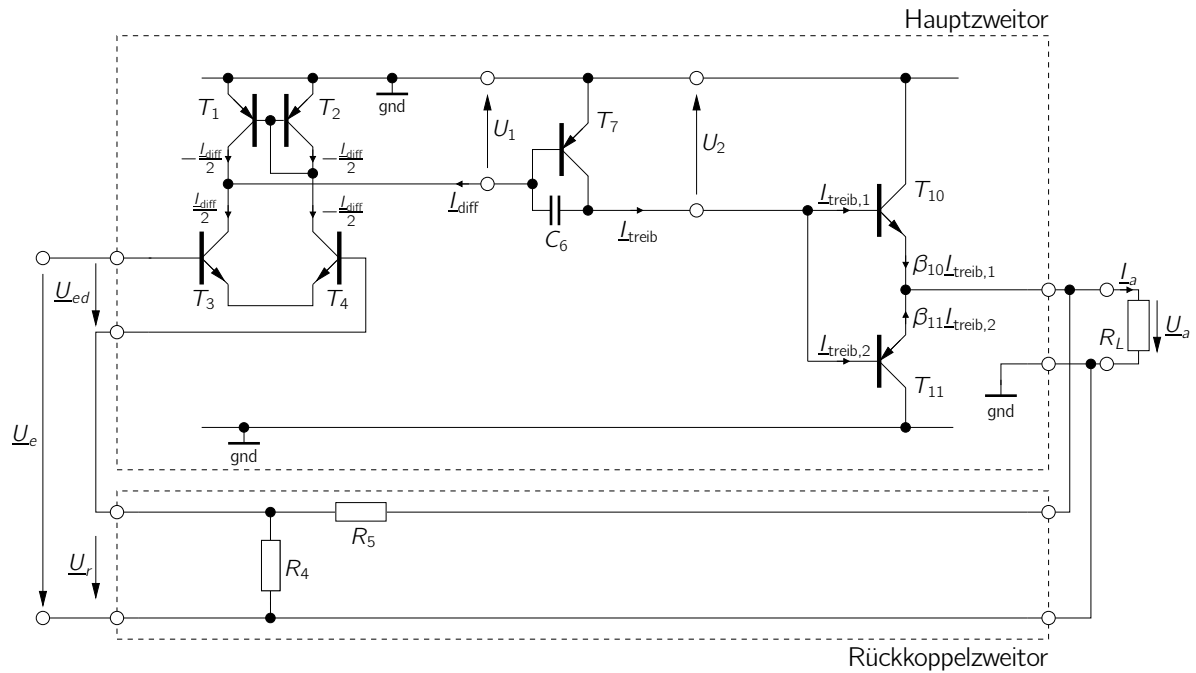
$$M = \frac{U_2}{U_1} \quad (6.10)$$

verknüpft ist. Dann ergeben sich die Impedanzen zu

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_M \cdot \frac{1}{1 - M} \quad (6.11)$$

und

$$\underline{Z}_2 = \underline{Z}_M \cdot \frac{M}{M - 1} \quad (6.12)$$


 Abbildung 6.4: Kleinsignaldarstellung mit Millerkapazität C_6 .

Die Spannungsverstärkung von T_7

Um die Spannungsverstärkung von T_7 zu bestimmen, wird mit dem Zusammenhang

$$\underline{U}_1 = -\frac{1}{g_{be,7}} \cdot \underline{I}_{diff} \quad (6.13)$$

die Spannung \underline{U}_1 bestimmt mit dem Kleinsignalleitwert $g_{be,7} = \frac{g_{m,7}}{\beta_7}$. Die Spannung \underline{U}_2 ergibt sich aus \underline{I}_{treib} und dem Eingangswiderstand der Transistoren T_{10} und T_{11}

$$\begin{aligned} \underline{U}_2 &= \beta_{10} \left(\frac{1}{g_{m,10}} + R_L \right) \underline{I}_{treib,1} + \beta_{11} \left(\frac{1}{g_{m,10}} + R_L \right) \underline{I}_{treib,2} \approx \\ \beta_{10} \cdot \left(\frac{1}{g_{m,10}} + R_L \right) (\underline{I}_{treib,1} + \underline{I}_{treib,2}) &= \beta_{10} \cdot \left(\frac{1}{g_{m,10}} + R_L \right) \cdot \underline{I}_{treib} \cdot \end{aligned} \quad (6.14)$$

Der Zusammenhang $\underline{I}_{treib} = \beta_7 \cdot \underline{I}_{diff}$ führt zu

$$M := \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -g_{be,7} \beta_7 \beta_{10} \cdot \left(\frac{1}{g_{m,10}} + R_L \right) \cdot \quad (6.15)$$

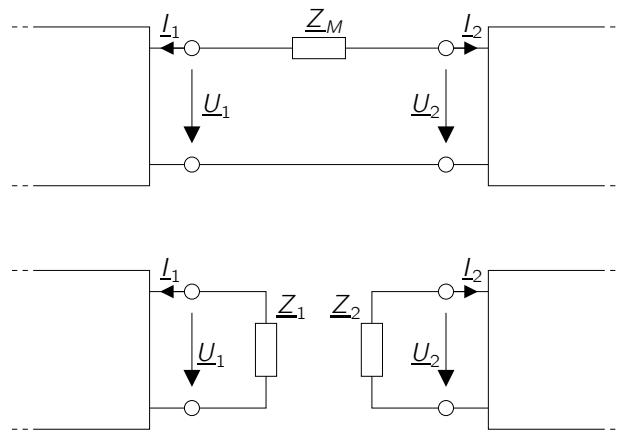


Abbildung 6.5: Darstellung der Transformation einer Impedanz \underline{Z}_M gemäß dem Miller-Theorem.

Mit $\underline{Z}_M = \frac{1}{j\omega C_6}$ lassen sich damit die transformierten Kapazitäten

$$C_{6,1} = C_6(1 - M) \quad (6.16)$$

und

$$C_{6,2} = C_6 \left(1 - \frac{1}{M}\right) \quad (6.17)$$

berechnen.

Die Grenzfrequenzen

Mit Hilfe der vorangegangenen Berechnung lassen sich nun die Grenzfrequenzen ermitteln. Dazu wird als Modell ein RC-Tiefpass angenommen mit der Grenzfrequenz

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC} \cdot \quad (6.18)$$

Die Werte der Kapazitäten sind durch die Gleichung 6.16 und Gleichung 6.17 angegeben, der dazugehörige Widerstandswert ist der jeweilige Eingangswiderstand, für $C_{6,1}$ der Eingangswiderstand des Transistors T_7 mit der Grenzfrequenz

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \frac{C_{6,\text{ein}}}{g_{be,7}}} \quad (6.19)$$

und für $C_{6,2}$ der Eingangswiderstand der Transistoren T_{10} und T_{11} mit

$$f_{\text{aus}} = \frac{1}{2\pi C_{6,\text{aus}} \beta_{10} \left(\frac{1}{g_{m,10}} + R_L \right)}. \quad (6.20)$$

7. Gesamtschaltung und Platinenlayout

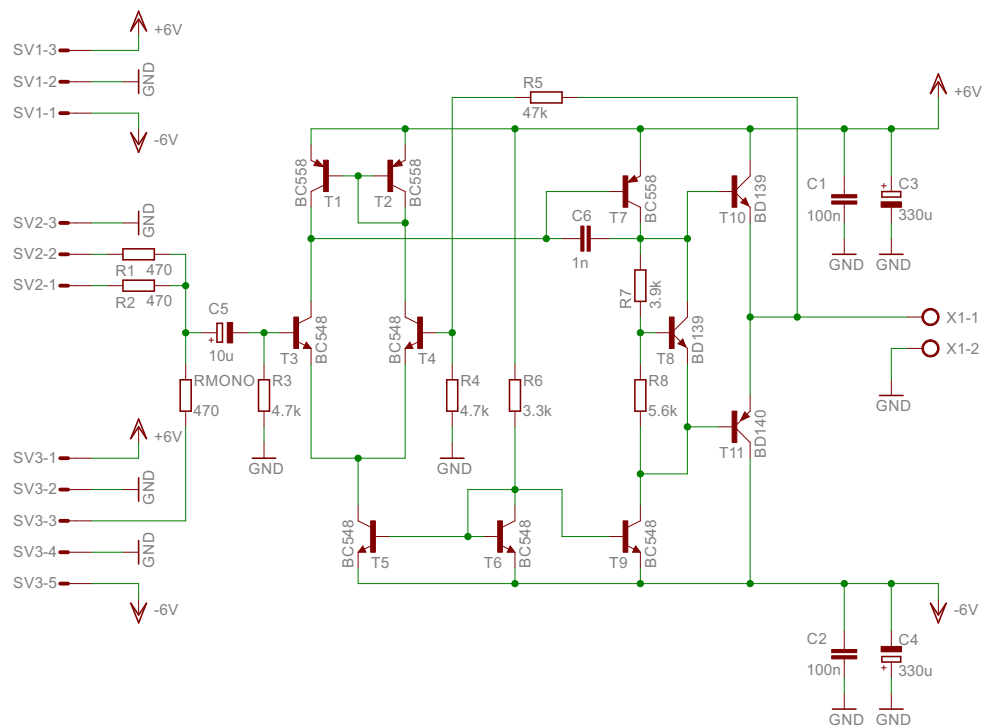


Abbildung 7.1: Gesamtschaltplan des NF-Leistungsverstärkers.

Die Gesamtschaltung in Abbildung 7.1 besteht im Wesentlichen aus den in den vorhergehenden Kapiteln besprochenen Elementen. Die Anschlüsse sind als Steckverbinder SV1, SV2, SV3 und X1 herausgeführt (siehe auch Abbildung 7.2), wobei SV1 und SV3 Steckverbinder zu den anderen Praktikumsschaltungen sind und X1 eine Schraubklemme für die Lautsprecherzuleitung.

An die Pins SV2-1 bis SV2-3 wird eine Leitung mit 3,5 mm-Klinkenstecker zum Anschluss des MP3-Players angelötet.

Zusätzlich zu den bisher besprochenen Bauteilen sind im Gesamtschaltplan die Kondensatoren $C_1 \dots C_4$ enthalten. Sie haben die wichtige Aufgabe, durch ihre große Kapazität Versorgungsspannungen stabil zu halten, die sonst durch die Zuleitungswiderstände und -induktivitäten sowie den Innenwiderstand der Spannungsversorgung stark schwanken würden. Aufgrund der speziellen Eigenschaften der hochkapazitiven Elektrolytkondensatoren C_3 und C_4 (hohe Serien-Induktivität) müssen für höherfrequente Anteile die Folien- oder Keramikkondensatoren C_1 und C_2 parallelgeschaltet werden.

Im Platinenlayout (Abbildung 7.2) werden die Versorgungsspannungen von SV1

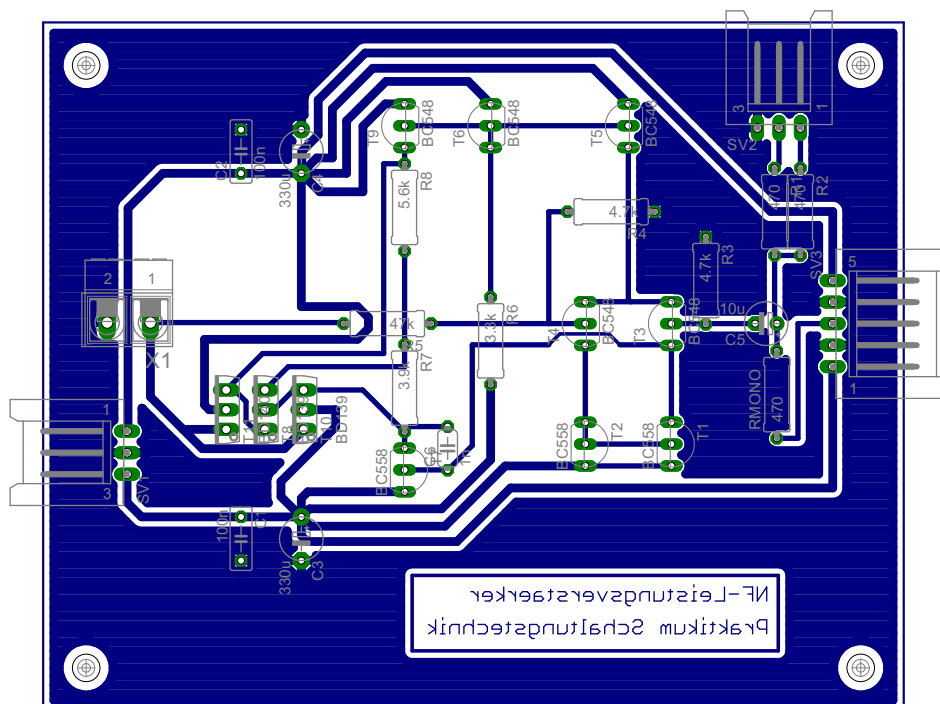


Abbildung 7.2: Platinenlayout des NF-Leistungsverstärkers.

zunächst auf die Stützelkos geführt und dann sternförmig verteilt. Dabei hat jeder Schaltungsteil seine eigene Zuleitung, damit gegenseitige Beeinflussungen über

die Betriebsspannungen minimiert werden. Eine weitere in der Theorie als ideal angenommene, in der Praxis jedoch nicht-ideale Verbindung, ist die Masse. Sie ist als gemeinsames Bezugspotential aller Schaltungsteile definiert und wird im Schaltplan durch das Massesymbol gekennzeichnet. In der Realität müssen jedoch alle Massepunkte über Leitungen miteinander verbunden werden, wobei sichergestellt werden muss, dass keine Potentialunterschiede durch Spannungsabfälle auf diesen Leitungen entstehen. Besonders bei den hohen Ausgleichsströmen zwischen den Stützkondensatoren $C_1 \dots C_4$ muss für ausreichend kleine Widerstände durch Verwendung breiter Leiterbahnen gesorgt werden. In Abbildung 7.2 wird der Potentialausgleich zwischen den Massepunkten als Massefläche ausgeführt. Sie sorgt dafür, dass sich alle Ausgleichsströme über eine möglichst breite Fläche ausbreiten können und hilft zusätzlich zur Abschirmung gegen hochfrequente Einstreuungen.

Was im Layout außerdem auffällt, ist die eher ungewöhnliche Anordnung der Transistoren T8, T10 und T11. Diese sind durch die Anordnung thermisch gekoppelt. Diese Maßnahme ist notwendig, da sich T10 und T11 bei hoher Leistung erwärmen. T8 hingegen, der für die Vorspannung und damit für die Einstellung des Stromes im Arbeitspunkt zuständig ist, würde sich ohne die thermische Kopplung nicht in gleich starker Weise erwärmen. Dadurch käme es zu einer starken Erhöhung des Stromes im Arbeitspunkt von T10 und T11 und damit zur vorzeitigen Zerstörung der Endstufentransistoren. Durch die thermische Kopplung wird T8 durch T10 und T11 in gleicher Weise erwärmt und dadurch sinkt die Vorspannung U_V mit der Temperatur mit dem Ergebnis, dass der Arbeitspunktstrom durch T10 und T11 trotz Erwärmung weitgehend konstant bleibt.

8. Vorbereitende Aufgaben

Die vorbereitenden Aufgaben dienen, wie ihr Name schon andeutet, der Vorbereitung auf die praktischen Aufgaben am Versuchstag. Um sicherzustellen, dass am Versuchstag nicht von vorne begonnen werden muss, müssen Sie die bearbeiteten Aufgaben mitbringen und bei einer Befragung nachweisen, dass Sie deren Inhalt auch verstanden haben.

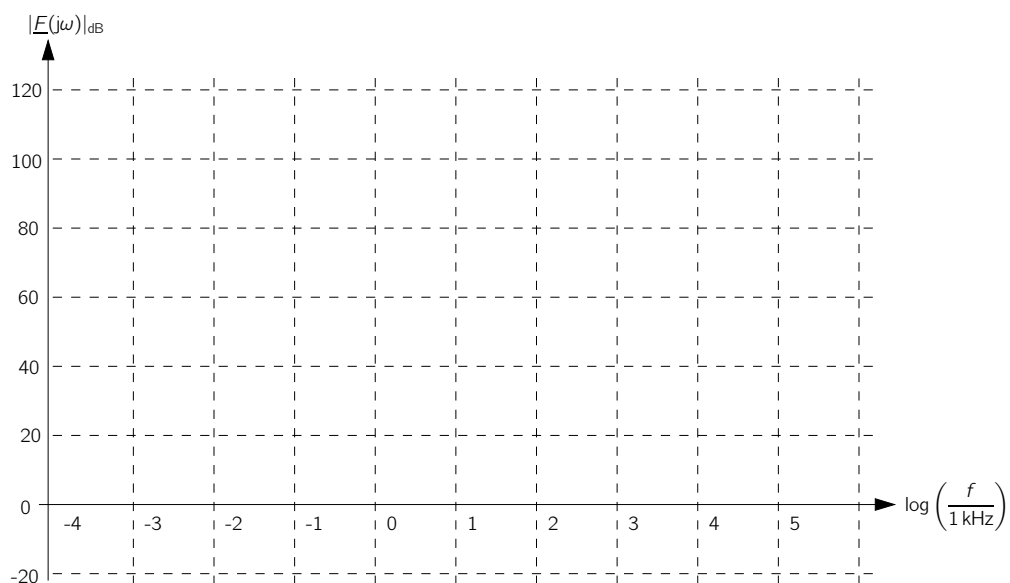
1. Nennen Sie die Anforderungen an den zu realisierenden NF-Leistungsverstärker.
2. Erklären Sie die Funktion und den Nutzen einer Gegentaktendstufe (AB-Betrieb).
3. Skizzieren Sie das Blockschaltbild einer rückgekoppelten Schaltung und geben Sie die dazugehörige Berechnungsvorschrift für die Übertragungsfunktion an. Ordnen Sie die Bauteile der Schaltung dem Verstärkungszweig und dem Rückkoppelzweig zu! Unter welcher Annahme hängt die Übertragungsfunktion nur noch vom Rückkoppelzweig ab?
4. Berechnen Sie die Arbeitspunktpotentiale und Ruhestrome der mit $R_L = 8 \Omega$ belasteten Schaltung. Treffen Sie dabei im Rahmen einer Näherungslösung folgende Annahmen: $\beta_0 = 500$ für $T_1 \dots T_7$ und T_9 , $\beta_0 = 100$ für T_8 , T_{10} und T_{11} , $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ für $T_1 \dots T_9$. Der Ruhestrom durch R_5 ist vernachlässigbar gering, der Ruhestrom durch T_{10} beträgt aufgrund der Spannung U_V 5 mA. Verwenden Sie für die einzelnen Werte der Bauteile die Angaben aus Abbildung 7.1. (Hinweis: Berechnen Sie erst wie in Abbildung 6.1 dargestellt die Werte der Spannung U_V und I_0 . Aufgrund der Symmetrie kann $U_{BE,10} = U_{BE,11} \approx \frac{U_V}{2}$ angenommen werden. Der Spannungsabfall an R_4 wird in erster Näherung nur durch den Basisstrom von T_4 verursacht und liegt als Offset über R_L an.)
5. Erklären Sie die Begriffe Grenzfrequenz und Bandbreite! Wie lassen sich Grenzfrequenzen messtechnisch ermitteln? Nennen Sie zwei Möglichkeiten.
6. Berechnen Sie die Übertragungsfunktion \underline{F}_a und \underline{F}_2 anhand des Kleinsignalersatzschaltbildes aus Abbildung 6.2. Ist die Annahme, nach der die Gesamtverstärkung nur noch vom Rückkoppelzweig abhängt, erfüllt?

7. Das quasistatische Ersatzschaltbild wird um C_6 erweitert (vgl. Abb. 6.4). Berechnen Sie die durch C_6 verursachten Grenzfrequenzen des Frequenzganges der Vorwärtsverstärkung \underline{F}_a und zeichnen Sie den Amplitudenverlauf der Vorwärtsverstärkung im *Bode-Diagramm*. Machen Sie sich bewusst, dass es sich hierbei wiederum nur um die Eigenschaften des Hauptweiters handelt (nicht die rückgekoppelte Schaltung).

Erklärung zum Bodediagramm: Im Bodediagramm wird die Amplitudenverstärkung über den Frequenzverlauf aufgetragen. Wenn die Schaltung frequenzunabhängig wäre, dann wäre der Verlauf konstant mit der berechneten Gesamtverstärkung. Mit den hier ermittelten Grenzfrequenzen lässt sich der frequenzabhängige Verlauf wie folgt beschreiben: Ab jeder Grenzfrequenz fällt der Verlauf des Betrags der Verstärkung um 20 dB/dek. Eine Verstärkung V wird in dB umgerechnet mit

$$20 \text{ dB} \log(V). \quad (8.1)$$

Beurteilen Sie, bis zu welcher Frequenz die Annahme $\underline{F}_a \cdot \underline{F}_2 \gg 1$ erfüllt ist, d.h. dass die gesamte Übertragungsfunktion nur noch vom Rückkoppelwektor abhängt.



8. Berechnen Sie die untere Grenzfrequenz der Schaltung für die Ansteuerung mit einer idealen Spannungsquelle an Steckverbinderpin SV3-3. (Hinweis: Welches frequenzbestimmende Element der Schaltung aus Abbildung 7.1 führt zu einer unteren Grenzfrequenz?)

9. Praktische Aufgaben

Die praktischen Aufgaben werden am Versuchstag bearbeitet und sollten vorher schon durchgelesen und nachvollzogen werden. Zur erfolgreichen Bearbeitung ist es zwingend notwendig, den Versuchsverlauf mitzuprotokollieren und **einen USB-Speicherstick mitzubringen!**

1. Bauen Sie die Schaltung auf die vorbereitete Platine auf. Untersuchen Sie die Platine zunächst auf unbeabsichtigte Kurzschlüsse im Leiterbild. Beachten Sie die korrekte Einbaulage der Bauteile, insbesondere bei den Transistoren (s. Anhang B) und Elektrolytkondensatoren. Die Transistoren T_{10} und T_{11} werden mit der Kühlfläche nach rechts eingebaut. Die Steckverbinder zu den anderen Platinen werden mit der offenen Längsseite nach außen bestückt. Schneiden Sie die Anschlussdrähte bereits verlöteter Bauteile stets einzeln ab, besonders bei den Transistoren T_{10} und T_{11} , da ansonsten die Leiterbahn abreißen kann! Beachten Sie auch die Datenblätter der Transistoren zum richtigen Anschließen der Transistoren!
2. Nehmen Sie die Schaltung nach sorgfältiger Kontrolle – auch durch den Betreuer – zunächst ohne Signalquelle und ohne Last an einem Labornetzteil in Betrieb und begrenzen Sie dessen Ströme auf jeweils 100 mA. Überprüfen Sie die Ausgangsspannung mit dem Oszilloskop (DC-Kopplung!) und protokollieren Sie diese nebst dem Ruhestrom der Schaltung.
3. Schließen Sie nun einen Widerstand von 8Ω an den Ausgang an und betrachten Sie das Verhalten der Schaltung zunächst ohne und bei Erfolg mit einem sinusförmigen Eingangssignal (an SV3-3) von ca. $100\text{ mV}_{\text{pp}}$ ⁴ und einer Frequenz von 1 kHz.
4. Sind alle bisherigen Aufgaben erfolgreich abgeschlossen, können Sie die Eingangsspannung auf einen Wert erhöhen, bei dem an der angeschlossenen ohmschen Last die Nennleistung von 500 mW zu erwarten ist. Passen Sie die Strombegrenzung am Netzteil entsprechend an.
5. Messen Sie bei Nennleistung die Grenzfrequenzen und vergleichen Sie sie mit den in den vorbereiteten Aufgaben ermittelten Ergebnissen. Diskutieren Sie, welche Ursachen dafür verantwortlich sein können, wenn die Messung und die Ergebnisse aus den vorbereiteten Aufgaben voneinander abweichen.

⁴Der Index „pp“ steht für „peak-peak“, also gemessen von positivem zu negativem Spitzenwert.

Exportieren Sie die Kurve als csv-Datei aus dem Oszilloskop und fügen Sie sie Ihrer Ausarbeitung bei.

6. Zum Abschluss können Sie die Funktionsfähigkeit Ihrer Schaltung an einem Lautsprecher unter Beweis stellen. Verwenden Sie dazu entweder das Labornetzteil oder die Schaltung aus dem Versuch „Netzteile“.

A. Ausarbeitung

Die Ausarbeitung umfasst die vorbereitenden Aufgaben, sowie die am Versuchstag durchgeführten praktischen Aufgaben und kann handschriftlich oder mit dem Computer erfolgen.

Die Abgabe muss spätestens eine Woche nach Versuch erfolgen, eine weitere Woche zur Korrektur, wenn die Ausarbeitung Fehler aufweist.

Sie sollte per E-Mail an florian.bansemmer@eus.uni-saarland.de gesendet oder am Lehrstuhl für Elektronik und Schaltungstechnik bei Herrn Martin Müller, Zimmer 8.03, abgegeben werden.

B. Datenblätter



BD136
BD138/BD140

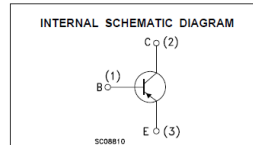
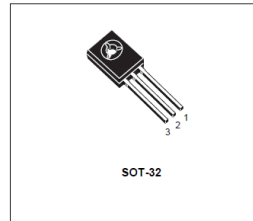
PNP SILICON TRANSISTORS

Type	Marking
BD136	BD136
BD136-10	BD136-10
BD136-16	BD136-16
BD138	BD138
BD140	BD140
BD140-10	BD140-10
BD140-16	BD140-16

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES
- PNP TRANSISTOR

DESCRIPTION

The BD136, BD138 and BD140 are silicon Epitaxial Planar PNP transistors mounted in Jedic SOT-32 plastic package, designed for audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi-complementary circuits. The complementary NPN types are the BD135, BD137 and BD139.



BD135
BD139

NPN SILICON TRANSISTORS

Type	Marking
BD135	BD135
BD135-10	BD135-10
BD135-16	BD135-16
BD139	BD139
BD139-10	BD139-10
BD139-16	BD139-16

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES

DESCRIPTION

The BD135 and BD139 are silicon Epitaxial Planar NPN transistors mounted in Jedic SOT-32 plastic package, designed for audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi-complementary circuits. The complementary PNP types are BD136 and BD140 respectively.

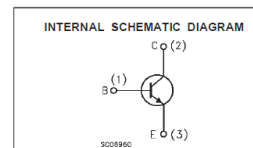
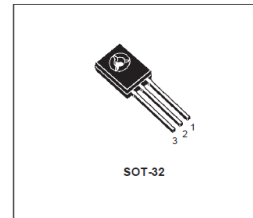
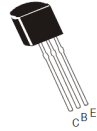
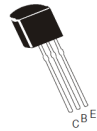


Abbildung B.1: Datenblatt BD 139/140

NPN SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS

Amplifier Transistors

BC546, A, B, C
BC547, A, B, C
BC548, A, B, C**TO-92**
Plastic Package
For Lead Free Parts, Device
Part # will be Prefixed with
™**PNP SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS**

Amplifier Transistors

BC556, A, B,
BC557, A, B, C
BC558, A, B, C**TO-92**
Plastic Package
For Lead Free Parts, Device
Part # will be Prefixed with
™

Abbildung B.2: Datenblatt BC 548/558