



NF-Leistungsverstärker

Skriptum zum
Praktikum Schaltungstechnik

Sommersemester 2026

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern	2
2.1	Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schalleistung	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 rückgekoppelte Schaltung	15
6.1	Gegenkopplung	15
6.2	Das Hauptzweitor	17
6.3	Das Rückkoppelzweitor	18
6.4	Begrenzung der Bandbreite	19
7	Gesamtschaltung und Platinenlayout	23
8	Vorbereitende Aufgaben	26
9	Messaufgaben	28
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 8Ω . Bei größeren Leistungen sind auch kleinere Impedanzen wie 4Ω oder sogar 2Ω 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 Zimmerlautstärke¹.

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.

¹Quelle: Wikipedia, <http://de.wikipedia.org/wiki/Schalldruckpegel>

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 Lautsprecher² 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 Schallwand-

²Lautsprecher 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	$2 \cdot 10^{-3} \dots 6,3 \cdot 10^{-3}$ 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. Quelle: Wikipedia,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Schalldruckpegel>.

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.

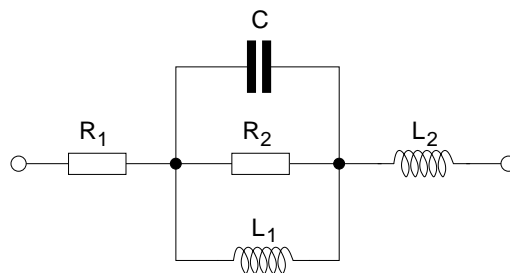


Abbildung 2.2: Elektrisches Ersatzschaltbild eines realen Lautsprechers.

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 Kollektorgrundschtung, 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 Abbildung 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 anliegt³. Mit dem in Abbildung 4.1 gezeigten Klasse-A-Verstärker ist es deshalb nicht möglich, ohne eine relativ hohe Verlustleistung die geforderte Linearität zu erreichen.

Wird eine komplementäre Kollektorgrundschtung 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. Abbildung 4.2). Als Arbeitspunkt wird der Fall definiert, wenn der Ausgang und damit beide Basen auf dem Mittelwert zwischen den Betriebsspannungen liegen. In diesem Fall hat der Ausgang gegenüber dem als Bezugspunkt (Masse) definierten gemeinsamen Knoten der beiden Betriebsspannungen ein Potential

³Zur Erläuterung: der Arbeitspunkt-strom I_0 durch R_E muss mindestens so groß sein, dass ein negativer Strom i_L in der Last (z.B. bei der negativen Halbwelle des Sinus) nicht zu einem negativen Strom i_E führt. Daher muss gelten $I_0 + i_{L,\min} > 0$ für $i_L < 0$.

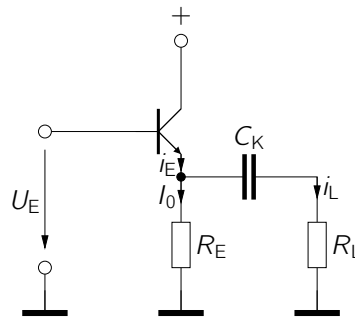


Abbildung 4.1: Klasse-A-Verstärker.

von Null, d.h. $U_A = 0$ im Arbeitspunkt. 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 Abbildung 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 $U_E > U_{BE,T11} \approx -0,7\text{V}$ (toter Bereich). Das führt zu $U_{A1} \approx 0\text{V}$ (s. Abbildung 4.2 d)). Überschreitet U_E die Spannung von ca. $0,7\text{V}$, so wird U_E , mit der Spannungsverstärkung von $v_u \approx 1$ am Ausgang anliegen, wobei es um eine DC-Spannung von $U_{BE} \approx 0,7\text{V}$ 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.

wie anhand eines Vergleiches zwischen Ein- und Ausgangssignal zu sehen ist, ist eine solche Schaltung nichtlinear. Mithilfe einer Fourieranalyse lässt sich zeigen, dass aus einer einzelnen Frequenz am Eingang ein ganzes Spektrum an ganzzahligen Oberwellen (sog. Übernahmeverzerrungen) am Ausgang entsteht, was außer für Verzerrerschaltungen in Gitarrenverstärkern 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.

Eine Verringerung der Oberwellen ist wie in Abbildung 4.2 d) gezeigt durch das Anlegen einer Vorspannung U_V zwischen den Basen möglich. Wird $U_V/2 \approx U_{BE}$ ausgewählt, so fließt im Arbeitspunkt durch T_{10} und T_{11} der gleiche Strom, und es gilt weiterhin $U_A \approx 0\text{V}$ ist. Durch ein ausreichend großes $U_V/2$ führen die beiden Transistoren bereits bei $U_E=0$ einen Arbeitspunktstrom und arbeiten im gesamten Bereich der positiven (T_{10}) und negativen (T_{11}) Ausgangsspannung als Kollektorgrundsaltung welche die Ausgangsspannung bestimmt und den Last-

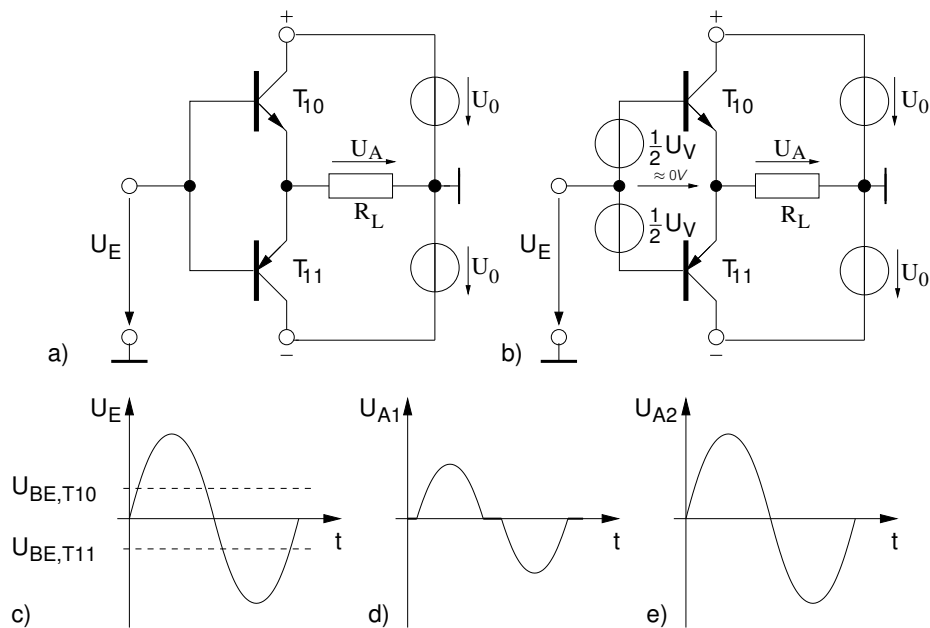


Abbildung 4.2: Gegentaktstufe mit und ohne Vorspannung.

strom durch R_L trägt. Daher kann für ein vereinfachtes Kleinsignalwechselstrom Ersatzschaltbild im Arbeitspunkt die Gegentakt-stufe durch eine Kollektorgrundschaltung mit dem durch U_V eingestellten Arbeitspunktstrom (bestimmt g_m des Transistors) beschrieben werden (vgl. Abb. 6.2). Für kleine Aussteuerungen von U_E geben aufgrund der Vorspannung U_V beide Transistoren T_{10} und T_{11} einen Betrag zum Laststrom. Für eine größere Aussteuerung wird der Emitterstrom des jeweils aktiven Transistors größer wodurch sich wegen $U_V = \text{const.}$, U_{BE} und damit I_E des anderen Transistors reduziert (geht gegen Null). Diese Art von Verstärker nennt sich AB-Verstärker oder AB-Betrieb. Die in Abbildung 4.2 gezeigte Verschaltung eines *pn*p- und *np*n-Transistors wird im Englischen auch Push-Pull-Stufe genannt.

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 Basistrom 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 $U_{BE8} \approx 0,7\text{V}$ 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 $U_{BE} \approx 0,7\text{V}$ 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.

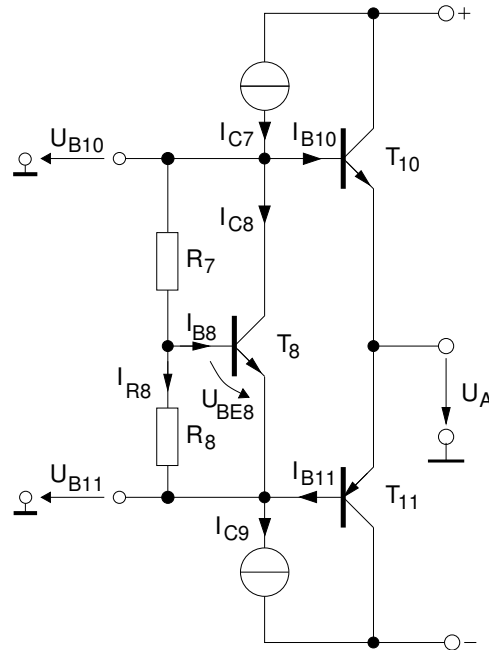


Abbildung 4.3: Endstufe mit Vorspannungserzeugung.

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 Steuerkennlinien aufweisen, muss sich $U_{B11} = -U_{B10}$ einstellen und der Ausgang der Schaltung nimmt Massepotential ein.

Der notwendige Eingangsstrom I_{B7} ⁴ wird aus der ansteuernden Differenzverstärkerschaltung geliefert.

5 Der Differenzverstärker

Das auf dem Prinzip einer Regelung aufbauende Konzept der rückgekoppelten Verstärkers erfordert einen Vergleich zwischen der Sollgröße (Eingangsspannung am Verstärker) und der Istgröße (Ausgangsspannung am Lautsprecher dividiert durch die gewünschte Verstärkung (hier 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. Für $U_{E1} = U_{E2}$ teilt sich der Betriebsstrom 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 führt zu unterschiedlichen Basis-Emitter spannungen und damit zu einer ungleichen Aufteilung des Betriebsstroms I_{C5} . Dessen unterschiedlicher Stromverteilung wird an den Lastwiderständen $R_{C3}=R_{C4}$ in zwei unterschiedliche Spannungen umgesetzt. Der Unterschied liegt in Form der Differenzspannung U_A vor.

Wird statt der Widerstände R_{C3} und R_{C4} ein Stromspiegel als aktive Last verwendet, (vgl. Abbildung 5.1 b)) steht die in zwei unterschiedlichen Zweigen vorhandene Stromdifferenz $I_{C3}-I_{C4}$ in Form des Differenzstroms I_{diff} in einem Zweig zur Verfügung. Im Arbeitspunkt gilt $U_{E1} = U_{E2}$ und die Kollektorströme von T_3 und T_4 sind gleich. Durch den Stromspiegel ergibt sich $I_{C,1} = I_{C2} \approx I_{C4}$ und damit der in die darauffolgende Stufe fließt.

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

⁴Eine äquivalente Überlegung lässt sich auch anhand der Eingangsspannung U_{BE7} durchführen, der über die konstituierenden Gleichung der BE-Diode des normal-aktiven Transistors eindeutig mit I_{B7} verknüpft ist.

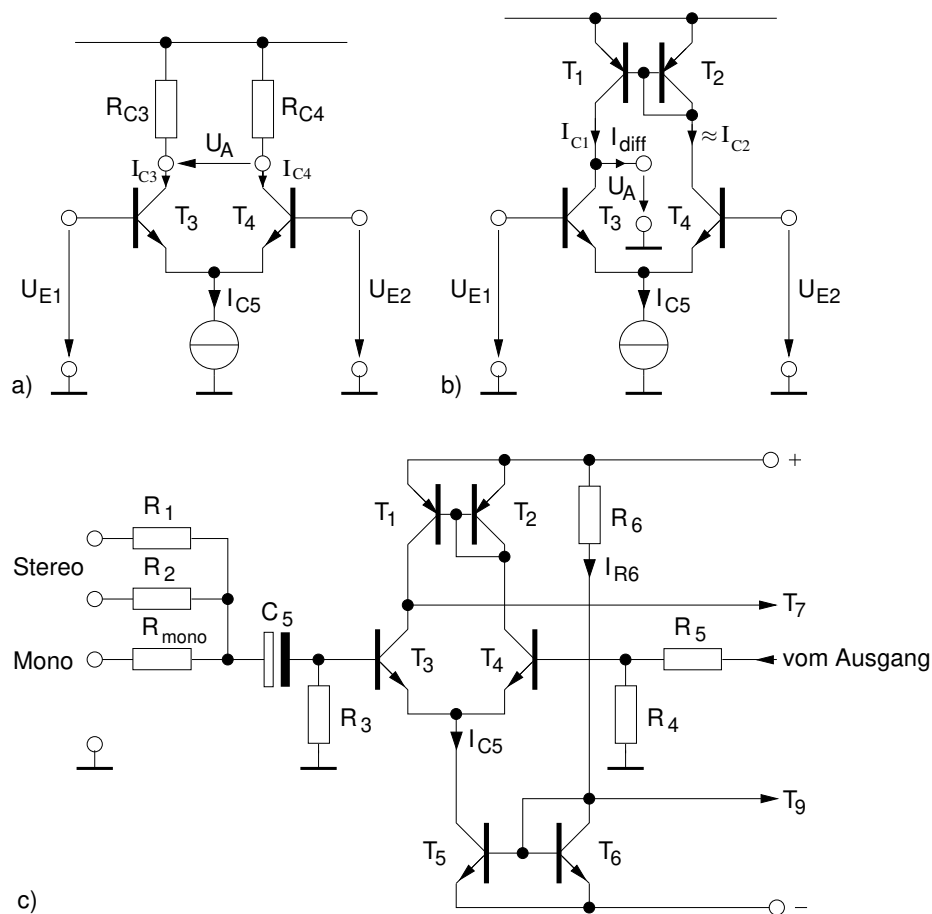


Abbildung 5.1: Zur Erläuterung der Differenzverstärkerstufe: a) mit differenziellem Ausgang U_A , b) mit einphasigen Ausgang I_{diff} , c) realisierte Schaltung.

R_1 und R_2 und die Monoquelle (vom Mikrofonvorverstärker) über R_{mono} an R_3 überlagert. Kondensator C_5 entkoppelt die Basis von T_3 von eventuell vorkommenden Gleichspannungen in den Quellsignalen um den Betrieb im Arbeitspunkt zu gewährleisten⁵.

⁵Der Einsatz eines Elektrolytkondensators an dieser Stelle ist nicht unproblematisch, da es sich dabei um einen gewolten Kondensator handelt. Aufgrund des inneren Aufbaus mit Flüssig-elektrolyt 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.

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 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 rückgekoppelte Schaltung

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 Wechselstrom-Ersatzschaltbild ist in Abbildung 6.2 dargestellt.

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

$$\underline{Y} = \frac{F_a}{1 + \underline{F_a F_2}} \underline{X} \quad (6.1)$$

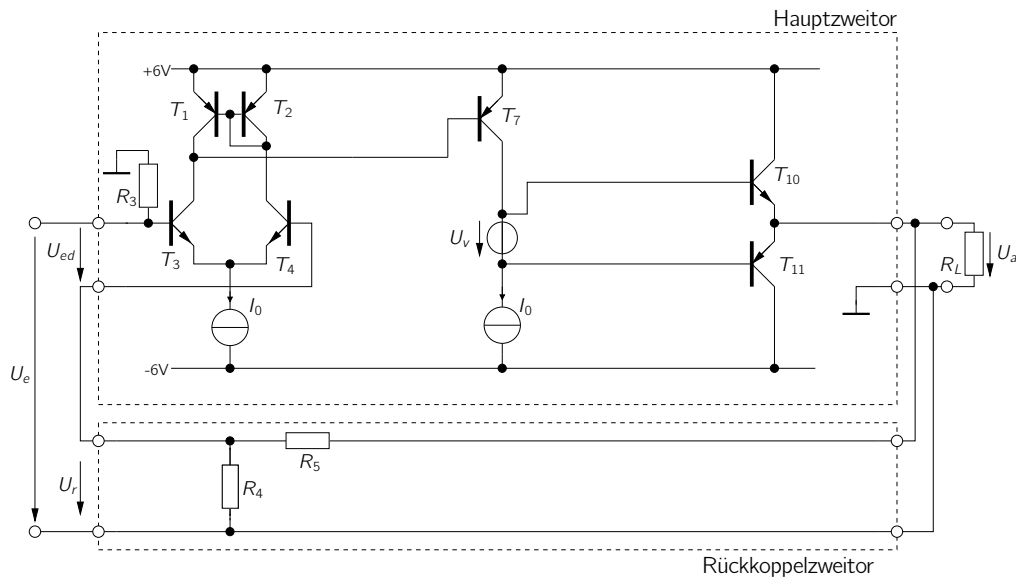


Abbildung 6.1: Aufteilung des Leistungsverstärker in Haupt- und Rückkoppelzweig.

führt zu

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

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

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

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

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

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

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

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

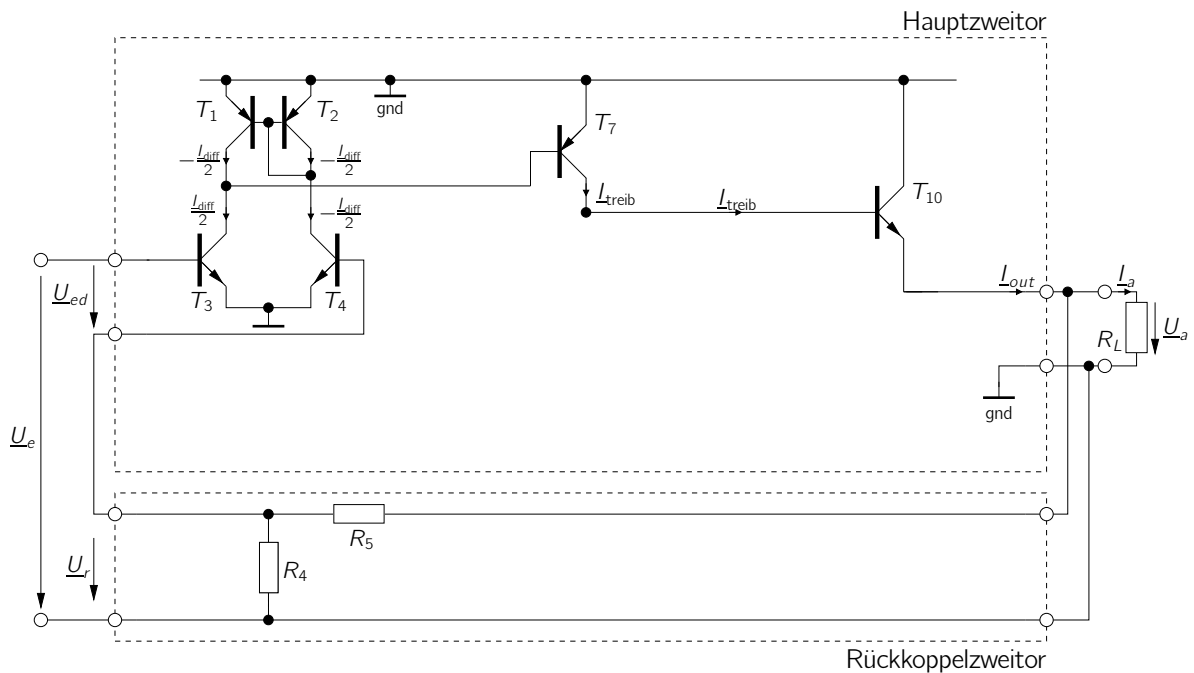


Abbildung 6.2: Der Leistungsverstärker im Wechselstrom-Ersatzschaltbild. (Die Masse zwischen T_3 und T_4 kommt durch Gegentaktbetrachtung zustande.)

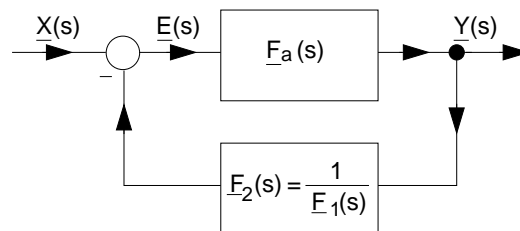


Abbildung 6.3: Allgemeine Darstellung einer rückgekoppelten Schaltung.

6.2 Das Hauptweitor

Zur Berechnung F_a wird das in Abbildung 6.2 gezeigte Wechselstrom-Ersatzschaltbild besprochen. Für den Differenzverstärker T_3 , T_4 wurde das Gegentakt-Ersatzschaltbild verwendet. Eine in der Regel einphasige Spannung U_{ed} , U_r vorkommende Gleichtaktkomponente wird dadurch vernachlässigt, was bei Annahme einer idealen Stromquelle I_0 (vgl. Abbildung 6.1) gerechtfertigt ist (vgl. „Gleichtaktunter-

drückung eines Differenzverstärkers“). 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 Gegentakt-Ausgangsstufe (T_{10} und T_{11}), wobei für eine vereinfachte Betrachtung beim Kleinsignalbetrieb einer der Emitterfolger vernachlässigt werden kann, da T_{10} und T_{11} parallel zueinander liegen (hierbei ist später zu betrachten das sich dadurch die „Transistorleitwerte“ verdoppeln).

Der Strom durch den Widerstand R_3 in Abbildung 6.1 ist für die Berechnung der Spannungsverstärkung ohne Belangen, sodass R_3 weggelassen werden kann. Da der Differenzverstärker symmetrisch aufgebaut ist, fließen am Kollektor von T_3 und T_4 die gleichen Arbeitspunktströme. Da im Arbeitspunkt durch die Transistoren T_3 und T_4 jeweils der Strom $\frac{I_0}{2}$ fließt, besitzt jeder der Transistoren des Differenzverstärkers die Steilheit

$$\frac{I_{\text{diff}}}{U_{ed}} = \frac{I_0/2}{U_T} = \frac{I_0}{2 \cdot U_T} . \quad (6.8)$$

Eine Auslenkung des Differenzverstärkers durch die Spannung U_{ed} bewirkt eine Änderung des Stromes I_{diff} . Aufgrund des Stromspiegels als aktive Last (AL) fließen durch die Kollektoren von T_1 und T_2 der gleiche Strom. Damit muss durch (die im Kleinsignal-ESB erhaltenen idealen Stromquellen von) T_1 und T_3 in Summe der Strom $\frac{-I_{\text{diff}}}{2} + \frac{-I_{\text{diff}}}{2} = -I_{\text{diff}}$ in den Ausgangsknoten N_{sp} fließen. Durch die an diesem Knoten im Wechselstrom-ESB parallel liegenden Ausgangsleitwerte g_{01} , g_{03} sowie den Eingangsleitwert g_{be7} von T_1 , T_3 und T_7 wird dieser Strom in die Eingangsspannung $U_1 = -I_{\text{diff}} \frac{1}{g_{01} + g_{03} + g_{be7}}$ für die Emittergrundschtung mit T_7 gewandelt (vgl. Abbildung 6.6).

6.3 Das Rückkoppelzweitor

Die Übertragungsfunktion des Rückkoppelzweitors $F_2(s) = \frac{U_r}{U_a}$ 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

$$M = \frac{U_2}{U_1} \quad (6.9)$$

verknüpft ist. Dann ergeben sich die Impedanzen zu

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_M \cdot \frac{1}{1 - M} \quad (6.10)$$

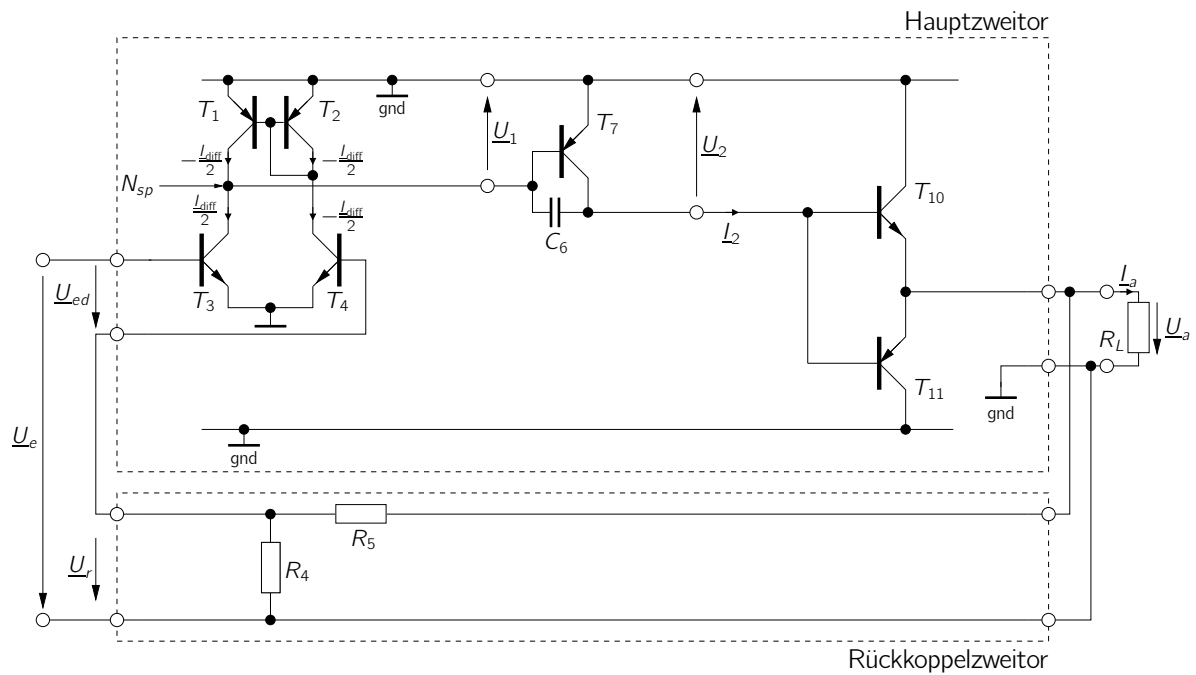


Abbildung 6.4: Wechselstrom Ersatzschaltbild mit Millerkapazität C_6 .

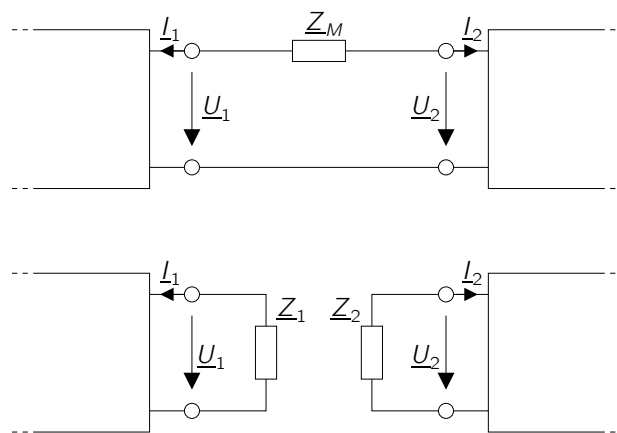
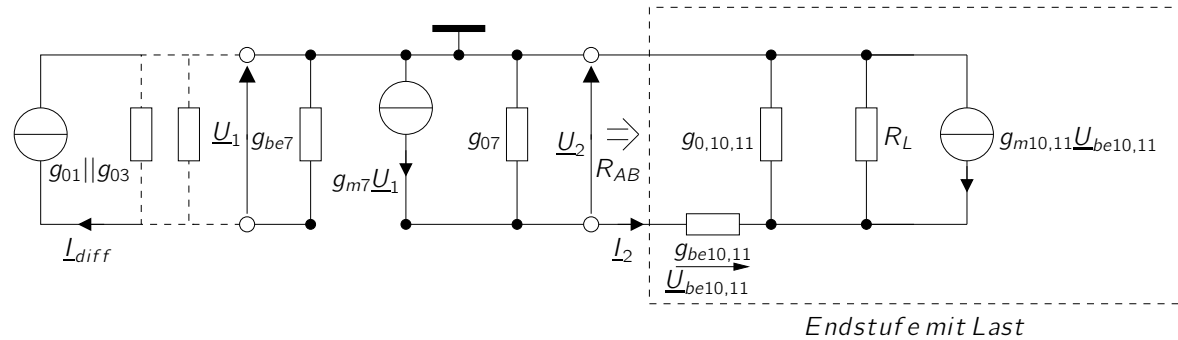


Abbildung 6.5: Darstellung der Transformation einer Impedanz Z_M gemäß dem Miller-Theorem.

und

$$Z_2 = Z_M \cdot \frac{M}{M - 1} \quad (6.11)$$

Die Spannungsverstärkung von T_7

 Abbildung 6.6: Kleinsignal Ersatzschaltbild zur Berechnung der Spannungsverstärkung von T_7 .

Um die Spannungsverstärkung von T_7 zu bestimmen, wird Abbildung 6.6 betrachtet wobei die Leitwerte mit den Indizes „10“ und „11“ die im Wechselstrom-ESB parallel liegenden Leitwerte der Transistoren T_{10} und T_{11} beschreiben.

Zur Berechnung der Spannungsverstärkung wird zunächst der Eingangswiderstand R_{AB} der Endstufe T_{10} , T_{11} mit der Last R_L bestimmt. An diesem Widerstand und an den parallel dazu liegenden Ausgangsleitwert g_{07} von T_7 wird der Ausgangsstrom von T_7 in die Aussteuerspannung U_2 der Endstufe gewandelt. Es gilt

$$R_{AB} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_2}{g_{be10,11} \underline{U}_{be10,11}}. \quad (6.12)$$

Für die Spannung über R_L erhält man somit

$$\begin{aligned} \underline{U}_{R_L} &= (g_{m10,11} \underline{U}_{be10,11} + g_{be10,11} \underline{U}_{be10,11}) \left(\frac{1}{R_L} + g_{0,10,11} \right)^{-1}, \\ &\approx (g_{m10,11} \underline{U}_{be10,11} + \frac{1}{\beta} g_{m10,11} \underline{U}_{be10,11}) \left(\frac{1}{R_L} \right)^{-1}, \\ &\rightarrow \underline{U}_{R_L} \approx g_{m10,11} \underline{U}_{be10,11} R_L. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Durch KVL erhält man für \underline{U}_2

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{be10,11} + \underline{U}_{R_L}, \quad (6.14)$$

$$= \underline{U}_{be10,11} (1 + R_L g_{m10,11}), \quad (6.15)$$

woraus für R_{AB} folgt

$$R_{AB} = \frac{1}{g_{be10,11}} (1 + R_L g_{m10,11}). \quad (6.16)$$

Mit diesem Eingangswiderstand der Endstufe und dem Ausgangsstrom $g_{m7}\underline{U}_1$ von T_7 lässt sich \underline{U}_2 berechnen

$$\underline{U}_2 = g_{m7}\underline{U}_1 (g_{07} \parallel R_{AB}) \quad (6.17)$$

$$= g_{m7}\underline{U}_1 \frac{1 + g_{m10,11} R_L}{g_{07} + g_{07} g_{m10,11} R_L + g_{be10,11}} \quad (6.18)$$

Daraus ergibt sich direkt durch Umstellen die Spannungsverstärkung

$$M := \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{g_{m7} (1 + g_{m10,11} R_L)}{g_{07} (1 + g_{m10,11} R_L) + g_{be10,11}}. \quad (6.19)$$

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

$$C_{6,1} = C_6(1 - M) \quad (6.20)$$

und

$$C_{6,2} = C_6 \left(1 - \frac{1}{M}\right) \quad (6.21)$$

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

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (6.22)$$

Die Werte der Kapazitäten sind durch die Gleichung 6.20 und Gleichung 6.21 angegeben, der dazugehörige Widerstandswert ist der jeweilige Eingangswiderstand, für $C_{6,1}$ der Eingangswiderstand des Transistors T_7 mit der Grenzfrequenz

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \frac{C_{6,\text{ein}}}{g_{be,7}}} \quad (6.23)$$

und für $C_{6,2}$ der Eingangswiderstand (\underline{Z}_{AB}) der Transistoren T_{10} und T_{11} mit

$$f_{\text{aus}} = \frac{1}{2\pi C_{6,\text{aus}} \beta_{10} \left(\frac{1}{g_{m10,11}} + R_L\right)}. \quad (6.24)$$

7 Gesamtschaltung und Platinenlayout

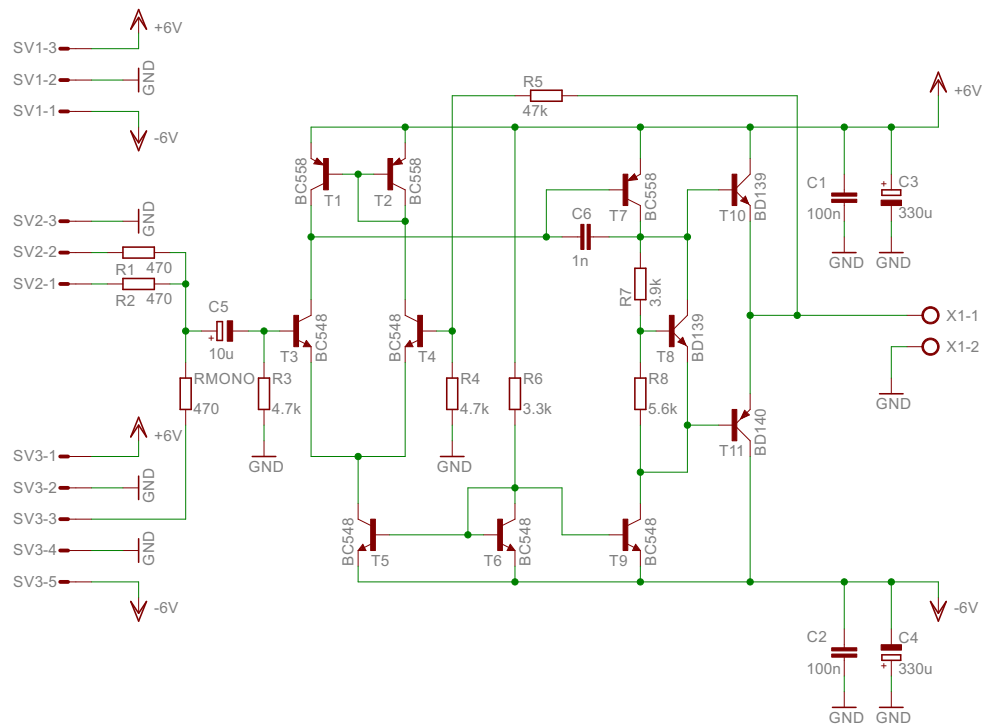


Abbildung 7.1: Gesamtschaltplan des NF-Leistungsverstärkers.

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 eines Smartphones, MP3-Players, Radios, CD-Players, Bluetooth-Empfängers o. ä. angelötet.

Zusätzlich zu den bisher besprochenen Bauteilen sind im Gesamtschaltplan die Kondensatoren $C_1 \dots C_4$ enthalten. Sie haben die wichtige Aufgabe, durch ih-

stellt 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 im voraus abgeben und bei einer Befragung nachweisen, dass Sie deren Inhalt auch verstanden haben.

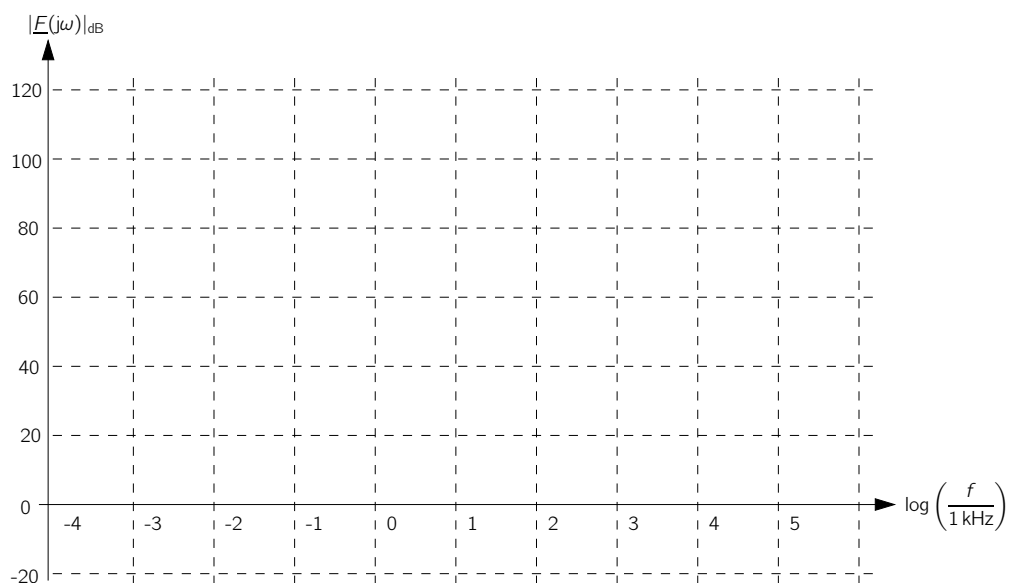
1. Nennen Sie die Anforderungen an den zu realisierenden NF-Leistungsverstärker.
2. Erklären Sie die Funktion und den Nutzen einer Gegentaktendstufe (AB-Betrieb).
3. Skizzieren Sie das Blockschaltbild einer rückgekoppelten Schaltung und geben Sie die dazugehörige Berechnungsvorschrift für die Übertragungsfunktion 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. Abbildung 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 Bode-Diagramm: Im Bode-Diagramm 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 Messaufgaben

Am Versuchstag durchzuführen.

*Die praktischen Messaufgaben werden am Versuchstag bearbeitet und sollten vorher schon durchgelesen und nachvollzogen werden. Zur erfolgreichen Bearbeitung ist es zwingend notwendig, den Versuchsverlauf mitzuprotokollieren (s. Anhang A) und ggf. zur Dokumentation durch Messdaten und/oder Screenshots am Oszilloskop **einen USB-Speicherstick mitzubringen!***

1. Bauen Sie die Schaltung auf die vorbereitete Platine auf.
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 $8\ \Omega$ 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. $100\ \text{mV}_{\text{pp}}$ ⁶ 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. Messen Sie den Frequenzgang der Schaltung und fügen Sie ihn 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 „Netzteil“.

⁶Der Index „pp“ steht für „peak-peak“, also gemessen von positivem zu negativem Spitzenwert.

A Ausarbeitung

Zum Abschluss des Versuchs soll eine schriftliche Ausarbeitung angefertigt werden. Diese soll die nachstehenden Punkte enthalten:

- Die Lösungen zu den Messaufgaben, d. h. Ergebnisse zu allen Aufgaben, alle gemessenen Werte, sowie eine kurze Beschreibung, wie diese Werte aufgenommen wurden (mit welchem Messgerät, Vorgehensweise mit Begründung etc.),
- einen Vergleich der gemessenen und berechneten Werte aus den vorbereiteten Aufgaben. Begründen Sie mögliche Abweichungen, falls vorhanden.
- Fertigen Sie für die gemessenen Frequenzgänge Grafiken mit sinnvoller Beschriftung an. Markieren Sie dabei die 3-dB-Grenzfrequenzen.
- Die Ausarbeitung darf nicht nur aus Stichpunkten bestehen, sondern muss als Fließtext ausformuliert werden.

Die Messaufgaben sind in einer maschinengeschriebenen Form als PDF-Datei zu dokumentieren. Die Ausarbeitung ist bis spätestens 2 Wochen nach dem Praktikumstermin abzugeben. Beispiel: Das Praktikum findet an einem Dienstag statt, dann muss die Ausarbeitung bis zum übernächsten Dienstag, 23:59 Uhr abgegeben werden.

Die Abgabe erfolgt ausschließlich per Mail an robert.florange@eus.uni-saarland.de.

B Datenblätter

Quellen:

BD139/140 <https://www.mouser.de/datasheet/2/389/bd135-1848980.pdf>

BC548 https://www.mouser.de/datasheet/2/308/BC550_D-1802078.pdf

BC558 https://www.mouser.de/datasheet/2/308/BC556BTA_D-1802030.pdf



BD135 - BD136 BD139 - BD140

Complementary low voltage transistor

Features

- Products are pre-selected in DC current gain

Application

- General purpose

Description

These epitaxial planar transistors are mounted in the SOT-32 plastic package. They are designed for audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi-complementary circuits. The NPN types are the BD135 and BD139, and the complementary PNP types are the BD136 and BD140.

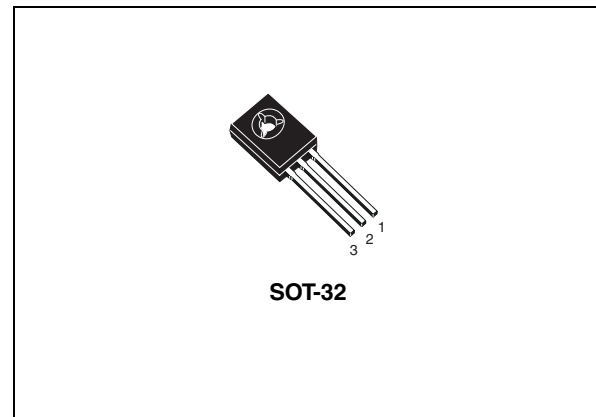


Figure 1. Internal schematic diagram

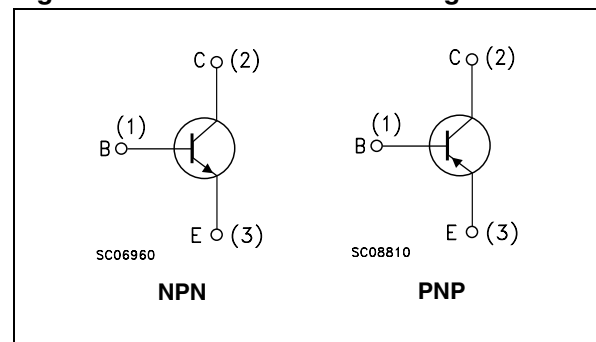


Table 1. Device summary

Order codes	Marking	Package	Packaging
BD135	BD135	SOT-32	Tube
BD135-16	BD135-16		
BD136	BD136		
BD136-16	BD136-16		
BD139	BD139		
BD139-10	BD139-10		
BD139-16	BD139-16		
BD140	BD140		
BD140-10	BD140-10		
BD140-16	BD140-16		

1 Electrical ratings

Table 2. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value				Unit
		NPN		PNP		
		BD135	BD139	BD136	BD140	
V_{CBO}	Collector-base voltage ($I_E = 0$)	45	80	-45	-80	V
V_{CEO}	Collector-emitter voltage ($I_B = 0$)	45	80	-45	-80	V
V_{EBO}	Emitter-base voltage ($I_C = 0$)	5		-5		V
I_C	Collector current	1.5		-1.5		A
I_{CM}	Collector peak current	3		-3		A
I_B	Base current	0.5		-0.5		A
P_{TOT}	Total dissipation at $T_c \leq 25\text{ °C}$	12.5				W
P_{TOT}	Total dissipation at $T_{amb} \leq 25\text{ °C}$	1.25				W
T_{stg}	Storage temperature	-65 to 150				°C
T_j	Max. operating junction temperature	150				°C

Table 3. Thermal data

Symbol	Parameter	Max value	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case	10	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal resistance junction-ambient	100	°C/W



NPN Epitaxial Silicon Transistor

BC546 / BC547 / BC548 / BC549 / BC550

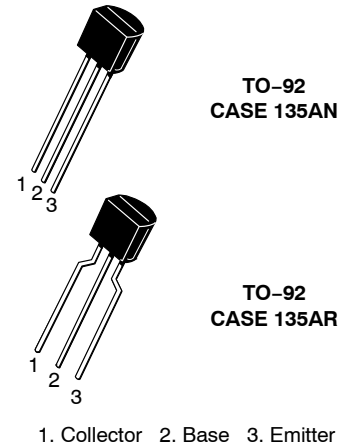
Features

- Switching and Amplifier
- High-Voltage: BC546, $V_{CEO} = 65\text{ V}$
- Low-Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556, BC557, BC558, BC559, and BC560
- These are Pb-Free Devices

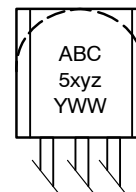
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-Base Voltage BC546 BC547 / BC550 BC548 / BC549	V_{CBO}	80 50 30	V
Collector-Emitter Voltage BC546 BC547 / BC550 BC548 / BC549	V_{CEO}	65 45 30	V
Emitter-Base Voltage BC546 / BC547 BC548 / BC549 / BC550	V_{EBO}	6 5	V
Collector Current (DC)	I_C	100	mA
Collector Power Dissipation	P_C	500	mW
Junction Temperature	T_J	150	°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150	°C

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.



MARKING DIAGRAM



BC5xyz = Device Code
 x = 4 or 5
 y = 6, 7, 8, 9 or 0
 z = A, B, C
 A = Assembly Location
 Y = Year
 WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 4 of this data sheet.

NOTE: Some of the devices on this data sheet have been **DISCONTINUED**. Please refer to the table on page 4.



PNP Epitaxial Silicon Transistor

BC556, BC557, BC558, BC559, BC560

Features

- Switching and Amplifier
- High-Voltage: BC556, $V_{CEO} = -65\text{ V}$
- Low-Noise: BC559, BC560
- Complement to BC546, BC547, BC548, BC549, and BC550
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector - Base Voltage BC556 BC557 / BC560 BC558 / BC559	V_{CBO}	-80 -50 -30	V
Collector - Emitter Voltage BC556 BC557 / BC560 BC558 / BC559	V_{CEO}	-65 -45 -30	V
Emitter - Base Voltage	V_{EBO}	-5	V
Collector Current (DC)	I_C	-100	mA
Peak Collector Current (Pulse)	I_{CP}	-200	mA
Peak Base Current (Pulse)	I_{BP}	-200	mA
Junction Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

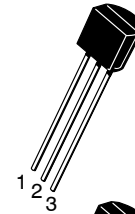
Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

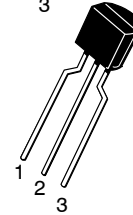
($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Max.	Unit
Total Device Dissipation Derate above 25°C	P_D	500 4.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	250	$^\circ\text{C}/\text{W}$

1. PCB size: FR-4, 76 mm x 114 mm x 1.57 mm (3.0 inch x 4.5 inch x 0.062 inch) with minimum land pattern size.



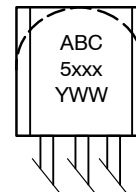
**TO-92-3
CASE 135AN**
Straight Lead
Bulk Packing



**TO-92-3
CASE 135AR**
Bent Lead
Tape & Reel
Fan-Fold

1. Collector
2. Base
3. Emitter

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
 BC5xxx = Specific Device Code
 xxx = 56A, 56B, 57A, 57B,
 58B, 59B, 59C, 60C
 Y = Year
 WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 2 of this data sheet.

NOTE: Some of the devices on this data sheet have been **DISCONTINUED**. Please refer to the table on page 2.