



NF-Leistungsverstärker

Skriptum zum Praktikum
Elektronik

Sommersemester 2012

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern	1
2.1	Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schallleistung	2
2.2	Lautsprecher	4
3	Anforderungsliste	7
4	Endstufe	8
5	Treiberstufe	10
6	Differenzverstärker	12
7	Der Leistungsverstärker als rückgekoppeltes System	15
7.1	Gegenkopplung	15
7.2	Vorwärtsverstärkung und Kleinsignalmodell	16
7.3	Begrenzung der Bandbreite	19
8	Gesamtschaltung und Platinenlayout	20
9	Vorbereitende Aufgaben	24
10	Praktische Aufgaben	26

1 Einleitung

Dieser Teil des Praktikumsskriptes behandelt den NF-Leistungsverstärker, der als letzte Einheit auf dem elektrischen Signalweg auch als Endstufe bezeichnet wird. Durch die besonderen Anforderungen stellt diese Schaltung ein komplexes Gefüge unterschiedlicher Grundsaltungen dar, die jedoch nicht unabhängig voneinander funktionieren können. Deshalb wird sich die Beschreibung an der Reihenfolge der Schaltungsentwicklung orientieren: Ausgehend von den Anforderungen, die erfüllt werden sollen, wird der Schaltplan schrittweise erweitert, bis sich schließlich die Gesamtschaltung ergibt, die im Versuch aufgebaut wird. Die vorbereitenden Aufgaben dienen dabei zum Verständnis der Erläuterungen und sind deshalb im Text referenziert.

Ein Hinweis zum Arbeitsaufwand für diesen Versuch: Mit der hier besprochenen Schaltung wird ein weiterer Bereich der in der Elektronik II 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. Auch zum Besprechen des Operationsverstärkers $\mu A741$ sind diese Kenntnisse wichtig, da dieser in gewisser Hinsicht als verfeinerte und integrierte Variante dieser Schaltung verstanden werden kann.

2 Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern

Zunächst soll geklärt werden, welche grundsätzlichen Funktionen und Eigenschaften einen NF-Leistungsverstärker ausmachen und unter welchen Randbedingungen er arbeiten muss.

Die Funktion der NF-Endstufe besteht im Wesentlichen darin, ein niederfrequentes 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

2Ω gängig. Bevor wir uns die elektrische Seite anschauen, die zur Bereitstellung einer Leistung an einer derart niederohmigen Last notwendig ist, stellt sich die Frage, wieviel Leistung erforderlich ist.

2.1 Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schallleistung

Die an einem Lautsprecher umgesetzte Leistung ist, neben dem für diesen Lautsprecher spezifischen Wirkungsgrad, maßgeblich für die erzeugte Lautstärke. Der Wirkungsgrad eines typischen HiFi-Lautsprechers ist beispielsweise ein Schalldruck von 86 dB, normiert gemessen bei 1 W elektrischer Leistung in einer Entfernung von 1 m vom Lautsprecher (DIN IEC 268). Das entspricht etwa dem Schallpegel an einer Hauptverkehrsstraße und ist etwa viermal so laut wie ein Fernseher auf Zimmerlautstärke (siehe auch Tabelle 2.1).

In diesem Zusammenhang ist es wichtig, sich zentraler Eigenarten des Themas Lautstärke bewusst zu sein: Zum einen ist dies die für die Angabe des Schallpegels verwendete Dezibelrechnung. Ausgehend von einem Schalldruck $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Pa, der minimal vom menschlichen Gehör wahrzunehmen ist (Hörschwelle), wird der Schallpegel $L = 20 \cdot \log_{10}(\frac{p}{p_0})$ [dB] angegeben. Das führt zur bekannten Rechenweise, mit der die Verkettung von Verhältnissen durch die Addition der dB-Werte dargestellt werden kann und eine Verdopplung des Schalldrucks stets einer Erhöhung des Schallpegels um 3 dB entspricht. Wie bei vielen Angaben in Dezibel ist auch bei Schallpegeln zu beachten, dass eine dB-Angabe zwar immer relativ ist, sich in manchen Fällen jedoch auf einen festen Wert bezieht. Diese „140 dB re 20 μ Pa“ (wobei die 20 μ Pa die oben erwähnte Hörschwelle festlegen) werden in der Regel lediglich in der Form „140 dB“ angegeben und als absoluter Wert interpretiert. Deshalb ist stets der Kontext zu beachten, in dem die dB-Angabe gemacht ist. Tabelle 2.1 enthält einige Beispiele für Schalldruck und Schallpegel verschiedener Schallquellen.

Zum anderen ist die Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs stark logarithmisch. 10 dB Unterschied im Schallpegel entsprechen einer wahrgenommenen Halbierung bzw. Verdopplung der Lautstärke. Somit wären 76 dB halb so laut wie 86 dB. Dies kommt daher, dass für die Lautstärkewahrnehmung die Schallleistung maßgeblich ist. Die Schallleistung ist proportional zum Quadrat des Schalldrucks, es gilt also

$$\begin{array}{lclclcl} 1 \cdot 10^{-12} \text{ W} & \hat{=} & 20 \cdot 10^{-6} \text{ Pa} & \hat{=} & 0 \text{ dB} \\ \text{sowie} & & 100 \cdot 10^{-12} \text{ W} & \hat{=} & 200 \cdot 10^{-6} \text{ Pa} & \hat{=} & 20 \text{ dB.} \end{array}$$

Situation bzw. Schallquelle	Messort	Schalldruck p	Schallpegel L in dB re $20 \mu\text{Pa}$
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, Diskothek	1 m, 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 ($20 \mu\text{Pa}$)	0 dB

Tabelle 2.1: Schalldruck und Schallpegel diverser Schallquellen.

Eine Verzehnfachung der Schallleistung führt zu einer Änderung des Schalldrucks um den Faktor $\sqrt{10}$ und die Änderung des Schallpegels ergibt sich somit zu $\Delta L = 20 \cdot \log_{10}(\sqrt{10}) = 10 \text{ dB}$. Das heißt, dass eine Verdopplung der empfundenen Lautstärke eine Verzehnfachung der Schallleistung und bei konstant angenommenem Wirkungsgrad auch eine Verzehnfachung der elektrischen Leistung am Lautsprecher notwendig macht. Abbildung 2.1 gibt eine Übersicht über den Zusammenhang zwischen Schalldruck, Schallpegel und Schallleistung.

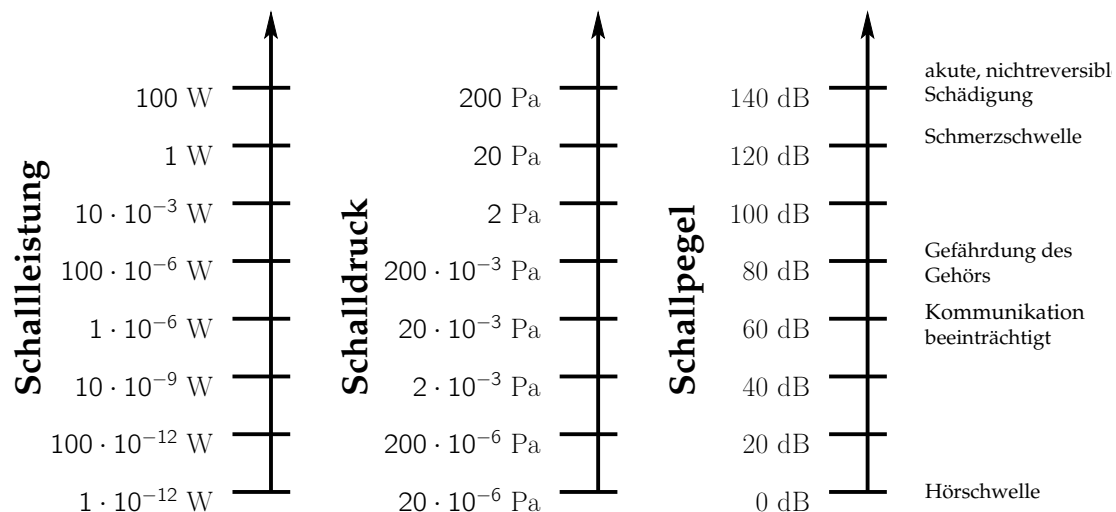


Abb. 2.1: Gegenüberstellung der relevanten Schallgrößen.

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 Lautstärkerhöhung ist darüberhinaus eine überproportionale Leistungssteigerung notwendig, die mit unserem batteriebetriebenen System nicht sinnvoll aufzubringen ist.

2.2 Lautsprecher

Die Umwandlung von elektrischer Leistung in Schallleistung geschieht durch einen Lautsprecher. Es gibt zahlreiche Prinzipien für die Konstruktion von Schallwand-

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

lern, vom Piezokristall bis hin zu den exotischen Elektrostaten, doch das am weitesten verbreitete ist das elektromagnetische Prinzip. Grundlage ist die magnetische Kraftwirkung, die bei der relativen Bewegung von Ladungen und Magnetfeld entsteht. In Abbildung 2.2 ist ein Querschnitt durch einen typischen Lautsprecher gezeigt.

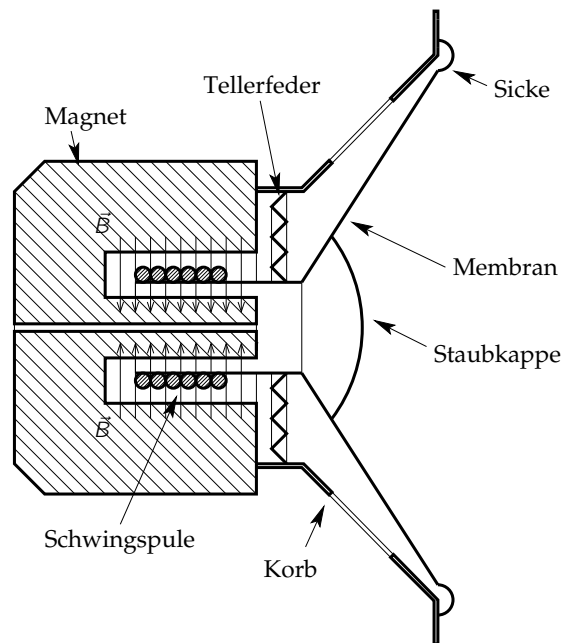


Abb. 2.2: Querschnitt durch einen Lautsprecher.

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 den erzeugten Schalldruck nutzlos machen würde. Die Sicke hat nur bei sehr einfachen Lautsprechern weitere mechanische Funktion, bei hochwertigen Konstruktionen wird die Schwingspule mit Membran durch eine Tellerfeder in ihrer Ruhelage gehalten. 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. Bei zunehmendem Gleichanteil wird sich die Schwingspule stark aufheizen, da die Verlustleistung nicht durch vorbeiströmende Luft, sondern nur über Strahlung dissipiert werden kann. 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 Kurzschluss in einem Endstufentransistor – verursacht werden. In diesem Fall fließt 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 Praktikumsskriptes 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 2.3 zeigt beispielhaft ein mögliches Ersatzschaltbild für einen Lautsprecher, das für eine grobe Näherung Verwendung finden kann.

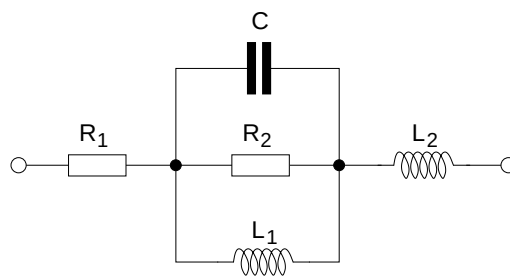


Abb. 2.3: Elektrisches Ersatzschaltbild eines realen Lautsprechers.

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 Fall messtechnisch ermittelt werden.

Die Impedanz eines Lautsprechers ist somit stark frequenzabhängig. Auf dem Lautsprecher selbst wird üblicherweise die Nennimpedanz, zum Beispiel $8\,\Omega$, angegeben.² Dieser Wert wird bei einer 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 wir nun konkrete Anforderungen an unseren NF-Leistungsverstärker stellen:

Ausgangsleistung Eine Ausgangsleistung von 500 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 mW Sinusleistung an $8\,\Omega$ ergibt sich eine Spannungsamplitude von 2,82 V (bei einer Effektivspannung von 2 V) und ein effektiver Strom von 250 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 meines Handys von $280\,\text{mV}_{\text{eff}}$ bei Vollaussteuerung gelten. Gerade wurde schon die für 500 mW benötigte Spannung am Ausgang berechnet. Man benötigt also eine Spannungsverstärkung von etwa 10, um von der Eingangsspannung eines Abspielgerätes auf die benötigte Spannung am Ausgang zu kommen.

²Man kann grob sagen, dass ein Lautsprecher mit einer Nennimpedanz von $8\,\Omega$ einen Realteil, das heißt Gleichstromwiderstand, von $5,6\,\Omega$ hat.

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 Hz bis 20 kHz) linear verstärkt. Das bedeutet einerseits, dass man nur die Frequenzen verstärkt haben möchte, die am Eingang anliegen, sprich es sollen keine weiteren Frequenzen dazukommen, andererseits möchte man dass alle Frequenzen gleich stark (um einen konstanten Faktor) verstärkt werden und nicht die eine Frequenz mehr und die andere weniger. Dies kann man erreichen, indem man die gesamte Schaltung als rückgekoppelte Schaltung auslegt (mehr dazu später).

4 Endstufe

Die eigentliche Endstufe unseres Leistungsverstärkers hat die Aufgabe, die Last – also den Lautsprecher – mit der gewünschten elektrischen Leistung zu versorgen. Da die Impedanz bekannt ist, ergeben sich Strom und Spannung über die bekannten Beziehungen

$$P = I^2 \cdot R \Leftrightarrow I = \sqrt{\frac{P}{R}}, \quad (4.1)$$

sowie

$$P = \frac{U^2}{R} \Leftrightarrow U = \sqrt{P \cdot R}. \quad (4.2)$$

Da Transistoren Stromverstärker sind, ist eine Spannungsverstärkung nur durch Transformation eines Stroms in einen Spannungsabfall über dem Lastwiderstand zu gewinnen. Je größer dieser ist, desto höher wird die Spannungsverstärkung. Allerdings ist der maximale Strom nach dem Ohm'schen Gesetz immer durch das Verhältnis von Betriebsspannung zu Lastwiderstand begrenzt. Um einen hohen Stromfluss zu ermöglichen, muss der Lastwiderstand also kleiner werden. Somit liegen zwei Forderungen vor, die sich gegenseitig widersprechen.

Um dieses Problem zu lösen, gehen wir zunächst davon aus, dass wir keine Spannungsverstärkung in der Endstufe selbst benötigen. Dazu wird die Spannungsverstärkung in die vorhergehenden Stufen verlagert. Nun benötigen wir eine Schaltung, die bei einer Spannungsverstärkung von eins eine hohe Stromverstärkung liefert. Diese Forderung erfüllt die Kollektorgrundsaltung, die auch als Emitterfolger bezeichnet wird. Mit den Näherungen im Elektronik II - Skript (siehe dort) erhält man $v_u \approx 1$ und $v_i \approx -\beta$.

Um unsere Last, den Lautsprecher, mit einem Emitterfolger treiben zu können, muss der Arbeitspunkt am Ausgang der Schaltung auf der halben Betriebsspannung liegen und der Lautsprecher vom Ausgang mit einem Koppelkondensator verbunden werden, um Gleichanteile herauszufiltern. Diese Verstärkerbetriebsart nennt man A-Betrieb. Nachteilig bei dieser Schaltungsvariante ist die hohe Verlustleistung, verursacht durch den hohen Ruhestrom im Arbeitspunkt. Möchte man diesen Ruhestrom kleiner machen (in einer idealen Welt sollte er Null sein), so muss man das Ruhepotenzial am Ausgang verringern, was dazu führt, dass von z.B. einem Sinussignal nur noch die obere Halbwelle verstärkt wird.

Nimmt man eine komplementäre Kollektorgrundsaltung hinzu, die mit einem *pnp*- statt *nnp*-Transistor aufgebaut ist und mit einer negativen Betriebsspannung versehen wird, ergibt sich eine symmetrische Schaltung, die als Gegentaktstufe bezeichnet wird. Wenn beide Basen auf dem Mittelwert zwischen den Betriebsspannungen liegt – hier wird in der Regel die Masse definiert – fließt nur ein Leckstrom über die Transistoren und es stellt sich an den Emittern ebenfalls das Massepotential ein.

Legt man ein mittelwertfreies Steuersignal auf beide Basen gleichzeitig kann man nicht erwarten, dass das Ausgangssignal dem Eingangssignal folgt. Dies wird durch die Diffusionsspannung der Basis-Emitter-Diode verhindert und erfordert einen Minimalwert für U_{BE} . Somit wird bei o.g. Ansteuerung die Ausgangsspannung nur für Eingangswerte größer der Diffusionsspannung angesteuert werden. Das Ergebnis ist bei sinusförmiger Ansteuerung das Signal in Abbildung 4.1.

Durch Fourieranalyse kann gezeigt werden, dass aus der einzelnen Frequenz am Eingang ein ganzes Spektrum am Ausgang entsteht, was für Audioschaltungen äußerst unerwünscht ist. Diese Betriebsart heißt B-Betrieb und wird nur in Sendeschaltungen verwendet, denn hier können unerwünschte Frequenzanteile auf dem Weg zur Sendeantenne herausgefiltert werden.

Der klassische Ausweg aus diesem Problem ist das Anlegen einer Vorspannung an die Basen, so dass die Basisspannungen jeweils um einen Gleichspannungsanteil gegen Masse verschoben sind. Damit kann in jede Richtung auf dem linearen Teil der Kennlinie angesteuert werden und der Ruhestrom ist hinreichend klein. In der Praktikumsschaltung sorgt die Beschaltung von T_8 – siehe Abbildung 4.2 – für eine annähernd konstante Spannung³, die die Leistungstransistoren T_{10} und T_{11} auf-

³Durch die große Steilheit der Steuerkennlinie lässt sich U_{BE} als konstant annehmen. Die Spannung U_{CE} ergibt sich dann einfach nach dem Spannungsteilergesetz mit $\frac{U_{CE}}{R_7+R_8} = \frac{U_{BE}}{R_8}$.

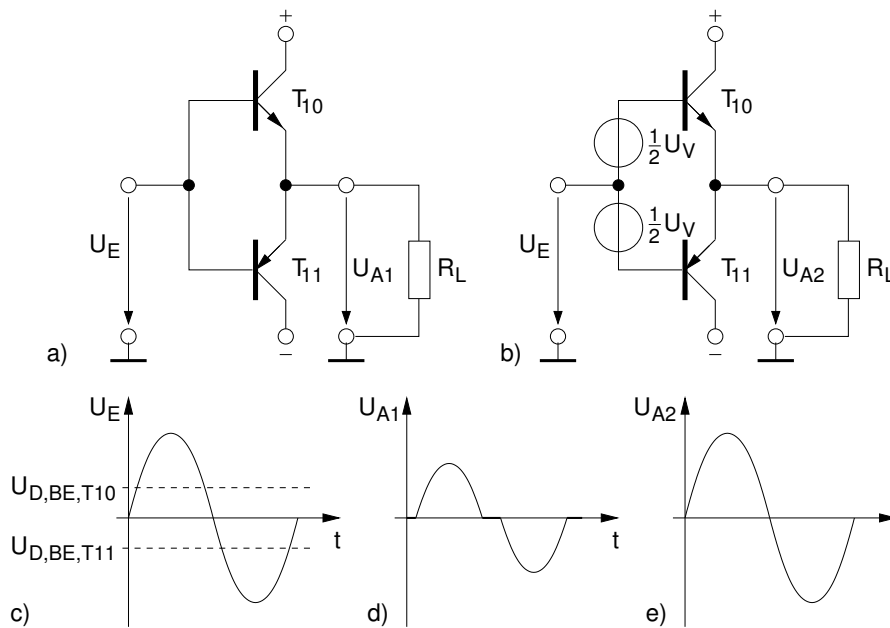


Abb. 4.1: Gegentaktstufe mit und ohne Vorspannung.

steuert. Diese Betriebsart heißt aufgrund der Mischform zwischen dem B-Betrieb (kein Ruhestrom) und dem A-Betrieb (halber Maximalstrom als Ruhestrom) AB-Betrieb.

Wir wählen den Potentialunterschied zwischen den Basen $< 2 U_{BE}$, so dass ein geringer und damit batterieschonender Ruhestrom fließt. In unserer Schaltung ist dies ausreichend, da die Gegenkopplung in der Lage ist, letzte Nichtlinearitäten auszuregeln.⁴

5 Treiberstufe

Um die Endstufe wie in Abbildung 4.2 betreiben zu können, müssen wir die Ströme I_{C7} und I_{C9} zur Verfügung stellen. Im Arbeitspunkt sind beide Ströme gleich groß und es ergibt sich eine symmetrische Spannungs- und Stromverteilung: I_{C7} teilt

⁴Ein Verzicht auf den Ruhestrom ist nicht möglich, da die Übernahmeverzerrungen ohne Ruhestrom durch ihre starke Stufigkeit wie eine Sprungfunktion wirken und die Gegenkopplung zum Schwingen bringen. Auch so sind Maßnahmen zur Schwingungsunterdrückung erforderlich ($\rightarrow$ Bandbreitenbegrenzung).

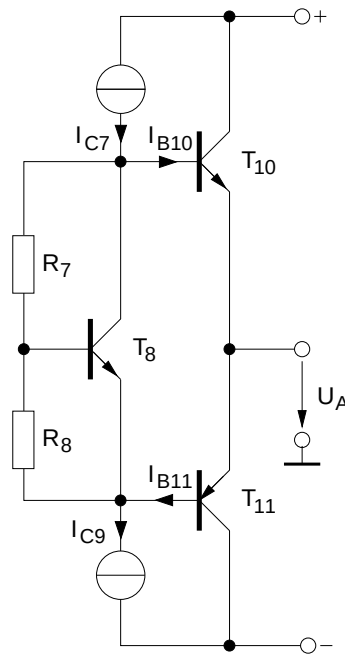


Abb. 4.2: Endstufe mit Vorspannungserzeugung.

sich auf in den Strom für die Vorspannungserzeugung (I_{C8} und I_{B10}) und I_{C9} ergibt sich wiederum aus dem Strom aus der Vorspannungserzeugung und dem Basisstrom aus dem *pn*p-Transistor T_{11} . 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.

Um die Endstufe dynamisch ansteuern zu können, wird die Stromquelle für I_{C9} als Konstantstromquelle ausgeführt, I_{C7} wird dagegen dynamisch erzeugt, so dass das oben erläuterte Gleichgewicht um den Arbeitspunkt nach Wunsch verschoben werden kann.

In Abbildung 5.1 sehen wir die Realisierung der Konstantstromquelle für I_{C9} durch die Schaltung aus R_6 , T_6 und T_9 . Diese Schaltung entspricht genau der einfachen Stromquelle im Elektronik II - Skript 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 Transistor T_7 eingestellt, der in Emittergrundschaltung verwendet wird. Durch geeignete Wahl von U_E in Abbildung 5.1 wird der

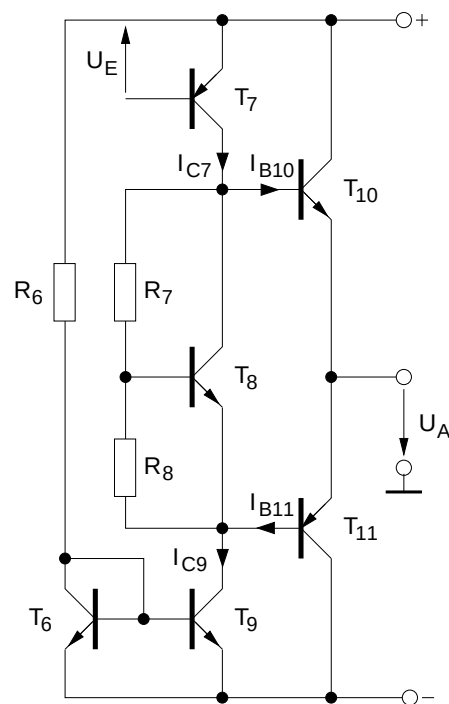


Abb. 5.1: Endstufe mit Treiberstufe.

Basisstrom an T_7 im Arbeitspunkt so eingestellt, dass sich ein Kollektorstrom in gleicher Höhe wie I_{C9} ergibt. Aufgrund der starken Abhängigkeit dieses Gleichgewichts von den Parametern der einzelnen Transistoren ist es notwendig, T_7 nicht nur zu steuern, sondern die Schaltung in ihrer Gesamtheit zu regeln. Dabei soll sichergestellt werden, dass die Form der Ausgangsspannung zu jeder Zeit der Eingangsspannung bis auf den linearen Faktor der Spannungsverstärkung entspricht.

6 Differenzverstärker

Die Regelung erfordert einen Vergleich zwischen der Sollgröße (Eingangsspannung am Verstärker) und der Istgröße (Ausgangsspannung am Lautsprecher), die für den Vergleich allerdings durch den Spannungsverstärkungsfaktor geteilt werden muss. Sobald die Differenz zwischen beiden ungleich Null ist, soll auf eine Änderung der Istgröße hingewirkt werden. Damit kann – innerhalb der durch die Bauteile und

durch die Versorgungsspannungen gestellten Grenzen – der lineare Zusammenhang zwischen Eingang und Ausgang unabhängig von den internen Zuständen der Schaltung gewährleistet werden.

Zur Differenzbildung zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal verwenden wir prinzipiell den Differenzverstärker in Abbildung 6.1a. Es handelt sich bei dieser

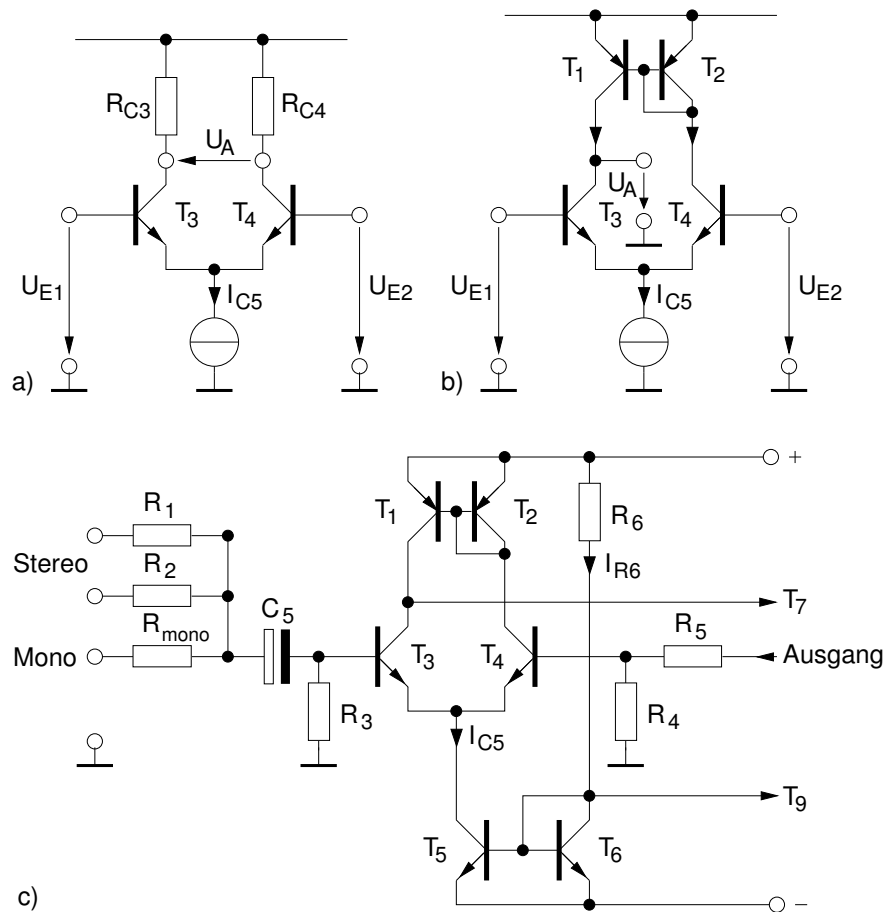


Abb. 6.1: Hinführung zur Differenzverstärkerstufe.

Schaltung nicht um zwei getrennte Emittergrundsaltungen, 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.

Mit der Schaltung in Abbildung 6.1a ist es noch nicht möglich, eine einzelne Ausgangsspannung zu erzeugen, die auf eine feste Referenz bezogen ist. Somit ist eine weitere Differenzbildung notwendig. Dazu benutzen wir in Abbildung 6.1b den Stromspiegel aus T_1 und T_2 als sogenannte aktive Last. Für genauere Betrachtungen zur Theorie der aktiven Last sei wiederum auf das Vorlesungsskript zur Elektronik II verwiesen, wir benötigen zum Verständnis der Schaltung zunächst nur wenige Grundlagen: Im statischen Betrieb (Arbeitspunkt, Gleichtakt) wirkt der Stromspiegel in bekannter Weise, dabei wird sich $I_{C02} = I_{C01}$ einstellen. Bei Gegentaktansteuerung – d. h. dynamischer Betrieb des Differenzverstärkers – wird der Stromspiegel versuchen, den Strom im linken Zweig dem Strom im rechten Zweig nachzusteuern. Dadurch wird der Gesamtwiderstand der beiden Zweige ausgeglichen: $R_{CE1} + R_{CE3} = R_{CE2} + R_{CE4}$. Letztendlich verdoppelt sich dadurch die Spannungsänderung von U_A im Vergleich zur Verwendung von Festwiderständen, wogegen die Spannungsänderung am Kollektor von T_2 etwa Null beträgt. Man nennt die Verwendung der aktiven Last im Differenzverstärker deshalb auch Phasenaddierschaltung.

Zur Erzeugung des Konstantstromes I_{C5} kommt wieder 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 6.1c gezeigt.

Eingangsseitig werden die verschiedenen Audiosignale über ein RC-Netzwerk eingespeist. Dabei werden die Stereokanäle des MP3-Players über die Widerstände R_1 und R_2 addiert, die Monoquelle (vom Mikrofonvorverstärker) wird über R_{mono} an den Koppelkondensator C_5 angeschlossen. C_5 trennt die Gleichspannungspegel der Schaltung von der Außenwelt ab, um den Betrieb im Arbeitspunkt zu gewährleisten⁵. 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_4 in der Größenordnung des Innenwiderstands des Rückkoppelnetzwerkes gewählt (→ vorbereitende Aufgaben).

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

7 Der Leistungsverstärker als rückgekoppeltes System

7.1 Gegenkopplung

Die Schaltung lässt sich entsprechend den Überlegungen aus der Vorlesung in ein Haupt- und ein Rückkopplungszweitor zerlegen. Es handelt sich hier um eine Serien-Parallel-Kopplung, da der Differenzverstärker am Eingang die Differenz aus dem Eingangssignal und dem rückgekoppelten Signal verstärkt. Eine schematische Aufteilung ist in Abbildung 10.1 gezeigt. Das Verstärkerzweitor setzt sich

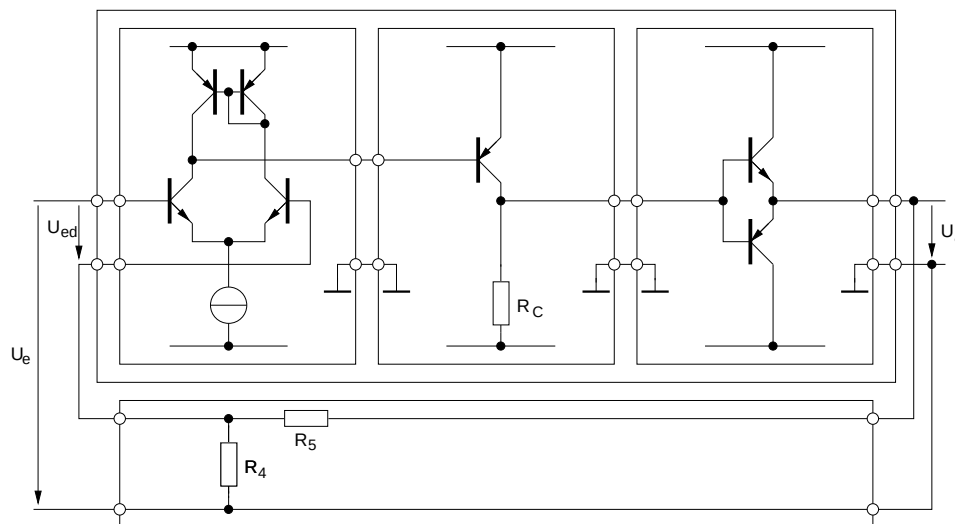


Abb. 7.1: Aufteilung des Leistungsverstärker in Zweitore.

aus den drei Stufen Differenzverstärker, Treiberstufe und Endstufe zusammen⁶. Das Rückkopplungsnetzwerk besteht aus R_4 und R_5 . Nach Abbildung 10.2 lässt sich nun die Übertragungsfunktion in bekannter Weise als

$$\underline{Y}(s) = \frac{\underline{F}_a(s)}{1 + \underline{F}_a(s)\underline{F}_2(s)} \underline{X}(s) \quad (7.1)$$

⁶Zur Vereinfachung dieser Ansicht wurden die Transistoren für Stromspiegel und Vorspannungserzeugung weggelassen oder symbolisch ersetzt, da sie für die allgemeine Betrachtung der Wechselströme im Arbeitspunkt nicht relevant sind.

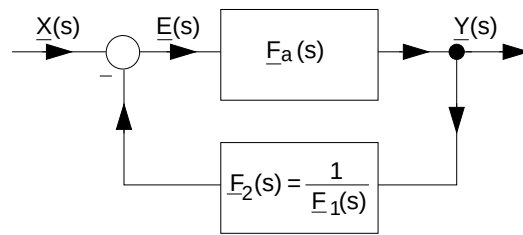


Abb. 7.2: Allgemeine Darstellung einer rückgekoppelten Schaltung.

schreiben. Mit der Forderung nach hoher Vorwärtsverstärkung folgt

$$\underline{Y}(s) = \frac{1}{\underline{F}_2(s)} \underline{X}(s) \bigg|_{|\underline{F}_a| \rightarrow \infty}. \quad (7.2)$$

Damit die Forderung in Gleichung 7.2 erfüllt werden kann, muss $\underline{F}_a(s)$, d. h. in unserem Fall die Vorwärtsverstärkung v_u der Gesamtschaltung aus allen drei Stufen, mehrere Größenordnungen über der Gesamtverstärkung des rückgekoppelten Systems liegen.

7.2 Vorwärtsverstärkung und Kleinsignalmodell

Zur Berechnung der Vorwärtsverstärkung, das heißt die Verstärkung der nicht rückgekoppelten Schaltung, betrachten wir das in Abbildung 7.3 angegebene Kleinsignalmodell. Zur Bestimmung der Vorwärtsverstärkung berechnen wir zunächst die

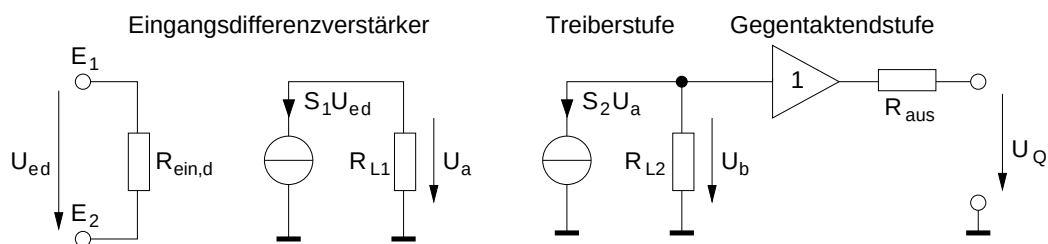


Abb. 7.3: Kleinsignalmodell des Verstärkerzweiters.

Elemente des Ersatzschaltbildes und die Verstärkung der jeweiligen Stufen und erhalten schließlich die Gesamtverstärkung.

Differenzverstärker Die Steilheit S_1 des Differenzverstärkers ergibt sich gemäß dem Elektronik II - Skript zu

$$S_1 = \frac{I_0}{2U_T}, \quad (7.3)$$

wobei die 2 im Nenner aus der Additionseigenschaft der aktiven Last herrührt. I_0 ist der durch den Stromspiegel eingestellte Arbeitspunktstrom des gesamten Differenzverstärkers. Zur Berechnung des zugehörigen Lastwiderstandes muss lediglich R_{be7} berechnet werden. Dazu erhält man zunächst g_{m7} aus

$$g_{m7} = \frac{I_{C07}}{U_T} \quad (7.4)$$

und über die grundlegende Gleichung für R_{be} ist

$$R_{L1} = R_{be7} = \frac{\beta_{07}}{g_{m7}}. \quad (7.5)$$

Die Spannungsverstärkung dieser Stufe kann also mit

$$v_{u1} = \frac{U_a}{U_{ed}} = \frac{I_a}{U_{ed}} R_{L1} = -S_1 R_{L1} \quad (7.6)$$

angegeben werden. Sie muss aufgrund der Verwendung einer Emitterstufe negativ sein.

Treiberstufe Die Steilheit der Treiberstufe kann direkt durch g_{m7} ausgedrückt werden:

$$S_2 = \frac{I_{C7}}{U_{C7}} = g_{m7}. \quad (7.7)$$

Die Bestimmung von R_{L2} ist etwas aufwendiger. Wir nehmen für kleine Aussteuerungen den Eingangswiderstand der Gegentaktstufe als sehr hoch ohmig an und betrachten nun den Wechselspannungswiderstand von T_7 und T_9 . Die jeweilige Spannung U_{CE} ergibt sich aus der halben Betriebsspannung abzüglich des über T_8 eingestellten Ruhepotentials. Eine Aussteuerung bedingt letztlich eine jeweilige Änderung von U_{CE} über die Kollektorspannung und steht deshalb in engem Zusammenhang mit dem Early-Effekt. Die Earlyspannung für die verwendeten Transistoren beträgt übrigens $U_A \approx 28 \text{ V}$. Wir erhalten

$$r_{07} = r_{09} = \frac{U_A + U_{CE}}{I_{C0}}. \quad (7.8)$$

Da die Betriebsspannung einen wechselstrommäßigen Kurzschluss darstellt, liegen die so gewonnen Widerstände für das Signal parallel:

$$R_{L2} = r_{07} \parallel r_{09}. \quad (7.9)$$

Es ergibt sich wie zuvor:

$$v_{u2} = -S_2 R_{L2}. \quad (7.10)$$

Vorwärtsverstärkung Die Vorwärtsverstärkung ist das Produkt aller Teilverstärkungen. Die Gegentaktstufe hat eine Verstärkung von ca. 1 und braucht deshalb nicht gesondert verrechnet zu werden.

$$v_u = v_{u1} \cdot v_{u2}. \quad (7.11)$$

Differentieller Eingangswiderstand Der jeweilige Eingangswiderstand an den Transistoren des Differenzverstärkers berechnet sich wie oben durch Berechnung des R_{be} . Somit folgt

$$g_{m3} = g_{m4} = \frac{I_{C0}}{U_T} \quad (7.12)$$

und

$$R_{ein,3}^- = R_{ein,4}^- = \frac{1}{g_{be}} = \frac{\beta_0}{g_m}. \quad (7.13)$$

Der differentielle Widerstand für Gegentaktansteuerung der beiden Eingangsstoren ergibt sich dann zu

$$R_{ein,d} = R_{ein,3}^- + R_{ein,4}^-. \quad (7.14)$$

Ausgangswiderstand Der Ausgangswiderstand ist abhängig vom Ruhestrom durch die Gegentaktstufe. Er lässt sich berechnen, indem man wieder die beiden Endtransistoren wechselstrommäßig parallel betrachtet und ist

$$R_{aus} \approx \frac{1}{g_{m10}} \parallel \frac{1}{g_{m11}} = \frac{1}{2g_{m10}} = \frac{U_T}{2I_{C0,10}} \bigg|_{g_{m11} \approx g_{m10}}. \quad (7.15)$$

Die gewonnen Werte gelten für den quasistatischen Betrieb, d.h. für sehr langsame Ansteuerung. Für höhere Frequenzen muss das Kleinsignalmodell erweitert werden und es ergibt sich ein frequenzabhängiges Verhalten.

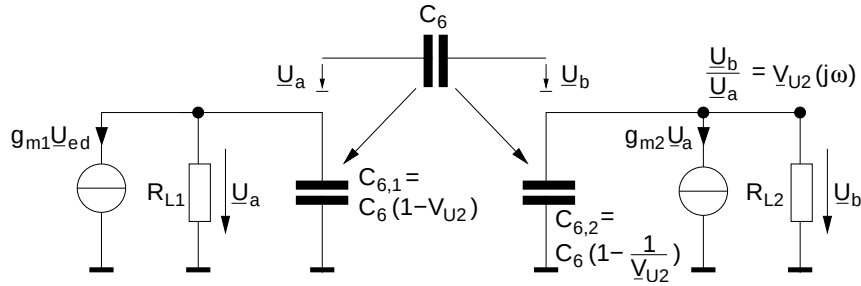
7.3 Begrenzung der Bandbreite

Die Realität unterscheidet sich von den bisher angestellten Betrachtungen unter anderem dadurch, dass in der gesamten Schaltung durch parasitäre Effekte frequenzabhängiges Verhalten verursacht wird – sowohl innerhalb der Bauelemente (parasitäre Kapazitäten) als auch im Gesamtaufbau. Insbesondere zu höheren Frequenzen hin fällt diese Frequenzabhängigkeit ins Gewicht, da sie durch Phasendrehung die Rückkopplung zu einer Mitkopplung verändert (was die Schaltung zum Schwingen bringen kann) und Signalströme über Wege übertragen werden, die für Niederfrequenz nicht berücksichtigt wurden.

Beispiele für solche Wege sind zum einen die Betriebsspannungsleitungen, die durch ihre Länge (Induktivität) bei hohen Frequenzen die Anschlussstellen nicht niederohmig genug an die Versorgungsspannung ankoppeln können und so Signalanteile auf andere Schaltungsteile übertragen können, zum anderen ist in unserer Schaltung eine Kopplung des Signales am Kollektor von T_9 über C_{BC} auf die gemeinsam Leitung der Stromspiegeltransistoren und damit auch in den Ruhestrom des Differenzverstärkers möglich. T_5 wirkt dabei als Emittergrundschtung mit $T_1 - T_4$ als Last. Zusätzlich kommen noch direkte Kopplungen auf der Platine infrage und es können hochfrequente Störsignale (z. B. Leuchtstoffröhren, Radio usw.) empfangen werden.

Abhilfe schafft eine Begrenzung der Bandbreite durch einen künstlich eingefügten Tiefpass. Diese Funktion übernimmt der Kondensator C_6 (siehe auch Abbildung 8.1). Durch seine Lage zwischen Kollektor und Basis der Emittergrundschtung um T_7 wirkt er als Millerkapazität in Abhängigkeit von der Verstärkung dieser Stufe. Die detaillierte Betrachtung der einzelnen Grenzfrequenzen sowie der resultierenden Bode-Diagramme soll im Rahmen dieses Versuches nicht weiter ausgeführt werden, sie ist im Elektronik II - Skript im Kapitel über den Operationsverstärker $\mu A741$ zu finden.

Zum Abschätzen der Bandbreite unserer Schaltung berechnen wir zunächst die Frequenzabhängigkeit der Vorwärtsverstärkung, indem wir das Kleinsignalmodell nach Abbildung 7.4 durch die Miller-transformierten Teilkapazitäten von C_6 erweitern. Sobald die Vorwärtsverstärkung unter den Wert der gewünschten Gesamtverstärkung abfällt, ist mit Sicherheit die oberste Grenzfrequenz erreicht. Die Wirkung der Gegenkopplung wird aufgrund der Forderung in Gleichung 7.2 schon vorher unzureichend, so dass die sinnvoll zu übertragende Bandbreite im Experiment bestimmt werden soll ($\rightarrow$ praktische Aufgaben). Wie in Abbildung 7.4 gezeigt, teilt

Abb. 7.4: Erweiterung des Kleinsignalmodells um C_6 .

sich der Kondensator C_6 gemäß dem Millertheorem in zwei Kapazitäten auf, die sich wie folgt berechnen lassen:

$$C_{6,1} = C_6(1 - v_{u2}), \quad (7.16)$$

$$C_{6,2} = C_6\left(1 - \frac{1}{v_{u2}}\right). \quad (7.17)$$

Die Grenzfrequenzen bestimmen sich zu:

$$f_{Li} = \frac{1}{2\pi C_{6i} R_{Li}} \quad \text{mit } i = \{1, 2\}. \quad (7.18)$$

8 Gesamtschaltung und Platinenlayout

Die Gesamtschaltung in Abbildung 8.1 besteht im Wesentlichen aus den in den vorhergehenden Kapiteln besprochenen Elementen. Die Anschlüsse sind als Anschlüsse CONN1,2 und 4 herausgeführt (siehe auch Abbildung 8.2), wobei K1 und K2 Steckverbinder zu den anderen Praktikumsschaltungen sind und K4 eine Schraubklemme für die Lautsprecherzuleitung. An die Pins T1-T3 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 - 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 zu stark schwanken würden. Mit einer Spannungsänderung $\Delta U \approx 0$ bei einer beliebigen (für den Betrieb unserer Schaltung zulässigen) Stromänderung ΔI ergibt sich für den Innenwiderstand der Spannungsquellen ein Wert von

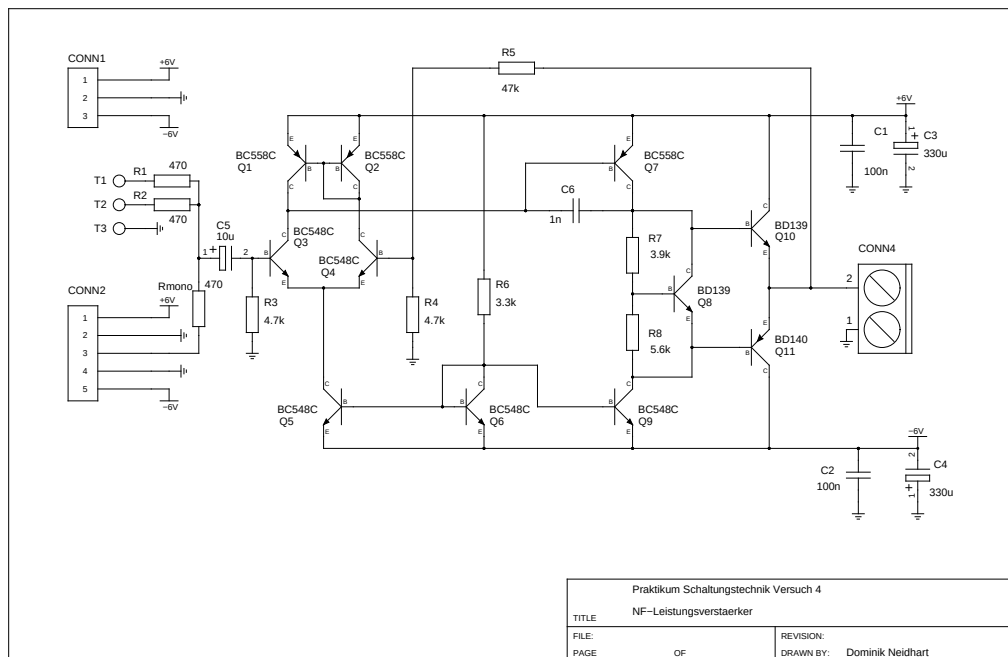


Abb. 8.1: Gesamtschaltplan des NF-Leistungsverstärkers.

$R = \frac{\Delta U}{\Delta I} \approx \frac{0}{\Delta I} = 0$. Aufgrund der speziellen Eigenschaften der hochkapazitiven Elektrolytkondensatoren C_3 und C_4 müssen für höherfrequente Anteile die Folien- oder Keramikkondensatoren C_1 und C_2 parallelgeschaltet werden.

Im Platinenlayout (Abbildung 8.2) muss der Funktion der einzelnen Schaltungsteile Rechnung getragen werden und insbesondere die theoretischen Annahmen über die vorhandenen Spannungen beachtet werden. Deshalb werden die Versorgungsspannungen von K1 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 theoretische Annahme, die oft nicht genug Beachtung findet, 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

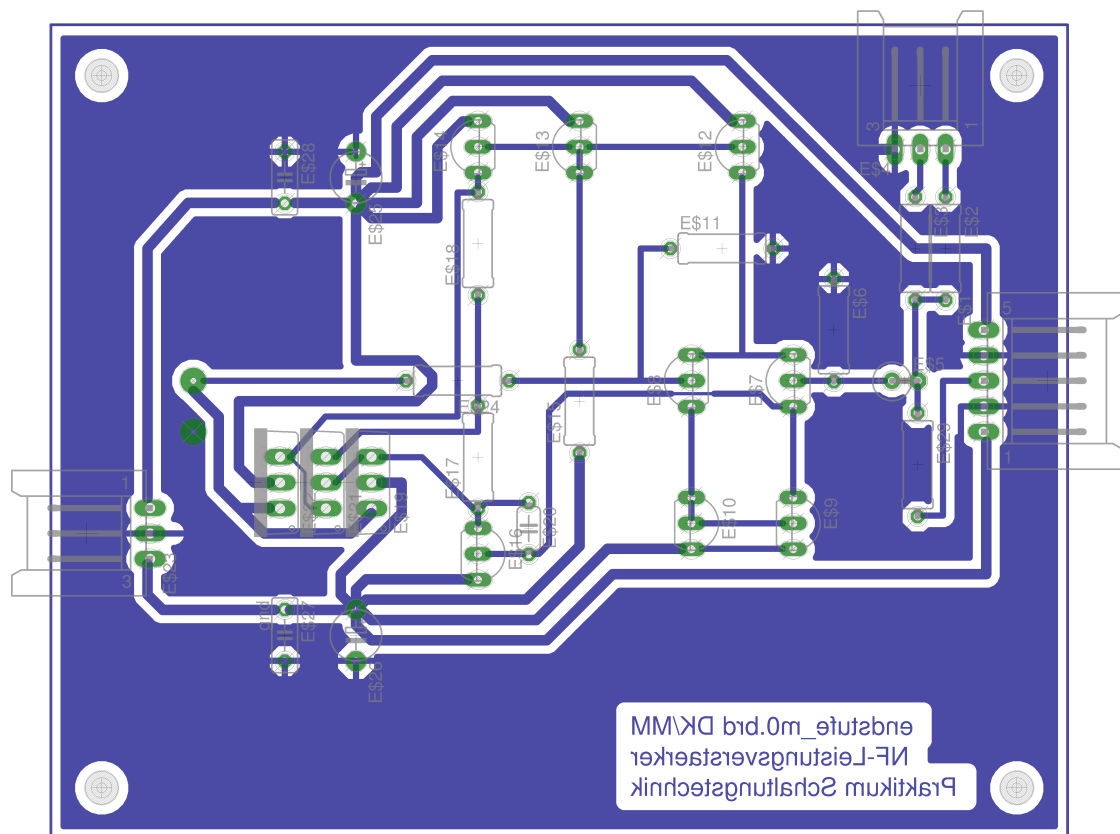


Abb. 8.2: Platinenlayout des NF-Leistungsverstärkers.

diesen Leitungen entstehen. Besonders bei den hohen Ausgleichsströmen zwischen den Stützkondensatoren C_1 - C_4 muss für ausreichend kleine Widerstände durch Verwendung breiter Leiterbahnen gesorgt werden. In Abbildung 8.2 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 werden 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 und damit zum vorzeitigen Ableben der Endstufentransistoren, ganz zu schweigen von der immens hohen Verlustleistung, die man dann trotz AB-Verstärker hätte. Durch die thermische Kopplung wird T8 durch T10 und T11 in gleicher Weise erwärmt und dadurch sinkt die Vorspannung mit der Temperatur mit dem Ergebnis, dass der Arbeitspunktstrom durch T10 und T11 weitgehend konstant bleibt.

9 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 bei Adam und Eva 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 Verstärkungsweitor und dem Rückkoppelweitor zu! Unter welcher Annahme hängt die Übertragungsfunktion nur noch vom Rückkoppelweitor ab?
4. Berechnen Sie die Arbeitspunktpotentiale und Ruhestrome der mit $8\,\Omega$ belasteten Schaltung. Treffen Sie dabei im Rahmen einer Näherungslösung folgende Annahmen: $\beta_0 = 500$ für T_1 – T_7 und T_9 , $\beta_0 = 200$ für T_8 , T_{10} und T_{11} , $U_{BE} = 0,7\,\text{V}$ für T_1 – T_9 . Der Ruhestrom durch R_5 ist vernachlässigbar gering, der Ruhestrom durch T_{10} beträgt $5\,\text{mA}$.
5. Erklären Sie die Begriffe Grenzfrequenz und Bandbreite! Wie lassen sich Grenzfrequenzen messtechnisch ermitteln? Nennen Sie zwei Möglichkeiten.
6. Berechnen Sie die Werte der Elemente des quasistatischen Ersatzschaltbildes in Abbildung 7.3 und die entsprechende Vorwärtsverstärkung der Schaltung gemäß Gl. 7.11. Welchem Block aus Aufg. 3 ist die Vorwärtsverstärkung zuzuordnen? Ist die Annahme aus Aufg. 3, nach der die Gesamtverstärkung nur noch vom Rückkoppelweitor abhängt, erfüllt (gehen Sie dabei von einem endlichen F_2 aus)?
7. Hinweis: Das quasistatische Ersatzschaltbild sei nun um C6 erweitert (Vgl. Abb. 7.4). Daraus ergeben sich dynamische Eigenschaften. Berechnen Sie die durch C_6 verursachten Grenzfrequenzen des Frequenzganges der Vorwärtsverstärkung und zeichnen Sie den Amplitudenverlauf der Vorwärtsverstärkung im **Bode-Diagramm**. Machen Sie sich bewusst, dass es sich hierbei

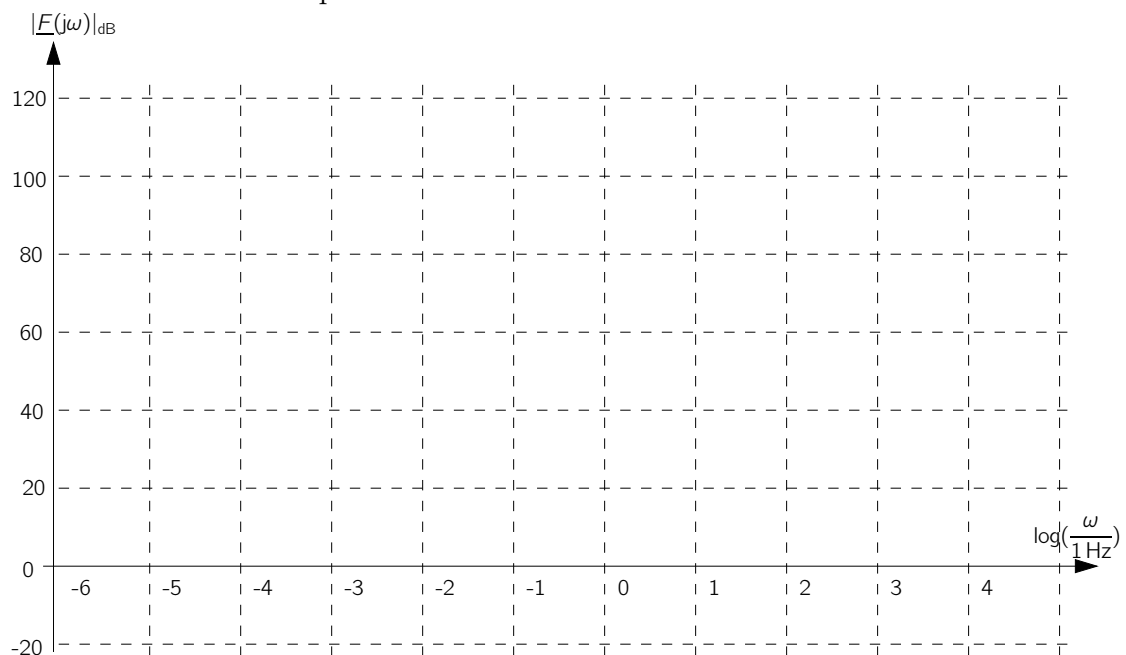
wiederum nur um die Eigenschaften des in Aufg. 6 genannten Blocks handelt (nicht die rückgekoppelte Schaltung).

Erklärung: Im Bodediagramm wird die Amplitudenverstärkung über den Frequenzverlauf eingetragen. Wenn die Schaltung also frequenzunabhängig wäre, dann wäre der Verlauf konstant mit der berechneten Gesamtverstärkung. Mit den hier ermittelten Grenzfrequenzen lässt sich aber auch dieser frequenzabhängige Verlauf beschreiben. Und zwar fällt der Verlauf der eigentlichen Gesamtverstärkung ab einer Grenzfrequenz um 20 dB/dek, bei mehreren wird superponiert.

Eine Verstärkung V wird in dB umgerechnet mit:

$$20 \cdot \log(V) \text{ dB} \quad (9.1)$$

Bestimmen Sie die Frequenz, an der sich der Amplitudenverlauf der Vorwärtsverstärkung mit der durch die Gegenkopplung eingestellten Verstärkung schneidet in Ihrem Bode-Diagramm. Beurteilen Sie die Annahme, unter der die Verstärkung nur noch vom Rückkoppelzweitor abhängt (Aufg. 3) im Bereich des Schnittpunktes.



8. Berechnen Sie die untere Grenzfrequenz der Schaltung für die Ansteuerung mit einer idealen Spannungsquelle an CONN2 Pin 3.

10 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 und Elektrolytkondensatoren. 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 von ca. 100 mV_{SS} 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. Beachten Sie, dass Sie nun die gesamte rückgekoppelte Schaltung betrachten. Was ist über Phasenlage und Signalform zu sagen? 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 Stromversorgung aus dem Versuch „Netzteile“.⁷

⁷Durch das Mitbringen eines Abspielgerätes mit 3,5 mm Kopfhörerbuchse können Sie unter Beweis stellen, dass Sie das Skript tatsächlich bis zum Schluss durchgelesen haben. Ihre Rücksichtnahme gegenüber Ihren an den anderen Versuchen arbeiteten Kommilitonen und Ihren Betreuern können Sie beweisen, indem Sie diese Aufgabe nach ausreichend kurzer Zeit beenden...



BD136 BD138/BD140

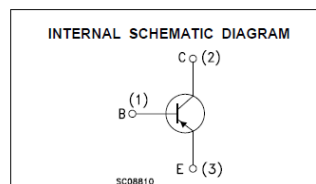
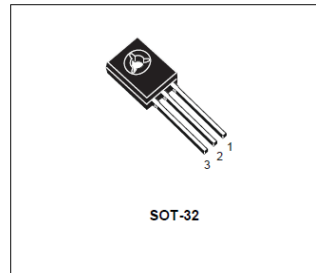
PNP SILICON TRANSISTORS

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 Jedec 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 Jedec 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.

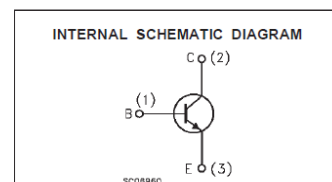
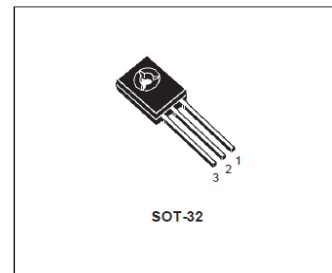


Abb. 10.1: Datenblatt BD 139/140

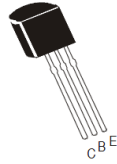
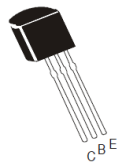
NPN SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS**Amplifier Transistors****BC546, A, B, C**
BC547, A, B, C
BC548, A, B, C**TO-92****Plastic Package**For Lead Free Parts, Device
Part # will be Prefixed with
"T"**PNP SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS****Amplifier Transistors****BC556, A, B,**
BC557, A, B, C
BC558, A, B, C**TO-92****Plastic Package**For Lead Free Parts, Device
Part # will be Prefixed with
"T"

Abb. 10.2: Datenblatt BC 548/558