



Skriptum zum
Praktikum
Elektronik II
– Schaltungstechnik –
SS 2008

NF-Leistungsverstärker

Wolfhard Reimringer

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 1 | Einleitung | 1 |
| 2 | Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern | 1 |
| 2.1 | Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schalleistung | 2 |
| 2.2 | Lautsprecher | 4 |
| 3 | Anforderungsliste | 7 |
| 4 | Endstufe | 7 |
| 5 | Treiberstufe | 11 |
| 6 | Differenzverstärker | 12 |
| 7 | Der Leistungsverstärker als rückgekoppeltes System | 14 |
| 7.1 | Gegenkopplung | 14 |
| 7.2 | Vorwärtsverstärkung und Kleinsignalmodell | 16 |
| 7.3 | Begrenzung der Bandbreite | 18 |
| 8 | Gesamtschaltung und Platinenlayout | 20 |
| 9 | Vorbereitende Aufgaben | 22 |
| 10 | Praktische Aufgaben | 23 |

1 Einleitung

Dieser Teil des Praktikumsskriptes behandelt den NF-Leistungsverstärker, der durch seine Position als letzte Einheit auf dem elektrischen Signalweg auch als Endstufe bezeichnet wird. Durch die besonderen Anforderungen stellt diese Schaltung ein komplexes Gefüge unterschiedlicher Grundschaltungen 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 $2\ \Omega$ 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, Schalleistung

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 z. B. 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 $p_0 = 20^{-6}$ Pa, der minimal vom menschlichen Gehör wahrzunehmen ist (Hörschwelle), wird der Schallpegel $L = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{p}{p_0}\right)$ [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 „dB re 20 μ Pa“ 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 erst 76 dB halb so laut wie 86 dB. Dies kommt daher, dass für die Lautstärkewahrnehmung die Schalleistung maßgeblich ist. Die Schalleistung ist proportional zum Quadrat des Schalldrucks, es gilt z. B.:

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

| 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 Schalleistung führt zu einer Änderung des Schalldrucks um den Faktor $\sqrt{10}$ und die Änderung des Schallpegels ergibt sich somit zu $\Delta L = 20 \cdot \log_{10}(\sqrt{10}) = 10$ dB. Das heißt, dass eine Verdopplung der empfundenen Lautstärke eine Verzehnfachung der Schalleistung 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 Schalleistung.

Mithilfe der vorangehenden Betrachtungen lässt sich zeigen (\rightarrow vorbereitende Aufgaben), dass zum Erreichen einer für die Musikwiedergabe ausreichenden

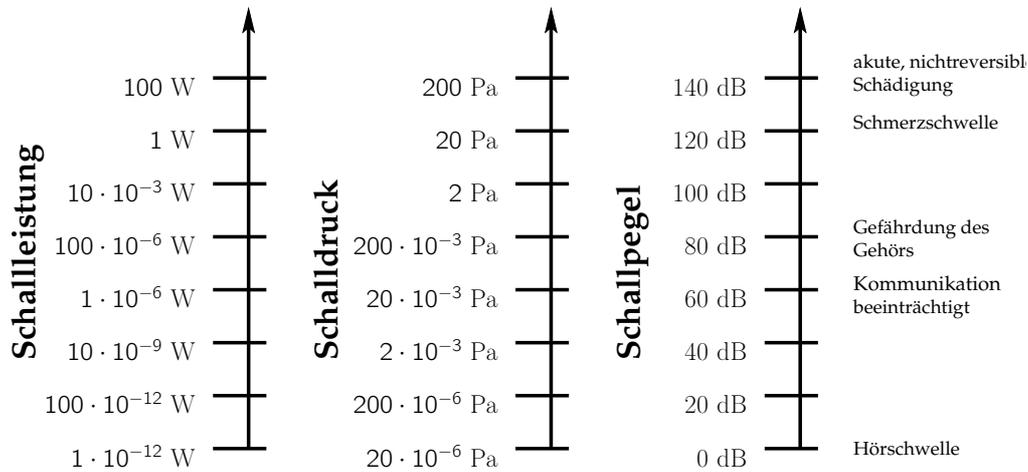


Abb. 2.1: Schallgrößen im Vergleich

Lautstärke selbst mit einem einfachen Lautsprecher¹ lediglich eine elektrische Leistung von 0,5 W notwendig ist. Zur weiteren Lautstärkeerhöhung ist darüberhinaus eine überproportionale Leistungssteigerung notwendig, die mit unserem batteriebetriebenen System nicht sinnvoll aufzubringen ist.

2.2 Lautsprecher

Die Umwandlung von elektrischer Leistung in Schalleistung geschieht durch einen Lautsprecher. Es gibt zahlreiche Prinzipien für die Konstruktion von Schallwandlern, vom Piezokristall bis hin zu den exotischen Elektrostaten, doch das am weitesten verbreitete ist das elektromagnetische Prinzip. Grundlage ist die magnetische Kraftwirkung, die bei der relativen Bewegung von Ladungen und Magnetfeld entsteht. In Abbildung 2.2 ist ein Querschnitt durch einen typischen Lautsprecher gezeigt. 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 Schall-

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

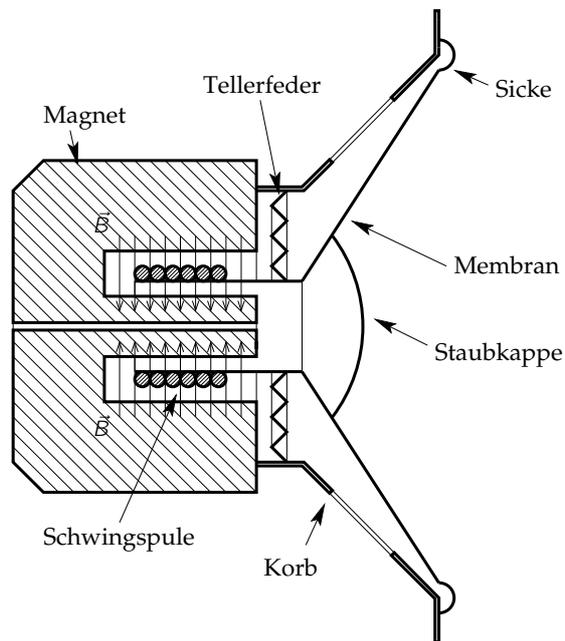


Abb. 2.2: Querschnitt durch einen Lautsprecher

druck nutzlos machen würde. Die Sicke hat nur bei sehr einfachen Lautsprechern weitere mechanische Funktion, bei hochwertigen Konstruktionen wird die Schwingenspule mit Membran durch eine Tellerfeder in ihrer Ruhelage gehalten. Zur Belüftung der Schwingenspule 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 Schwingenspule 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 Schwingenspule. 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 nichtlineare 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. R_1 steht dabei für den

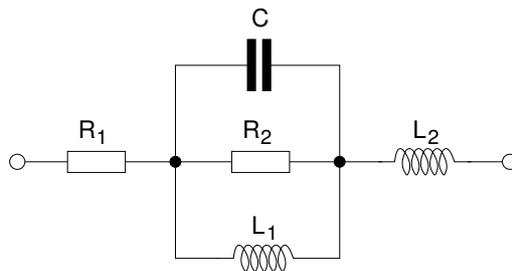


Abb. 2.3: Elektrisches Ersatzschaltbild eines realen Lautsprechers

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. Angegeben wird eine Nennimpedanz, wie z.B. $8\ \Omega$, die bei einer einzelnen Referenzfrequenz gemessen wird und deshalb auch ungleich des Realteils ist. Ein Richtwert für den Gleichspannungswiderstand, den man z.B. mit dem Multimeter messen kann, ist $5,6\ \Omega$ bei einer Nennimpedanz von $8\ \Omega$. Bei Frequenzen ungleich der Referenzfrequenz kann die Impedanz durchaus auch weit unterhalb dieser Werte liegen, besonders im Fall 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 Gegentakt-schaltung eingesetzt werden kann. Bei 500 mW Sinusleistung an $8\ \Omega$ ergibt sich eine Spitzenspannung von 2,82 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 $\pm 6\ V$ festgelegt.
- **Eingangsspannung**
Die Eingangsempfindlichkeit der Schaltung orientiert sich an den in der Unterhaltungselektronik gebräuchlichen $250\ mV_{eff}$ bei Vollaussteuerung. Die gesamte Spannungsverstärkung muss dann bei etwa 10 liegen, um die gewünschte Ausgangsleistung an $8\ \Omega$ zur Verfügung zu stellen.
- **Dynamisches Verhalten**
Von einem Audioverstärker wird stets verlangt, dass er möglichst verzerrungsarm arbeitet und mindestens im gesamten hörbaren Frequenzbereich eine gleichmäßige Verstärkung besitzt. Technisch heißt das, dass von 20 Hz bis 20 kHz das Ausgangssignal gleich dem Eingangssignal linear skaliert um einen konstanten Faktor sein muss. Dieses Verhalten kann durch einen sinnvollen Schaltungsentwurf, der von einer funktionierenden Gegenkopplung idealisiert wird, erreicht werden.

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 Kollektorgrundschaltung, die auch als Emitterfolger bezeichnet wird. Mit den Näherungen im Elektronik II - Skript (siehe dort) erhält man $v_u \approx 1$ und $v_i \approx -\beta$.

Mit einem einzelnen Emitterfolger ist es nun möglich, die Last in Richtung einer Betriebsspannung leistungsmäßig auszusteuern. Solange die Stromverstärkung ausreicht, den nach Gleichung 4.1 erforderlichen Strom zu treiben, folgt die Spannung über der Last der Spannung an der Basis des Emitterfolgers und die Leistung ergibt sich nach Gleichung 4.2. Für unsere Anwendung reicht eine einseitige Aussteuerung am Ausgang allerdings nicht aus, da der Lautsprecher symmetrisch um seine Ruhelage ausgelenkt werden soll. Die Ansteuerung um einen gleichstrombehafteten Arbeitspunkt, wie man ihn für die gängigen Transistorgrundschaltungen kennt, nennt man A-Betrieb. Für eine symmetrische Aussteuerung muss der Arbeitspunkt etwa bei der halben Betriebsspannung liegen, die Verlustleistung ist entsprechend groß.

Nimmt man eine komplementäre Kollektorgrundschaltung hinzu, die mit einem *pnp*- statt *npn*-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 Emittoren ebenfalls das Massepotential ein.

Nun stellt sich die Frage, wie es um den Arbeitspunkt der beiden Transistoren bestellt ist. 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

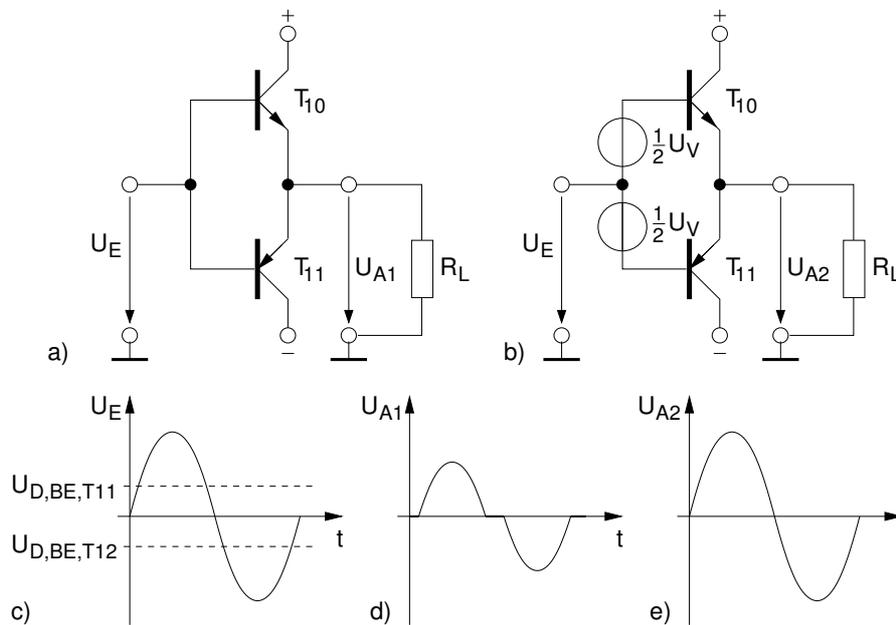


Abb. 4.1: Gegentaktstufe mit und ohne Vorspannung

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 ausgesteuert werden und der Ruhestrom ist hinreichend klein. In der Praktikumschaltung sorgt die Beschaltung von T_8 – siehe Abbildung 4.2 – für eine annähernd konstante Spannung², die die Leistungstransistoren T_{10} und T_{11} aufsteuert. 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.³

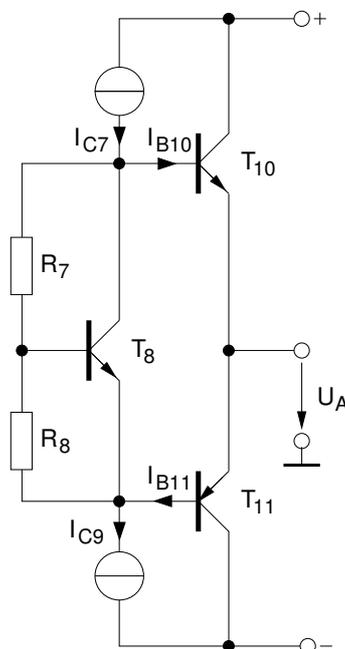


Abb. 4.2: Endstufe mit Vorspannungserzeugung

²Durch die große Steilheit der Steuerkennlinie lässt sich U_{BE} als konstant annehmen. Die Spannung U_{CE} ergibt sich dann einfach nach dem Spannungsteilergesetz mit $\frac{U_{CE}}{R_7+R_8} = \frac{U_{BE}}{R_8}$.

³Ein 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).

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 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 *pnp*-Transistor T_{11} . Unter der Voraussetzung, dass beide Stromquellen den gleichen Innenwiderstand besitzen und die Endstufentransistoren symmetrische Steuerkennlinien aufweisen, muss sich $U_{B11} = -U_{B12}$ 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

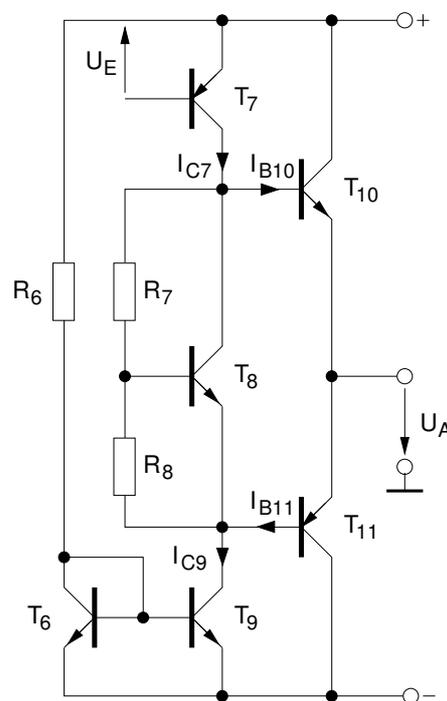


Abb. 5.1: Endstufe mit Treiberstufe

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 Basisstrom an T_7 im Arbeitspunkt so eingestellt, dass sich ein Kollektorstrom in gleicher Höhe wie I_{C10} 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). Sobald die Differenz zwischen beiden ungleich Null ist, soll auf eine Änderung der Istgröße hingewirkt werden. Damit kann – innerhalb der durch die Bauteile und 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 Schaltung nicht um zwei getrennte Emittergrundschaltungen, 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 wieder-

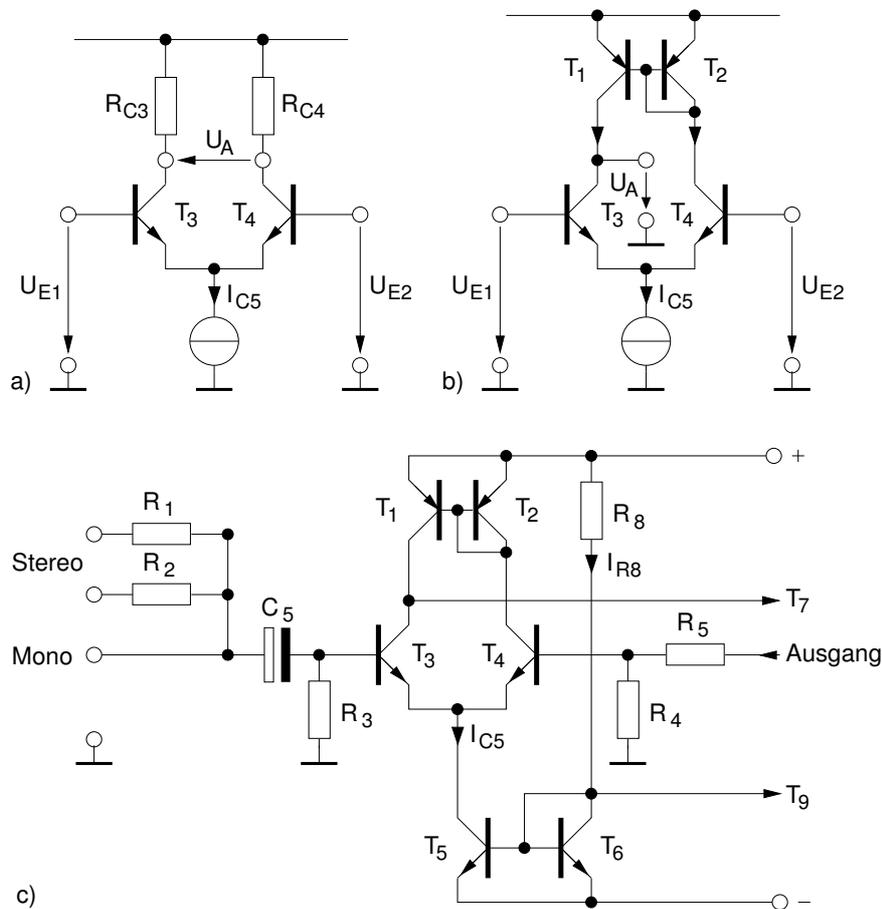


Abb. 6.1: Differenzverstärker

um 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_{C_5} kommt wieder ein einfacher Stromspiegel zur Anwendung, der ebenfalls den Strom I_{R_6} 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 direkt an den Koppelkondensator C_5 angeschlossen. C_5 trennt die Gleichspannungspegel der Schaltung von der Außenwelt ab, um den Betrieb im Arbeitspunkt zu gewährleisten⁴. 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 (\rightarrow vorbereitende Aufgaben).

7 Der Leistungsverstärker als rückgekoppeltes System

7.1 Gegenkopplung

Die Schaltung lässt sich entsprechend den Überlegungen aus der Vorlesung in ein Haupt- und ein Rückkopplungszweig 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 7.1 gezeigt. Das Verstärkerzweig setzt sich aus den drei Stufen Differenzverstärker, Treiberstufe und Endstufe zusammen⁵. Das Rückkopplungsnetzwerk besteht aus R_4 und R_5 . Nach

⁴Der Einsatz eines Elektrolytkondensators an dieser Stelle ist nicht unproblematisch, da es sich dabei um einen gepolten Kondensator handelt. Aufgrund des inneren Aufbaus mit Flüssigelektrolyt und oxidierte 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.

⁵Zur Vereinfachung dieser Ansicht wurden die Transistoren für Stromspiegel und Spannungserzeugung weggelassen oder symbolisch ersetzt, da sie für die allgemeine Be-

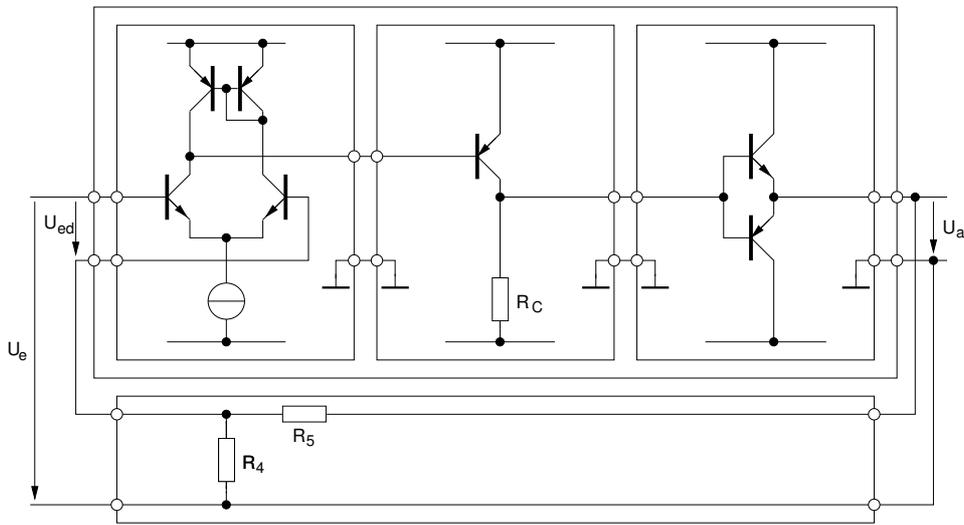


Abb. 7.1: Aufteilung des Leistungsverstärker in Zweiteore

Abbildung 7.2 lässt sich nun die Übertragungsfunktion in bekannter Weise

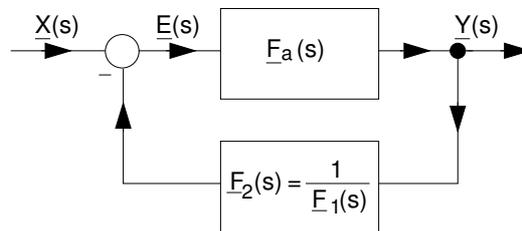


Abb. 7.2: Allgemeine Darstellung einer rückgekoppelten Schaltung

als

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

schreiben. Mit der Forderung nach hoher Vorwärtsverstärkung folgt:

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

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 Betrachtung der Wechselströme im Arbeitspunkt nicht relevant sind.

len drei Stufen, mehrere Größenordnungen über der Gesamtverstärkung des rückgekoppelten Systems liegen.

7.2 Vorwärtsverstärkung und Kleinsignalmodell

Zur Berechnung der Vorwärtsverstärkung betrachten wir das in 7.3 angegebene Kleinsignalmodell. Zur Bestimmung der Vorwärtsverstärkung berechnen

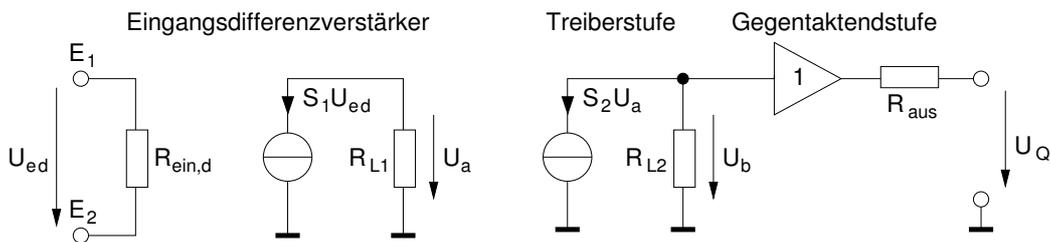


Abb. 7.3: Kleinsignalmodell des Verstärkerzweiters

wir zunächst die 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 Emittierstufe 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 hochohmig 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 Eingangstoren 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

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

Die gewonnenen 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 und Signalströme über Wege übertragen werden, die für Niederfrequenz nicht berücksichtigt wurden.

Ein Beispiele für solche Wege ist zum einen die Betriebsspannungsleitungen, die durch ihre Länge (Induktivität) hohe Frequenzen die Anschlussstellen nicht niederohmig genug an die Versorgungsspannung ankoppeln können und so Signalanteile auf andere Schaltungsteile übertragen können. Ein anderer möglicher Weg in unserer Schaltung ist 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. 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

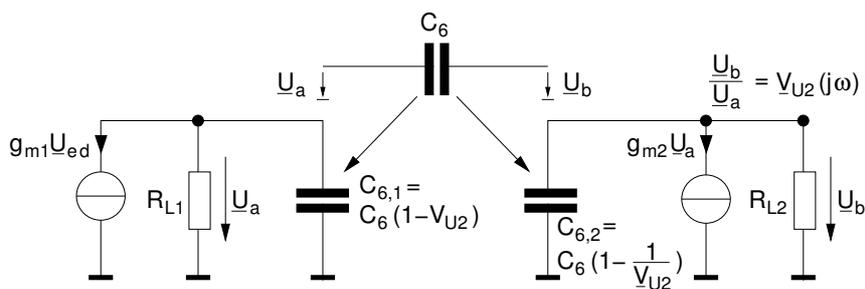


Abb. 7.4: Erweiterung des Kleinsignalmodells um C_6

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 prak-

tische Aufgaben). Wie in Abbildung 7.4 gezeigt, teilt sich der Kondensator C_6 gemäß des Millertheorems 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

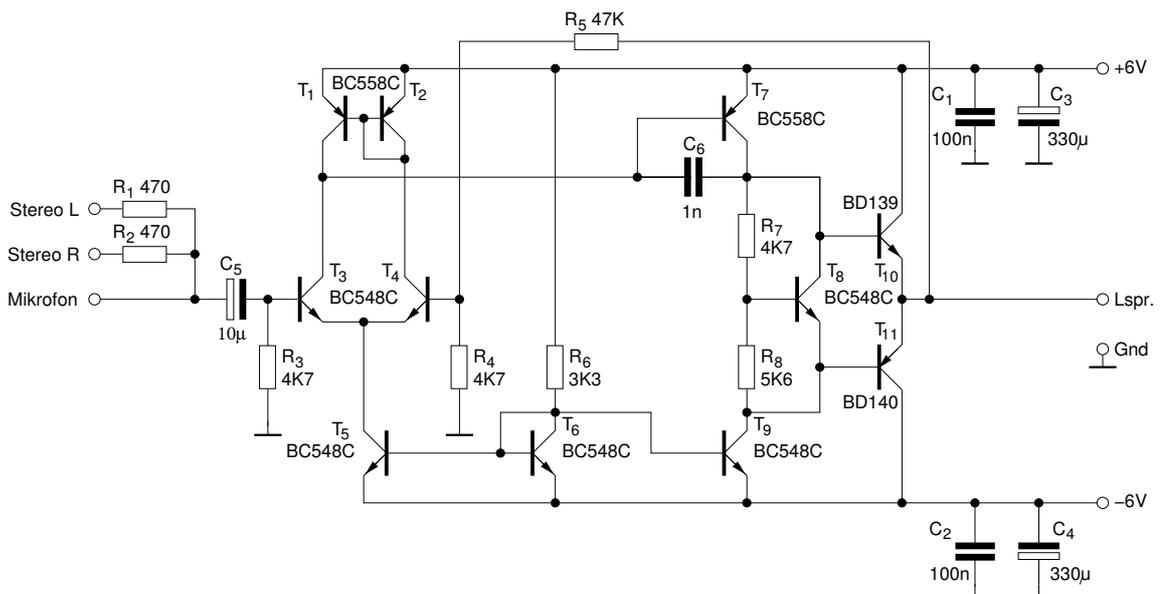


Abb. 8.1: Gesamtschaltplan des NF-Leistungsverstärkers

den vorhergehenden Kapiteln besprochenen Elementen. Die Anschlüsse sind als Klemmen K1-K4 herausgeführt (siehe auch Abbildung 8.2), wobei K1 und K2 Steckverbinder zu den anderen Praktikumsschaltungen sind und K4 eine Schraubklemme für die Lautsprecherzuleitung. An K3 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 $R = \frac{\Delta U}{\Delta I} \approx \frac{0}{\Delta I} = 0$. 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 Schal-

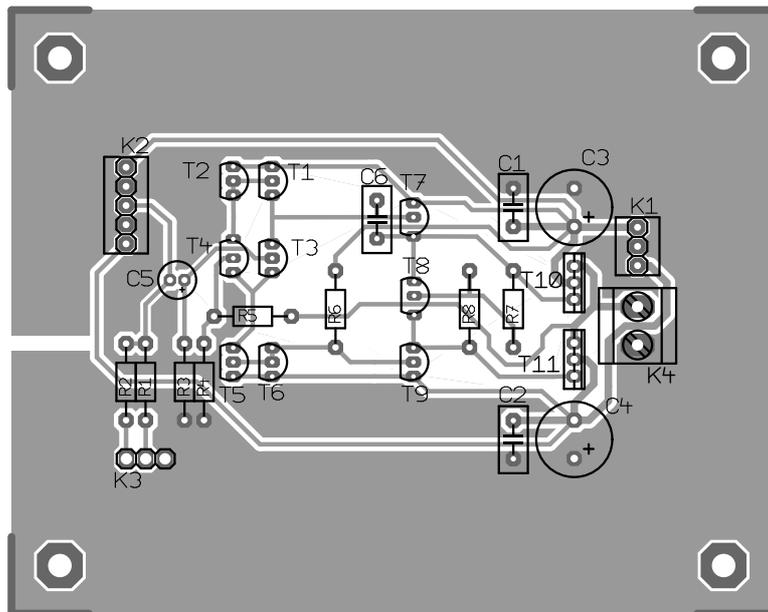


Abb. 8.2: Platinenlayout des NF-Leistungsverstärkers

tungsteile 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 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.

Weitere wichtige Aspekte der Schaltungsanordnung sind die Nähe der Transistorpaare der Stromspiegel und der aktiven Last sowie die Führung von Eingangsspannung und Rückkoppelsignal. Um die Signalführung zu optimieren, sind auch die Zweige des Differenzverstärkers gegenüber dem Schaltplan spiegelverkehrt aufgebaut, was bei den praktischen Aufgaben berücksichtigt werden sollte.

9 Vorbereitende Aufgaben

Vor dem Versuchstag vollständig zu bearbeiten und am Versuchstag zu präsentieren

1. Nehmen Sie einen Breitbandlautsprecher mit einem Wirkungsgrad nach IEC von 86 dB / 1 W, 1 m an.
 - (a) Berechnen Sie den Wirkungsgrad η des Lautsprechers, indem Sie die Schallleistung als genutzte Leistung auf die eingebrachte elektrische Leistung beziehen.
 - (b) Wie groß sind Schalldruck und Schallpegel bei einer elektrischen Leistung an der Schwingspule von 500 mW?
 - (c) Welche elektrische Leistung ist erforderlich, um die doppelte Lautstärkeempfindung hervorzurufen und wie ändern sich die zwei zuvor berechneten Größen?
2. Berechnen Sie die Arbeitspunktpotentiale und Ruhestrome der mit 8Ω belasteten Schaltung. Treffen Sie dabei im Rahmen einer Nähe-

runungslösung folgende Annahmen: $\beta_0 = 500$ für T_1 – T_9 , $\beta_0 = 200$ für 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 mA .

3. Berechnen Sie die Elemente des Ersatzschaltbildes in Abbildung 7.3 und die entsprechende quasistatische Vorwärtsverstärkung der Schaltung.
4. Berechnen Sie die durch C_6 verursachten Grenzfrequenzen und zeichnen Sie den Amplitudenverlauf der Vorwärtsverstärkung im Bodediagramm. Bestimmen Sie die Frequenz, an der sich der Amplitudenverlauf mit der durch die Gegenkopplung eingestellten Verstärkung schneidet.
5. Berechnen Sie die untere Grenzfrequenz der Schaltung für die Ansteuerung mit einer im Monobetrieb abspielenden Stereoquelle mit einem Innenwiderstand von $R_i = 35\ \Omega$ pro Kanal.

10 Praktische Aufgaben

Vor dem Versuchstag durchzulesen und am Versuchstag zu bearbeiten

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!
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!).
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 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. Was ist zudem über Phasenlage und Signalform zu sagen (evtl. Skizze!)?
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“.⁶

⁶Durch das Mitbringen eines Abspielgerätes mit $3,5 \text{ mm}$ Kopfhörerbuchse können Sie unter Beweis stellen, dass Sie die vorbereitenden Aufgaben tatsächlich rechtzeitig durchgelesen haben. Ihre Rücksichtnahme gegenüber Ihren an den anderen Versuchen arbeitenden Kommilitonen und Ihren Betreuern können Sie beweisen, indem Sie diese Aufgabe nach ausreichend kurzer Zeit beenden...