



# NF-Leistungsverstärker

Skriptum zum  
**Praktikum Schaltungstechnik**

Sommersemester 2025

# Inhaltsverzeichnis

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Einleitung</b>   | <b>1</b>  |
| <b>2</b> | <b>Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern</b>              | <b>2</b>  |
| 2.1      | Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schalleistung . . . . . | 2         |
| 2.2      | Lautsprecher . . . . .  | 3         |
| <b>3</b> | <b>Anforderungsliste</b>                                      | <b>7</b>  |
| <b>4</b> | <b>Bereitstellen der Leistung am Lautsprecher</b>             | <b>8</b>  |
| 4.1      | Bereitstellen des Stromes des AB-Verstärkers . . . . .        | 11        |
| <b>5</b> | <b>Der Differenzverstärker</b>                                | <b>13</b> |
| <b>6</b> | <b>Der Leistungsverstärker als rückgekoppelte Schaltung</b>   | <b>15</b> |
| 6.1      | Gegenkopplung . . . . .                                       | 15        |
| 6.2      | Das Hauptzweitor . . . . .                                    | 17        |
| 6.3      | Das Rückkoppelzweitor . . . . .                               | 18        |
| 6.4      | Begrenzung der Bandbreite . . . . .                           | 19        |
| <b>7</b> | <b>Gesamtschaltung und Platinenlayout</b>                     | <b>23</b> |
| <b>8</b> | <b>Vorbereitende Aufgaben</b>                                 | <b>26</b> |
| <b>9</b> | <b>Messaufgaben</b>   | <b>28</b> |
| <b>A</b> | <b>Ausarbeitung</b>   | <b>29</b> |
| <b>B</b> | <b>Datenblätter</b>   | <b>30</b> |

# 1 Einleitung

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

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

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

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

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

## 2 Eigenschaften von NF-Leistungsverstärkern

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

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

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

### 2.1 Lautstärke, Schallpegel, Schalldruck, Schalleistung

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

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.

---

<sup>1</sup>Quelle: 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  $\mu$ Pa“ angegeben (wobei die 20  $\mu$ Pa die oben erwähnte Hörschwelle festlegen), wird in der Regel die Angabe der Referenzgröße 20  $\mu$ 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 Lautsprecher<sup>2</sup> 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-

---

<sup>2</sup>Lautsprecher für den Einsatz im Bühnenbereich (PA, Instrumentalverstärker) erreichen Wirkungsgrade von bis zu 104 dB/1 W, 1 m.

| Situation<br>bzw. Schallquelle               | Messort | Schalldruck $p$                              | Schalldruckpegel $L$<br>in dB re 20 $\mu$ Pa |
|--|---------|--|--|
| Düsenflugzeug                                | 30 m    | 630 Pa                                       | 150 dB                                       |
| Gewehrschuss                                 | 1 m     | 200 Pa                                       | 140 dB                                       |
| Schmerzschwelle                              | am Ohr  | 100 Pa                                       | 134 dB                                       |
| Gehörschäden bei<br>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<br>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<br>Zimmerlautstärke            | 1 m     | 0,02 Pa                                      | ca. 60 dB                                    |
| Sprechender Mensch<br>(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,<br>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>.

lern, vom Piezokristall bis hin zu den exotischen Elektrostaten, doch das am weitesten verbreitete ist das elektromagnetische Prinzip. Grundlage ist die Lorentzkraft, die magnetische Kraftwirkung, die Ladungsträger in einem magnetischen Feld erfahren, wenn sie sich relativ zum Magnetfeld mit einer endlichen Geschwindigkeit bewegen. In Abbildung 2.1 ist ein Querschnitt durch einen typischen Lautsprecher gezeigt.

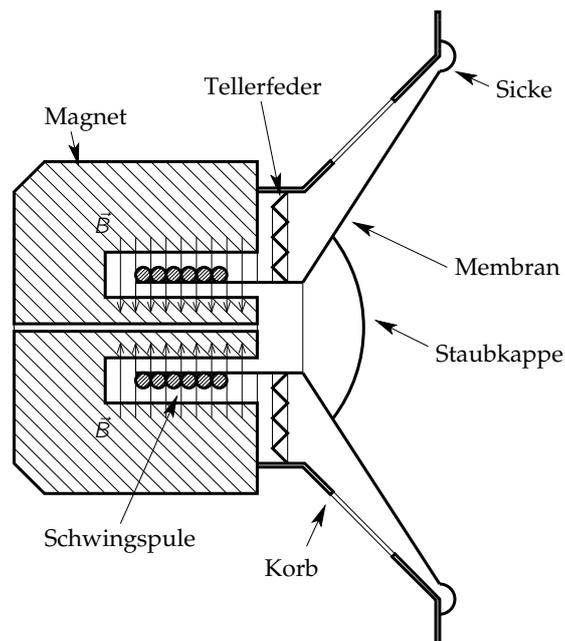


Abbildung 2.1: Querschnitt eines typischen Lautsprechers.

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

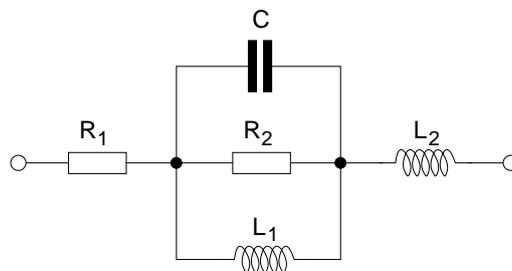


Abbildung 2.2: Elektrisches Ersatzschaltbild eines realen Lautsprechers.

$R_1$  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 anliegt<sup>3</sup>. 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 *pnp*-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

---

<sup>3</sup>Zur 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  $i_L < 0$ .

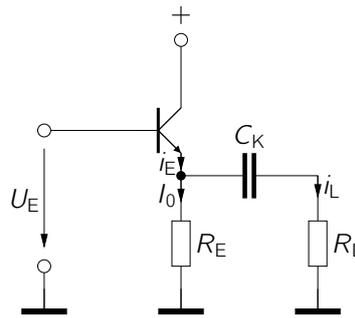


Abbildung 4.1: Klasse-A-Verstärker.

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-

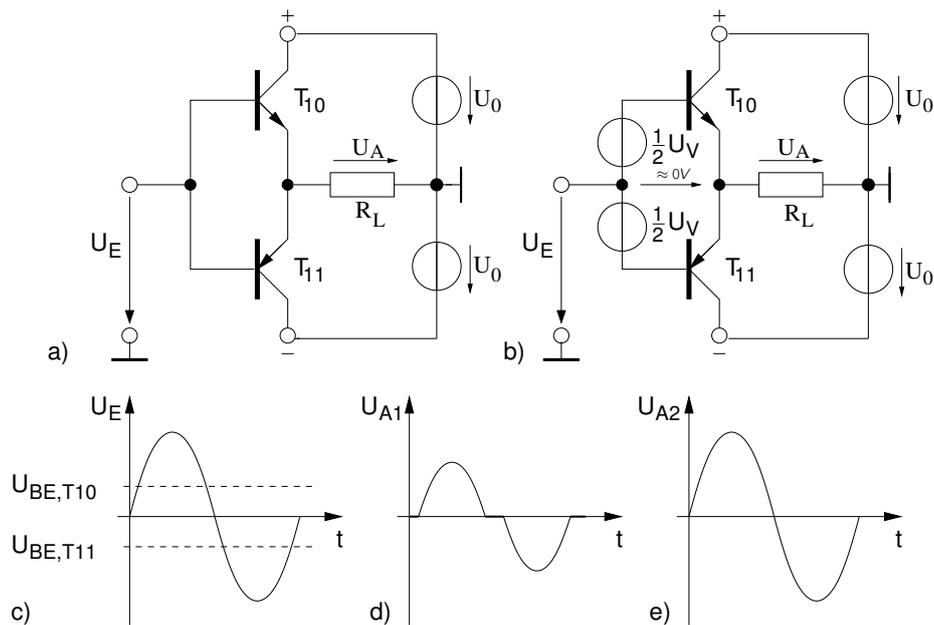


Abbildung 4.2: Gegentaktstufe mit und ohne Vorspannung.

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 *pnp*- und *nnp*-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  $U_{BE8} \approx 0,7V$  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.

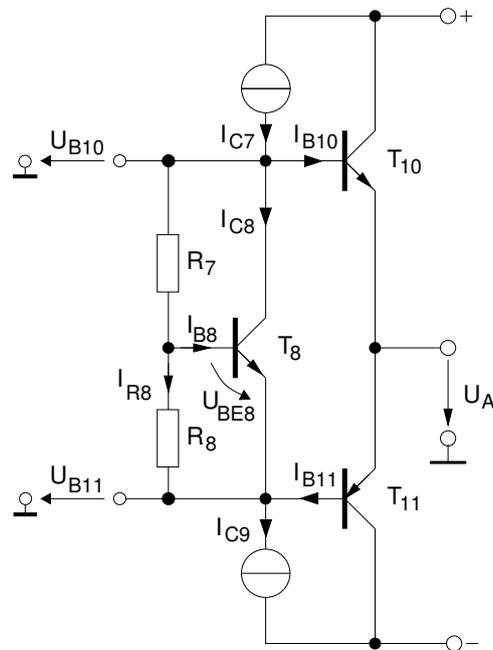


Abbildung 4.3: Endstufe mit Vorspannungserzeugung.

#### 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.

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

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

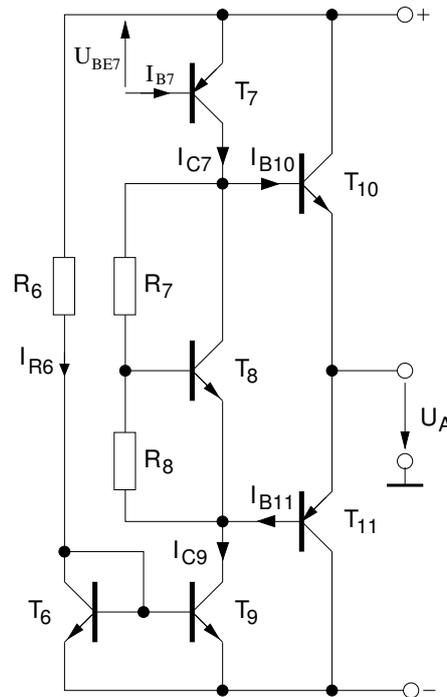


Abbildung 4.4: Endstufe mit Treiberstufe.

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

Bei vernachlässigbaren Basisströmen der Gegentaktstufen-Transistoren ( $I_{B10}$ ,  $I_{B11} \approx 0$ ), muss gelten  $I_{C7} = I_{C9}$ . Der Strom  $I_{C7}$  wird durch  $I_{B7}$  bzw.  $U_{BE7}$  am Eingang des pnp-Transistors  $T_7$  eingestellt, der in Emittergrundschialtung verwendet wird.

Der notwendige Eingangsstrom  $I_{B7}$ <sup>4</sup> 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  $I_{\text{diff}}$  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

---

<sup>4</sup>Eine 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.

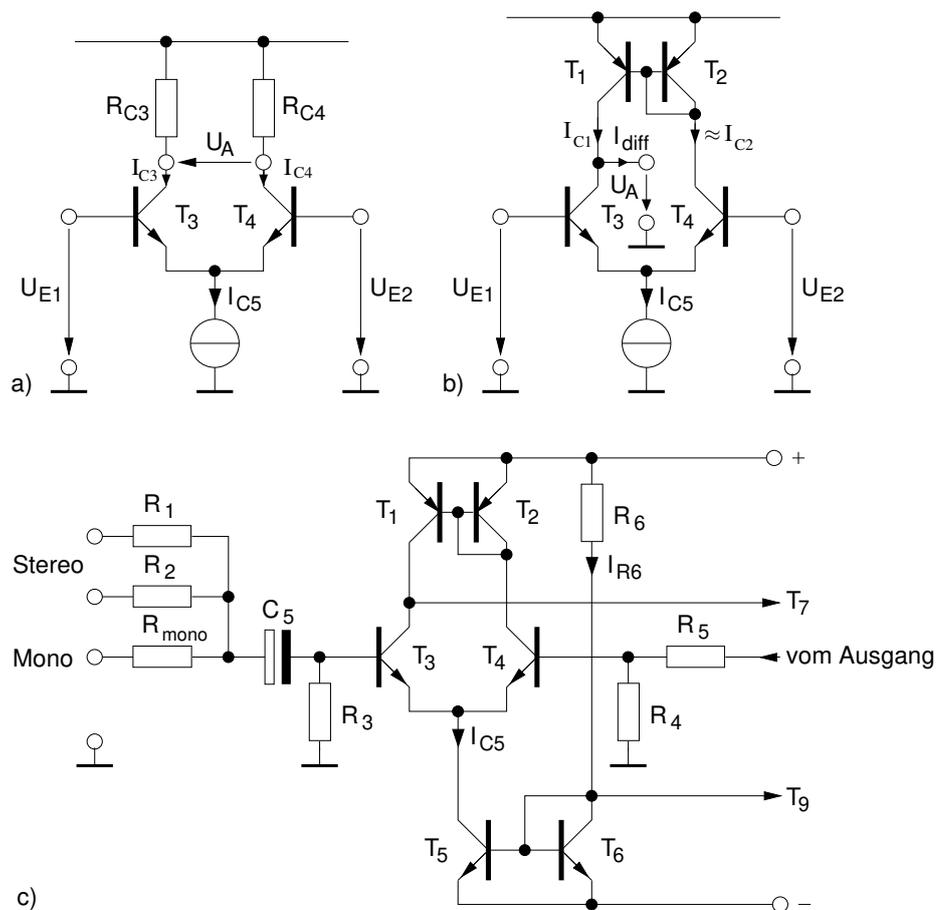


Abbildung 5.1: Zur Erläuterung der Differenzverstärkerstufe: a) mit differenziellem Ausgang  $U_A$ , b) mit einphasigen Ausgang  $I_{diff}$ , c) realisierte Schaltung.

$R_1$  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 gewährleisten<sup>5</sup>.

<sup>5</sup>Der 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

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

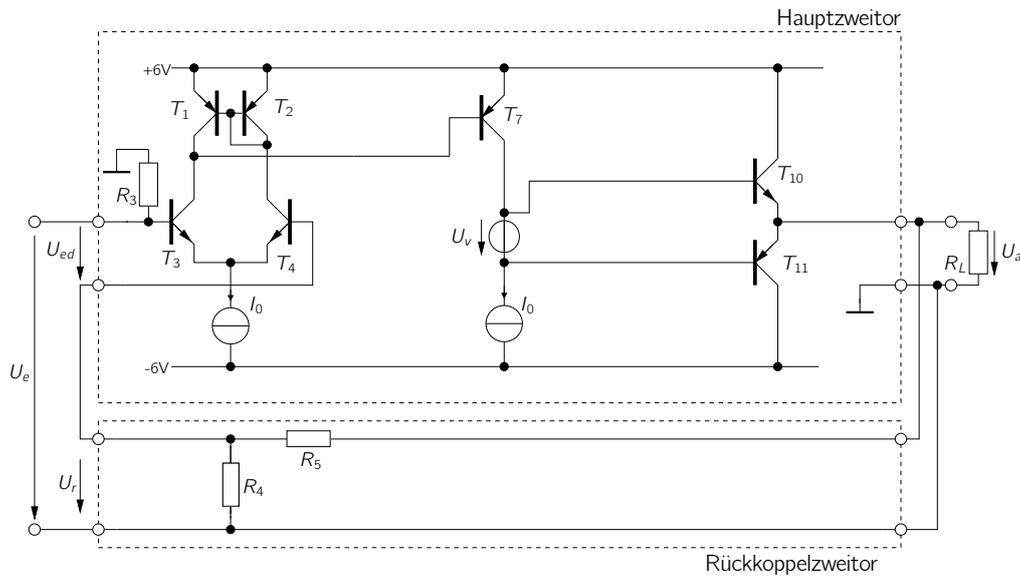


Abbildung 6.1: Aufteilung des Leistungsverstärker in Haupt- und Rückkoppelzweig.

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 Hauptzweitors  $\underline{F}_a = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_{ed}}$  hinreichend groß sein gegenüber  $\underline{F}_2$ , sodass  $\underline{F}_a \underline{F}_2 \gg 1$  erfüllt ist.

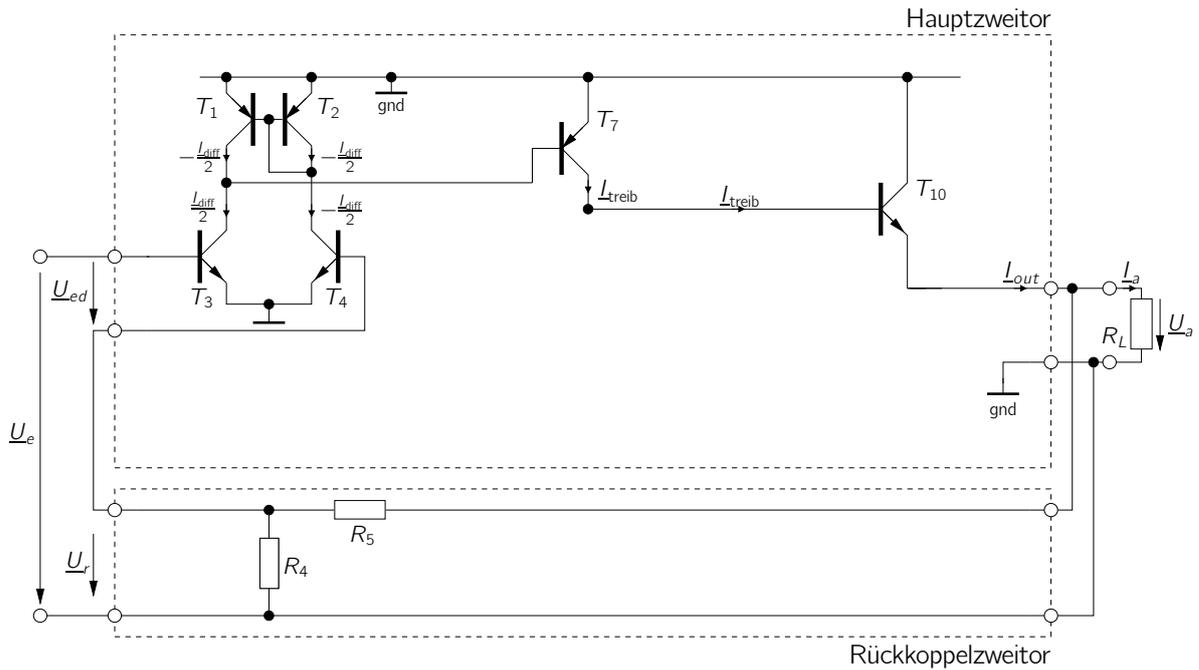


Abbildung 6.2: Der Leistungsverstärker im Wechselstrom-Ersatzschaltbild. (Die Masse zwischen  $T_3$  und  $T_4$  kommt durch Gegentaktbetrachtung zustande.)

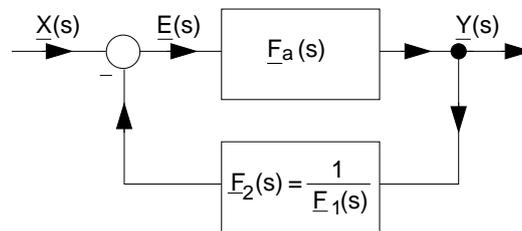


Abbildung 6.3: Allgemeine Darstellung einer rückgekoppelten Schaltung.

## 6.2 Das Hauptzweigtor

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  $\underline{U}_{ed}, \underline{U}_r$  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  $I_{\text{diff}}$ . 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

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

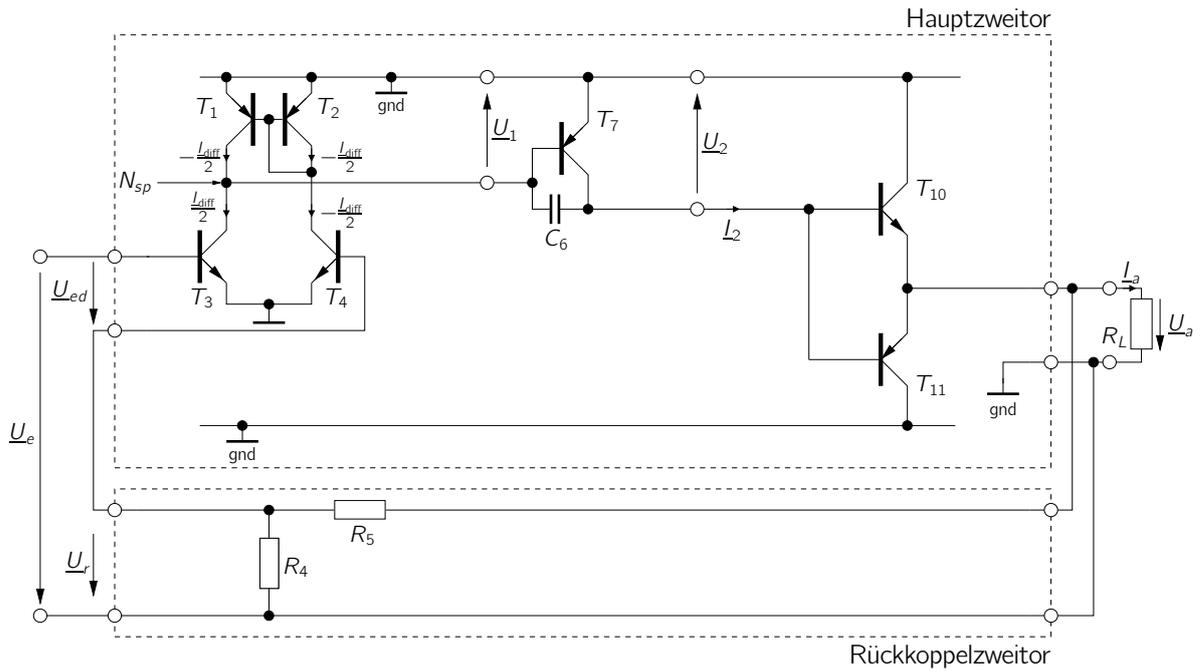


Abbildung 6.4: Wechselstrom Ersatzschaltbild mit Millerkapazität  $C_6$ .

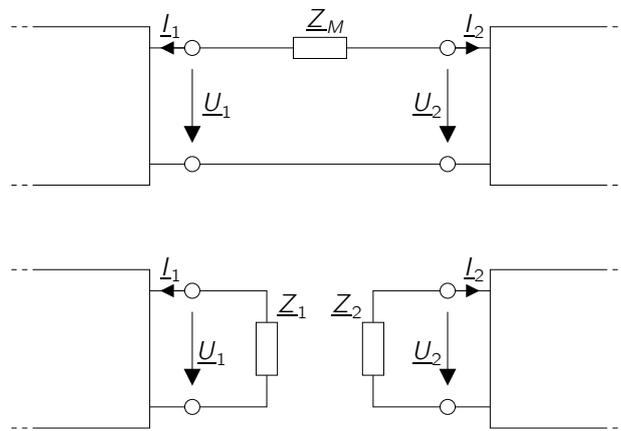
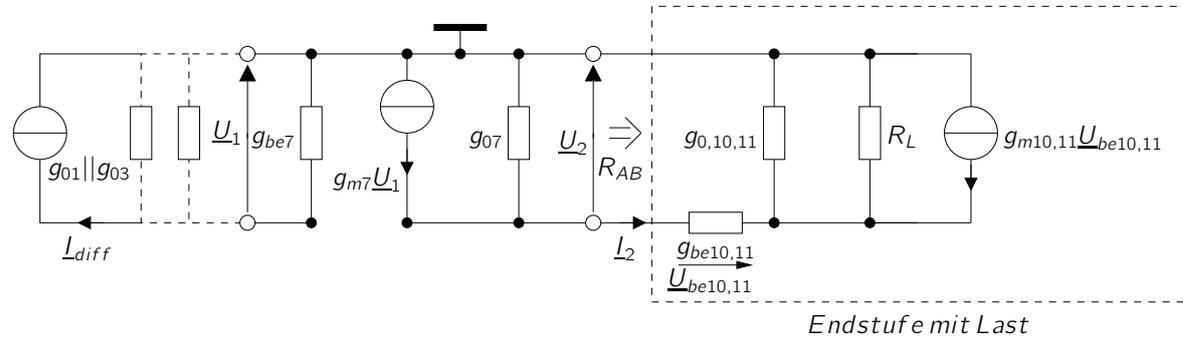


Abbildung 6.5: Darstellung der Transformation einer Impedanz  $Z_M$  gemäß dem Miller-Theorem.

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

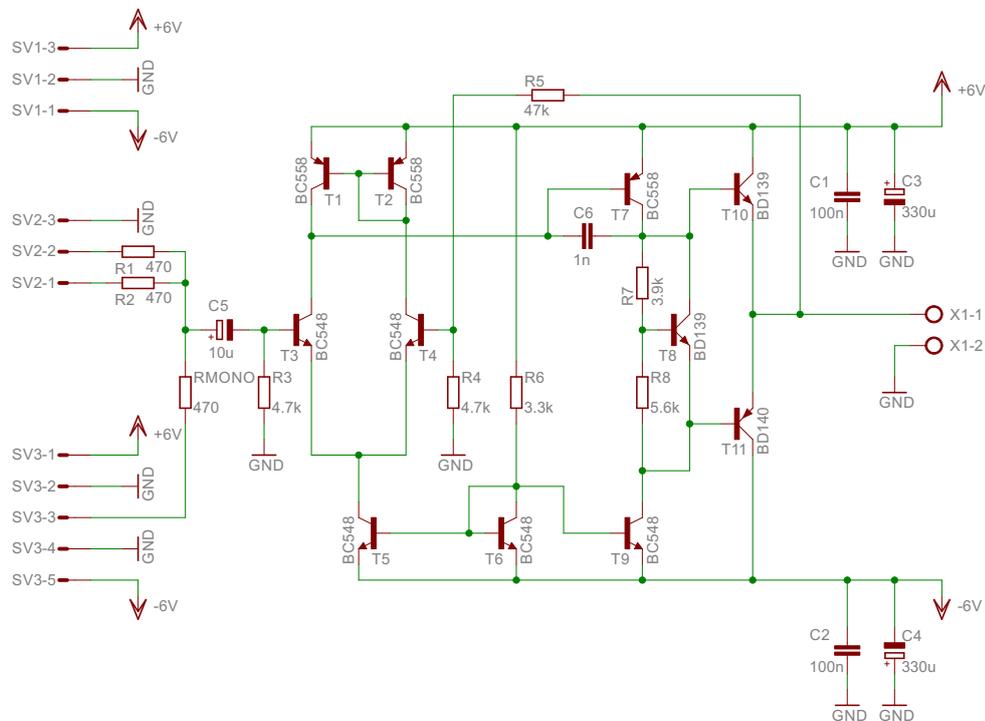


Abbildung 7.1: Gesamtschaltplan des NF-Leistungsverstärkers.

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-

re große Kapazität Versorgungsspannungen stabil zu halten, die sonst durch die Zuleitungswiderstände und -induktivitäten sowie den Innenwiderstand der Spannungsversorgung stark schwanken würden. Aufgrund der speziellen Eigenschaften der hochkapazitiven Elektrolytkondensatoren  $C_3$  und  $C_4$  (hohe Serien-Induktivität) müssen für höherfrequente Anteile die Folien- oder Keramikkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  parallelgeschaltet werden.

Im Platinenlayout (Abbildung 7.2) werden die Versorgungsspannungen von SV1

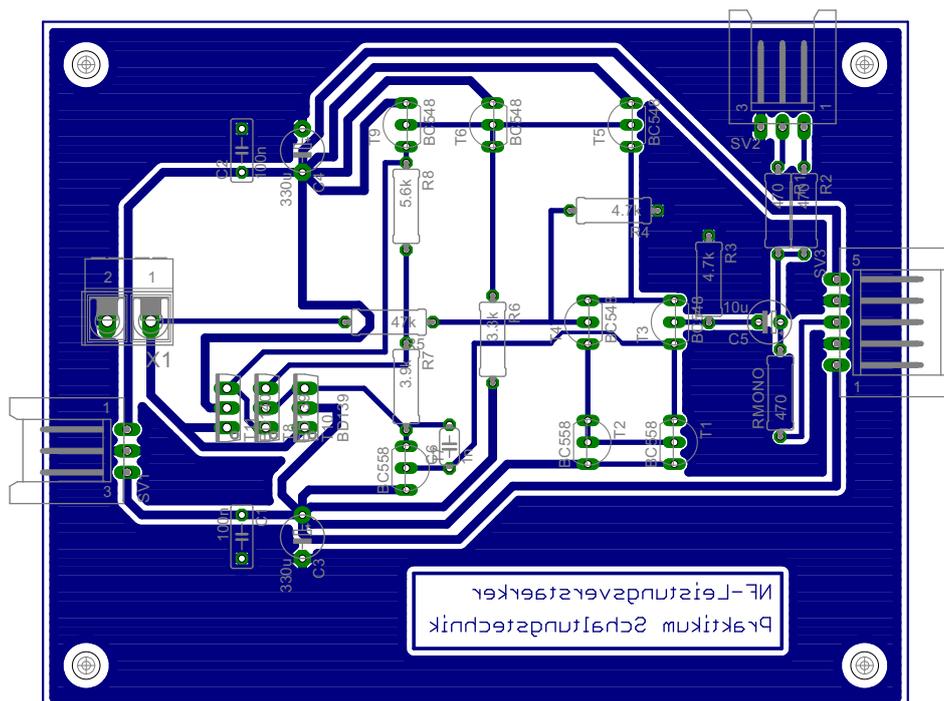


Abbildung 7.2: Platinenlayout des NF-Leistungsverstärkers.

zunächst auf die Stützelkos geführt und dann sternförmig verteilt. Dabei hat jeder Schaltungsteil seine eigene Zuleitung, damit gegenseitige Beeinflussungen über die Betriebsspannungen minimiert werden. Eine weitere in der Theorie als ideal angenommene, in der Praxis jedoch nicht-ideale Verbindung, ist die Masse. Sie ist als gemeinsames Bezugspotential aller Schaltungsteile definiert und wird im Schaltplan durch das Massesymbol gekennzeichnet. In der Realität müssen jedoch alle Massepunkte über Leitungen miteinander verbunden werden, wobei sicherge-

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.

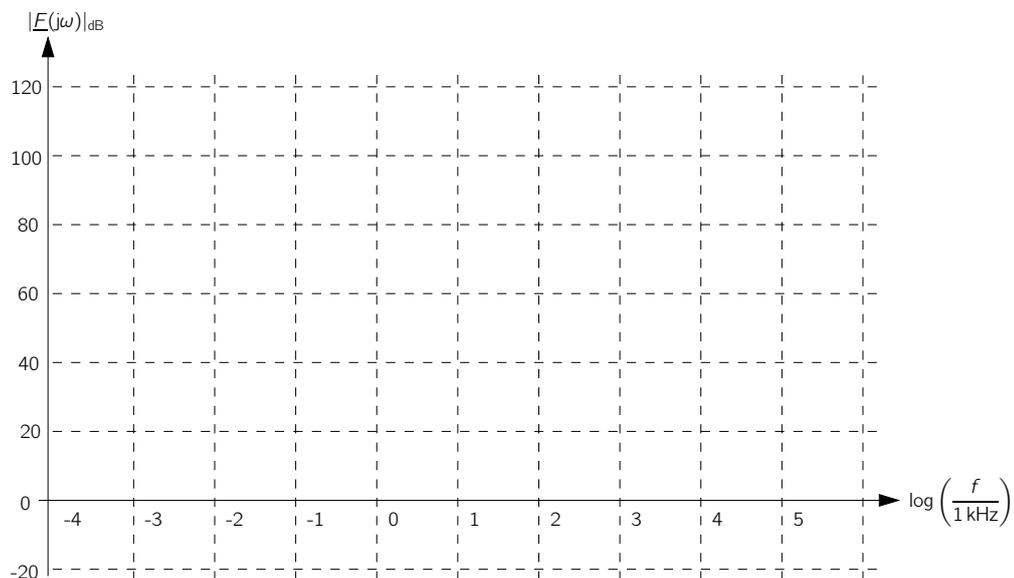
1. Nennen Sie die Anforderungen an den zu realisierenden NF-Leistungsverstärker.
2. Erklären Sie die Funktion und den Nutzen einer Gegentaktendstufe (AB-Betrieb).
3. Skizzieren Sie das Blockschaltbild einer rückgekoppelten Schaltung und geben Sie die dazugehörige Berechnungsvorschrift für die Übertragungsfunktion 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  $U_V$   $5 \text{ mA}$ . 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 Rückkoppelzweigtor 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.  $100\ \text{mV}_{\text{pp}}$ <sup>6</sup> 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. Exportieren Sie die Kurve als csv-Datei aus dem Oszilloskop und fügen Sie sie Ihrer Ausarbeitung bei.
6. Zum Abschluss können Sie die Funktionsfähigkeit Ihrer Schaltung an einem Lautsprecher unter Beweis stellen. Verwenden Sie dazu entweder das Labornetzteil oder die Schaltung aus dem Versuch „Netzteile“.

---

<sup>6</sup>Der 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](mailto: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](https://www.mouser.de/datasheet/2/308/BC550_D-1802078.pdf)

BC558 [https://www.mouser.de/datasheet/2/308/BC556BTA\\_D-1802030.pdf](https://www.mouser.de/datasheet/2/308/BC556BTA_D-1802030.pdf)



## BD135 - BD136 BD139 - BD140

### Complementary low voltage transistor

#### Features

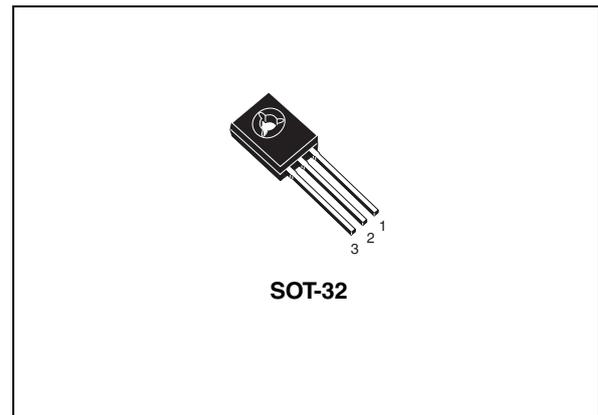
- Products are pre-selected in DC current gain

#### Application

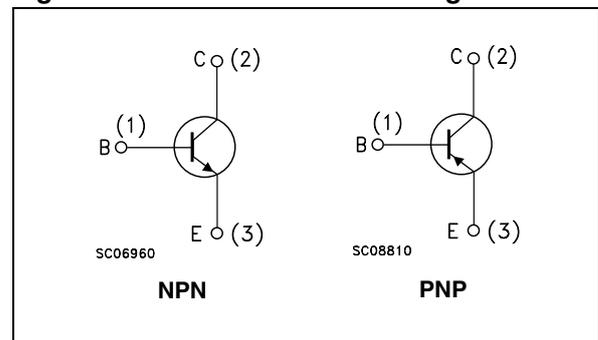
- General purpose

#### 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

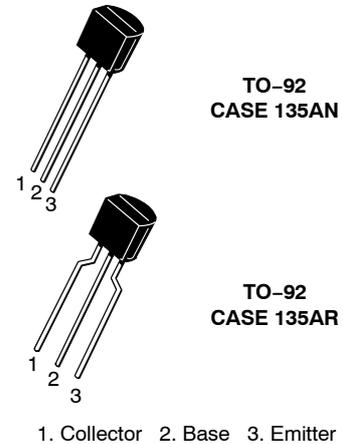
### Features

- 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

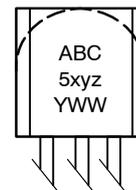
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| Parameter  | Symbol    | Value          | Unit |
|--|-----------|----------------|------|
| Collector-Base Voltage<br>BC546<br>BC547 / BC550<br>BC548 / BC549    | $V_{CBO}$ | 80<br>50<br>30 | V    |
| Collector-Emitter Voltage<br>BC546<br>BC547 / BC550<br>BC548 / BC549 | $V_{CEO}$ | 65<br>45<br>30 | V    |
| Emitter-Base Voltage<br>BC546 / BC547<br>BC548 / BC549 / BC550       | $V_{EBO}$ | 6<br>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<br>BC556<br>BC557 / BC560<br>BC558 / BC559    | $V_{CBO}$ | -80<br>-50<br>-30 | V                |
| Collector - Emitter Voltage<br>BC556<br>BC557 / BC560<br>BC558 / BC559 | $V_{CEO}$ | -65<br>-45<br>-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)

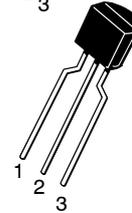
( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

| Parameter   | Symbol          | Max.       | Unit                       |
|---|-----------------|------------|----------------------------|
| Total Device Dissipation<br>Derate above $25^\circ\text{C}$ | $P_D$           | 500<br>4.0 | mW<br>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.



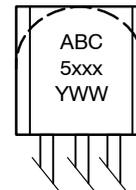
**TO-92-3  
CASE 135AN**  
Straight Lead  
Bulk Packing



**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.