

# Neuartige Konzeption für einen HiFi-Leistungsverstärker

Dipl.-Ing. MICHAEL WIEDERHOLD

In diesem Beitrag wird eine interessante, bisher nicht allgemein bekannte Konzeption für qualitativ hochwertige Leistungsverstärker vorgestellt. Die funktionellen Zusammenhänge und Berechnungsmöglichkeiten werden für verschiedene Leistungsklassen ausführlich dargelegt.

In der Literatur sind bereits eine Vielzahl von Schaltungen vorgestellt worden, die den Bau von NF-Leistungsverstärkern hoher Qualität und verschiedener Ausgangsleistung ermöglichen. Die im folgenden beschriebene Konzeption, die auf [1] zurückgeht, weist folgende Vorteile auf:

- gleichspannungsfreier Ausgang
- Möglichkeit, nicht gepaarte Leistungs-transistoren einzusetzen
- eine Schaltungskonzeption für ein breites Leistungsspektrum
- Wegfall jeglicher Abgleicharbeiten
- Verwendbarkeit als Gleichspannungs-leistungsverstärker.

## 1. Schaltungsbeschreibung

Das Prinzipschaltbild ist in Bild 1 dargestellt. Einem als Elektrometerverstärker ausgelegten Operationsverstärker wird ein Leistungsverstärker nachgeschaltet. Die Rückkopplung erfolgt vom Ausgang auf den invertierenden Eingang. Mit den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  läßt sich die Verstärkung einstellen.

Die detaillierte Schaltung zeigt Bild 2. Über den Operationsverstärker  $OV_1$  gelangt das verstärkte Eingangssignal über  $D_0$ ,  $T_0$ ,  $R_5$  an den Emitter von  $T_1$ .  $T_0$  arbeitet mit  $R_3$  als Spannungsfolger zur Entlastung des Operationsverstärkers  $OV_1$ . Dadurch erhöht sich die Aussteuerbarkeit des Operationsverstärkers bis nahe an die Betriebsspannung.  $D_0$  schützt die Basis-Emitterstrecke von  $T_0$  vor zu hohen Sperrspannungen. Der Transistor  $T_1$  dient zur Potentialverschiebung und bewirkt zusammen mit  $R_5$  eine geringe Verstärkung. Die Basis von  $T_1$  liegt auf Massepotential.  $D_1$ ,  $R_6$ ,  $T_2$  und  $R_{10}$  sowie  $D_2$ ,  $R_7$ ,  $T_3$  und  $R_{11}$  bilden jeweils eine Konstantstromquelle.  $R_8$  und  $R_9$  schützen die Transistoren  $T_2$ ,  $T_3$  vor zu großen Basisströmen und unterdrücken wilde Schwingungen.

Die Gegentaktendstufe wird von den in Darlingtonschaltung arbeitenden Transistoren  $T_4$ ,  $T_5$  und der Komplementär-Darlingtonstufe  $T_6$ ,  $T_7$  gebildet. Die Emitterwiderstände  $R_{16}$  und  $R_{17}$  sind Stromgegenkopplungswiderstände. Mit ihnen und den drei Dioden  $D_3$  läßt sich der Ruhestrom gut konstanthalten. Um den Leistungsverlust in den Emitterwiderständen klein zu halten, sind sie mit Dioden überbrückt. Die Dioden übernehmen den Laststrom, wenn der Spannungsabfall an den Emitterwiderständen die Schwellspannung der Dioden übersteigt. Die Übernahmeverzerrungen bleiben dabei vernachlässigbar klein.

$D_8$  und  $D_9$  sind schnelle Schalterdioden zur Begrenzung von Überspannungen.  $R_{14}$

und  $R_{15}$  begrenzen den Laststrom. Durch das Zusammenschalten von Konstantstromquelle,  $D_4$  und  $R_{14}$  wirken  $R_{14}$  und  $T_5$  bei Erreichen des maximalen Laststromes wie eine Konstantstromquelle. Der Ausgang ist also zuverlässig gegen zu geringe Lastwiderstände und Kurzschluß geschützt.

Der Schalter  $S_3$  schaltet die Lautsprecher erst nach etwa 3 s zu, um lästige Einschaltgeräusche zu vermeiden.

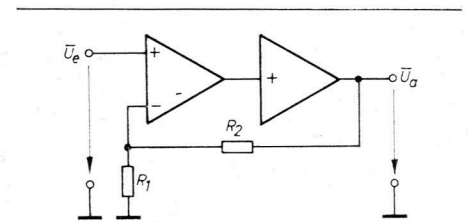


Bild 1: Prinzipschaltbild

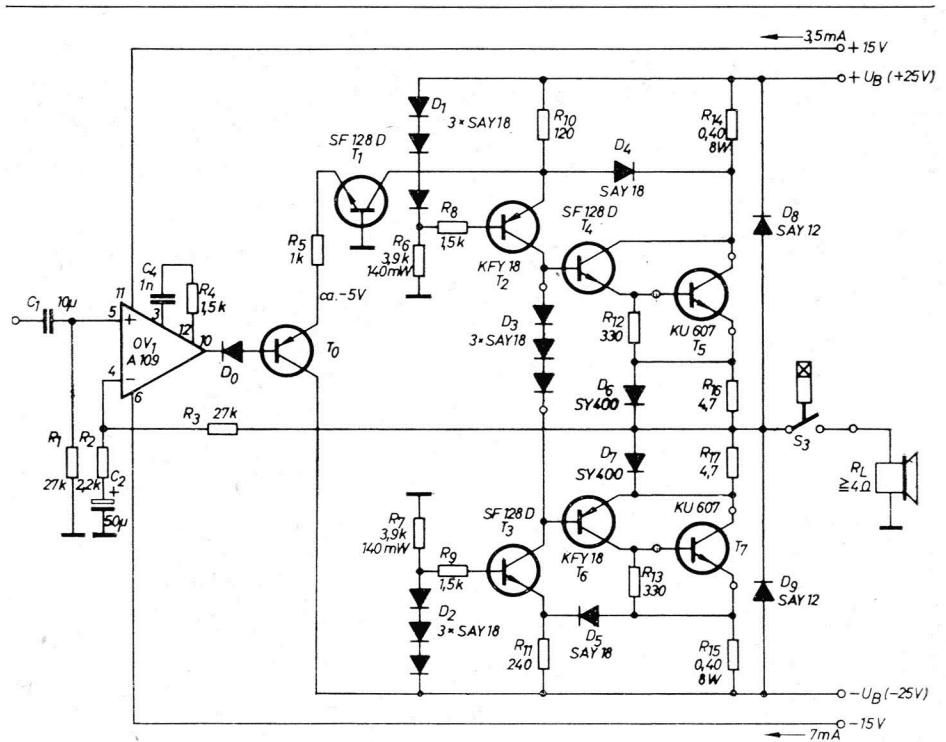


Bild 2: 25-W-HiFi-Verstärker ( $T_0$ : KFY 18,  $D_0$ : SAY 18)

Tafel 1: Technische Daten des 25-W-Verstärkers

Ausgangsleistung an 4 $\Omega$	Sinus 25 W Musik 40 W
Nennlastwiderstand	4 $\Omega$
Klirrfaktor	$\leq 0,1\%$
Frequenzgang (bei 25 W)	5 Hz...45 kHz

## 2. 25-W-Verstärker (40 W Musikleistung)

Im folgenden soll ein 25-W-Verstärker (Sinus-Leistung) berechnet werden (Bild 2). Der Rechenweg gilt analog für alle vorgestellten Leistungsklassen.

### 2.1. Leistung, Spannung, Strom

Der Verstärker soll an  $R_L = 4 \Omega$  eine Sinusleistung von  $P_L = 25$  W liefern. Dann müssen die Effektiv- und Scheitelwerte von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung folgende Werte annehmen:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_a &= 10,0 \text{ V}, & \tilde{I}_a &= 2,5 \text{ A} \\ U_a &= 14,15 \text{ V}, & I_a &= 3,54 \text{ A} \end{aligned}$$

### 2.2. Betriebsspannung

Es sind zwei gleich große Betriebsspannungen  $U_B$  mit entgegengesetztem Vorzeichen nötig. Um die Betriebsspannung zu be-

stimmen, muß der minimale Spannungsabfall an  $D_6$ ,  $T_5$ ,  $T_4$ ,  $T_2$  und  $R_{10}$  bestimmt werden. Für den Durchlaßspannungsabfall an  $D_6$ ,  $T_5$ ,  $T_4$  wird 2,5 V angenommen. Die Kollektor-Emitterspannung von  $T_2$  soll 1 V nicht unterschreiten. An  $R_{10}$  fallen ungefähr 1,2 V ab.

Der Verstärker soll mit einem unstabilierten Netzteil betrieben werden, dessen mittlere Gleichspannung bei Sinus-Vollast um etwa 6 V absinken kann. Dann ergibt sich für die Leerlaufbetriebsspannung  $U_B$ :  
 $U_B = 14,15 \text{ V} + 2,5 \text{ V} + 1 \text{ V} + 1,2 \text{ V} + 6 \text{ V}$   
 $U_B \approx 25 \text{ V}$

Die Betriebsspannung  $\pm 15 \text{ V}$  für den  $OV_1$  kann den Vorstufen entnommen werden. Sie kann aber auch entsprechend Bild 9 aus  $U_B = \pm 25 \text{ V}$  gewonnen werden.

### 2.3. Leistungstransistoren, Verlustleistung, Typenauswahl

Die Berechnung der Verlustleistung in einem Leistungstransistor wird nach [1] mit der folgenden Gleichung vorgenommen:

$$P_{T5} = P_{T7} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_B - u_a) \frac{u_a}{R_L} dt$$

Bei sinusförmiger Aussteuerung

$$u_a = \hat{U}_a \sin \omega t$$

wird

$$P_{T5} = P_{T7} = \frac{1}{R_L} \left( \frac{\hat{U}_a U_B}{\pi} - \frac{\hat{U}_a^3}{4} \right)$$

(Die maximale Verlustleistung in den Transistoren wird nicht bei Aussteuerung bis an die Betriebsspannung  $\hat{U}_a = U_B$ , sondern bei  $\hat{U}_a = \frac{2}{\pi} U_B$  erreicht.)

Die Verlustleistung je Transistor beträgt bei Nennleistung (25 W Sinus-Dauerton) und einer mittleren Betriebsspannung von 21 V (für Trafo M 85):

$$P_{T5} = P_{T7} = 11,2 \text{ W}$$

Wenn der Ruhestrom  $< 50 \text{ mA}$  gehalten wird, liegt die Ruhe-Verlustleistung bei 1,25 W. Die Basis-Emitterverlustleistung ist vernachlässigbar. Die Kühlflächen müssen also für  $P_{T5} = P_{T7} \approx 13 \text{ W}$  dimensioniert werden.

Die Leistungstransistoren  $T_5, T_7$  werden nach maximalem Kollektorstrom und maximaler Kollektor-Emitterspannung ausgewählt:

$$I_{c \max} \approx 3,6 \text{ A}$$

$$U_{CE \max} = U_B + \hat{U}_a = 25 \text{ V} + 14,15 \text{ V}$$

$$U_{CE \max} \approx 40 \text{ V}$$

Eine gewisse Sicherheit inbegriffen, werden die Typen KD 607 oder KU 607 eingesetzt.

#### 2.4. Treibertransistoren, Verlustleistung, Ruhestrom

Die Verlustleistung in den Treibertransistoren beträgt

$$P_{T4} = \frac{P_{T5}}{h_{21E}(T_5)}$$

$T_5$  soll bei 3,54 A noch eine Stromverstärkung von 30 haben, dann wird in  $T_4$  eine Verlustleistung von  $P_{T4} = 440 \text{ mW}$  und zusätzlich eine Ruheverlustleistung von etwa 50 mW umgesetzt. Der maximale Kollektorstrom von  $T_4$  ergibt sich nach

$$I_{CT4} = \frac{I_{CT5}}{h_{21E}(T_5)} = 118 \text{ mA}$$

Die Kollektor-Emitterspannung der Treiber muß genauso groß sein wie die der Leistungstransistoren. Die Treibertransistoren müssen folgende Parameter sicher erfüllen:

$$I_c \approx 200 \text{ mA}, U_{CE} = 40 \text{ V}, P_v \approx 500 \text{ mW}$$

Für  $T_4$  eignet sich der SF 128.  $T_6$  muß ein pnp-Transistor sein; der KFY 18 z. B. hat folgende technische Daten:

$$U_{CEO} = 45 \text{ V}, I_c = 500 \text{ mA}, P_c = 800 \text{ mW} \text{ bei } 25^\circ \text{C}, \vartheta_j = 200^\circ \text{C}, R_{thjc} \leq 60 \text{ K/W}, R_{thja} \leq 220 \text{ K/W}.$$

$T_4$  und  $T_6$  können mit einem Kühlstern versehen werden.

Der Ruhestrom für die Treibertransistoren wird durch die Widerstände  $R_{12}, R_{13}$  bestimmt. Sie sollen einen Ruhestrom von 1 bis 3 mA durch  $T_4$  bzw.  $T_6$  fließen lassen. An  $R_{12}$  und  $R_{13}$  liegen jeweils 0,6 V, dann muß

$$R_{12} = R_{13} = \frac{0,6 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 300 \Omega$$

betragen, gewählt wird 330  $\Omega$ .

#### 2.5. Konstantstromquellen

$T_4$  bzw.  $T_6$  sollen eine Stromverstärkung von mindestens 100 besitzen (Gruppe D). Dann ergibt sich ihr maximaler Basisstrom zu etwa 1,2 mA.

Als Konstantstrom durch  $T_2$  und  $T_3$  wird 5 mA gewählt. Die Basis von  $T_3$  wird durch die Dioden  $D_2$  auf 1,8 V stabilisiert, so daß an  $R_{11}$  eine Spannung von 1,8 V  $- U_{CE(T3)} = 1,2 \text{ V}$  abfällt. Jetzt kann der Widerstand  $R_{11}$  berechnet werden:

$$R_{11} = \frac{1,2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 240 \Omega$$

Durch  $T_1$  sollen ebenfalls 5 mA fließen. Da jedoch ein Teil des Konstantstromes durch  $T_2$  fließt, muß der Strom durch  $R_{10}$  10 mA betragen. Damit ergibt sich

$$R_{10} = \frac{1,2 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 120 \Omega$$

$R_8$  und  $R_9$  sollen den Basissperrstrom für  $T_2$  und  $T_3$  bei Kurzschluß am Ausgang begrenzen. Wir wählen sie zu  $R_8 = R_9 = 1,5 \text{ k}\Omega$ . Sie unterdrücken außerdem Schwingneigungen.

Als Durchlaßstrom für die Dioden  $D_1$  und  $D_2$  wird 6 mA gewählt.  $R_6$  und  $R_7$  ergeben sich dann zu

$$R_6 = R_7 = \frac{U_B - U_2}{6 \text{ mA}} = \frac{25 \text{ V} - 1,8 \text{ V}}{6 \text{ mA}} \approx 3,9 \text{ k}\Omega$$

An  $R_6$  und  $R_7$  entsteht eine Verlustleistung von 140 mW.

#### 2.6. Dimensionierung von $R_5$

Wenn  $T_2$  sperren soll, muß durch  $T_1$  ein Strom von 10 mA fließen. Damit bei diesem Strom der Operationsverstärker nicht übersteuert wird, muß

$$R_5 = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

sein. Das Ausgangspotential des Operationsverstärkers stellt sich dann auf  $-6 \text{ V}$  ein. Der maximale Basisstrom von  $T_4$  bzw.  $T_6$  beträgt 1,2 mA. Um diesen Betrag muß der Kollektorstrom von  $T_2$  zu- oder abnehmen, d. h., der Operationsverstärker hat einen Spannungshub von  $\pm 1,2 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = \pm 1,2 \text{ V}$ .

#### 2.7. Dimensionierung von $R_{16}, R_{17}$

$R_{16}$  und  $R_{17}$  sollen so bemessen werden, daß bei maximalem Ruhestrom die Dioden noch nicht leitend werden. Die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Übergänge von  $T_4$  und  $T_5$  beträgt 2 mV/K. Wenn die Transistoren um 100 K wärmer sind als die Dioden  $D_3$ , sinkt ihre Basis-Emitterspannung um 200 mV. Die Spannung an  $R_{16}$  steigt daher auf 400 mV. Dabei sperrt die Diode  $D_6$  noch sicher. Der Ruhestrom durch die Leistungstransistoren soll 100 mA nicht überschreiten, dann muß

$$R_{16} = R_{17} = \frac{400 \text{ mV}}{100 \text{ mA}} = 4 \Omega$$

sein, gewählt wird 4,7  $\Omega$ .

Bei gutem thermischem Kontakt der Dioden  $D_3$  mit den Kühlelementen oder den Leistungstransistoren läßt sich der Ruhestrom besser konstanthalten.

#### 2.8. Strombegrenzung

Mit  $R_{14}$  bzw.  $R_{15}$  kann der Ausgangsstrom begrenzt werden. Ist der Spannungsabfall

an  $R_{14}$  und  $R_{15}$  über  $3 \times 0,6 \text{ V}$  ( $D_1, D_2$ ), wird die Strombegrenzung wirksam. Stellt man die Strombegrenzung auf den Vollaststrom ein, wird die Endstufe auch bei Dauerkurzschluß am Ausgang thermisch nicht überlastet:

$$R_{14} = \frac{1,8 \text{ V}}{I_{a \max}} = \frac{1,8 \text{ V}}{3,6 \text{ A}} = 0,5 \Omega$$

$R_{14}$  muß eine Verlustleistung von  $1,8 \text{ V} \cdot 3,6 \text{ A} = 6,5 \text{ W}$  aushalten.

Wenn wir die Strombegrenzung wie oben dimensionieren, hat das den Nachteil, daß die Musikleistung nicht ausgeschöpft werden kann.

Die mittlere Gleichspannung des Netztes (Bild 3) sinkt auch bei großer Musikaussteuerung beider Kanäle nicht unter 23 V. Demnach treten bei kurzzeitig höheren Aussteuerungen keine Verzerrungen auf:

$$\hat{U}_a = U_B - U_{\text{abfall}} = 23 \text{ V} - 5 \text{ V} = 18 \text{ V}$$

$$\hat{I}_a = 12,73 \text{ A}$$

An  $R_L = 4 \Omega$  werden  $I_a = 4,5 \text{ A}$  und  $I_{a1} = 3,18 \text{ A}$ . Damit beträgt die dem Netzteil kurzzeitig entnehmbare Leistung  $P_L \approx 40 \text{ W}$ .

Für eine Musikleistung von 40 W wird die Strombegrenzung dimensioniert:

$$R_{14} = \frac{1,8 \text{ V}}{4,5 \text{ A}} = 0,4 \Omega$$

Die Verlustleistung an  $R_{14}$  beträgt 8,1 W. Der Verstärker ist also weiterhin kurzschlußsicher. Wenn die Kühlelemente für 25 W Sinusleistung dimensioniert werden (s. Abschn. 3.), kann jedoch der Verstärker bei Dauerkurzschluß am Ausgang thermisch überlastet werden. Um das zu verhindern, wird ein Thermoschalter ( $S_2$  im Bild 3) vorgesehen, der das Gerät bei Überschreiten der zulässigen Temperatur vom Netz trennt.

#### 2.9. Spannungsverstärkung

Die Spannungsverstärkung des gesamten Verstärkers wird wie die des Elektrometerverstärkers berechnet:

$$v = 1 + \frac{R_3}{R_2} = 13,27$$

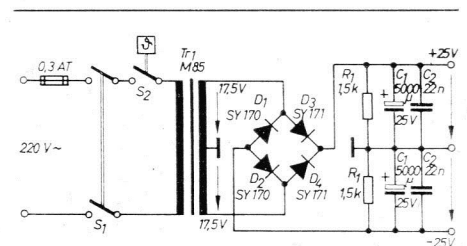


Bild 3: Netzteil 2 x 25 V

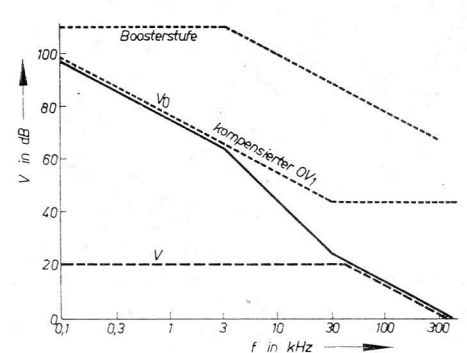


Bild 4: Amplitudengang der Frequenzkompensation

Die erforderliche Eingangsspannung für 25 W Ausgangsleistung an  $4 \Omega$  beträgt dann

$$\tilde{U}_a = \frac{\tilde{U}_a}{13,27} = \frac{10}{13,27} = 755 \text{ mV}$$

Diese Spannung läßt sich leicht von den Vorstufen bereitstellen. Es läßt sich auch jede andere Verstärkung einstellen. Sie sollte aber im Interesse eines geringen Rauschens nicht zu hoch gewählt werden. Üblich sind Eingangsspannungen von etwa 500 mV ... 2 V.

### 2.10. Untere Grenzfrequenz

Die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  bestimmen die untere Grenzfrequenz:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_1}, \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_2}$$

gewählt werden  $C_1 = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_2 = 50 \mu\text{F}$ . Soll der Verstärker als Gleichspannungsverstärker betrieben werden, entfallen  $C_1$  und  $C_2$ .

### 2.11. Kompensation

Die Frequenzkompensation für den gesamten Verstärker erfolgt am Operationsverstärker  $OV_1$ . Es wird nur ein Kompensationsglied  $C_4, R_4$  eingesetzt. Die weitere Absenkung der Verstärkung erledigt der natürliche Frequenzgang der Boosterstufe. Ausführliches zur Kompensation wird in [1] bis [5] erläutert.

Den Amplitudengang der gewählten Kompensation zeigt Bild 4. Es wird deutlich, daß geringe Verschiebungen der natürlichen Eckfrequenz der Boosterstufe keinen störenden Einfluß haben.

### 2.12. Rechtecktest

Mit Hilfe des Rechtecktests kann die gewählte Kompensation überprüft werden. Dazu wird am Eingang des Verstärkers eine Rechteckspannung mit kurzer Anstiegszeit eingespeist. Die Ausgangsspannung darf i. allg. 100 mV (SS) nicht überschreiten, um den Verstärker bei höheren Frequenzen nicht zu übersteuern. Die Wiederholfrequenz sollte nicht über dem NF-Bereich liegen. Die Ausgangsspannung über dem Lastwiderstand  $4 \Omega$  wird oszilloskopiert.

### 2.13. Dioden $D_6, D_7$

Die Dioden  $D_6$  und  $D_7$  sollen den Laststrom übernehmen, wenn der Spannungsabfall von  $R_{16}, R_{17} > 0,6 \text{ V}$  wird. Sie werden jeweils von einer Halbwelle des Laststroms durchflossen. Bei 25 W Sinusleistung sind das 2,5 A (Effektivwert) in der halben Periode. Das ergibt einen Mittelwert von  $2,5 \text{ A} : 1,11 = 2,25 \text{ A}$ . Bezogen auf die volle Periode sind das 1,125 A. Durch die Dioden fließt bei 25 W an  $4 \Omega$  ein mittlerer Gleichstrom von 1,125 A. Bei Kurzschluß am Ausgang fließt durch die Dioden der entsprechende Strombegrenzung eingestellte Strom. Wird die Strombegrenzung auf den maximalen Ausgangsstrom bei 25 W Sinusleistung eingestellt (s. Pkt. 2.8.), so fließt durch die Dioden der o. g. Gleichstrom. Es können Dioden des Typs SY 400 eingesetzt werden, wenn diese auf Hartpapier von 1...1,5 mm Dicke montiert werden. Wird die Strombegrenzung auf den maximalen Ausgangsstrom bei 40 W Musik-

leistung eingestellt (s. Pkt. 2.8.), dann fließt durch die Dioden im Kurzschlußfall ein mittlerer Gleichstrom von 1,5 A. Es empfiehlt sich, andere Dioden einzusetzen.

### 3. Kühlfläche für die Leistungstransistoren

Wenn die Sperrschichttemperatur  $\vartheta_j$ , die zulässige Umgebungstemperatur  $\vartheta_a$  und die in den Transistoren umgesetzte Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  bekannt sind, kann der Gesamtwärmewiderstand  $R_{\text{thja}}$  berechnet werden:

$$R_{\text{thja}} \leq \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_{\text{tot}}}$$

$R_{\text{thja}}$  ist der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Umgebung. Er setzt sich zusammen aus dem Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse  $R_{\text{thjc}}$ , dem Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Kühlelement  $R_{\text{thck}}$  und dem Wärmewiderstand des Kühlelementes  $R_{\text{thka}}$ .

Für das Gehäuse Form E, TGL 11 811, oder auch 3A2 bzw. TO-3 gilt für  $R_{\text{thck}}$  bei nicht isolierter Montage auf einem Aluminium-Kühlelement  $R_{\text{thck}} \leq 0,3 \text{ K/W}$  (blank) und  $\leq 0,2 \text{ K/W}$  (blank mit Silikonfett). Eine Glimmerscheibe 0,05 mm besitzt einen Wärmewiderstand  $\leq 1 \text{ K/W}$  bzw.  $\leq 0,6 \text{ K/W}$ , wenn diese mit Silikonfett behandelt wird. Aus Gründen der Platzersparnis wird man meist vorhandene Chassisbleche zur Kühlung der Leistungstransistoren ausnutzen. Es empfiehlt sich, die Kühlbleche möglichst quadratisch zu gestalten und das Bauelement in der Mitte des Quadrates anzuordnen. Im folgenden soll die erforderliche Kühlfläche für den oben angegebenen 25-W-Verstärker berechnet werden.

Es können auch Standard-Kühlprofile nach TGL 26 151 eingesetzt werden. Dann entfällt die Berechnung der Kühlflächen. Bekannt sein müssen  $R_{\text{thka}}$  und  $P_{\text{tot}}$ . Dimensionierungshinweise sind in [11] angegeben.

### 3.1. Kühlfläche für 25 W Sinusleistung

Es soll eine Umgebungstemperatur von  $\vartheta_a = 45^\circ\text{C}$  zugelassen werden. Die maximale Sperrschichttemperatur für den KU 607 beträgt  $\vartheta_j = 155^\circ\text{C}$ . Die Verlustleistung wurde unter Pkt. 2.3. berechnet,  $P_{\text{tot}}$  beträgt 13 W. Der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse ist  $R_{\text{thjc}} \leq 1,5 \text{ K/W}$ . Die Leistungstransistoren werden isoliert mit einer Glimmerscheibe 0,05 mm montiert. Bei Verwendung von Silikonfett wird dabei  $R_{\text{thck}} \leq 0,8 \text{ K/W}$ . Entsprechend den Kennlinien des KU 607 darf die Gehäusetemperatur bei  $U_{\text{CE}} = 50 \text{ V}$  und  $P_{\text{tot}} = 13 \text{ W}$   $120^\circ\text{C}$  nicht überschreiten. Damit wird

$$R_{\text{thka}} \leq \frac{\vartheta_c - \vartheta_a}{P_{\text{tot}}} - R_{\text{thck}} = \frac{120^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{13 \text{ W}} - 0,8 \text{ K/W}$$

$$R_{\text{thka}} \leq 4,9 \text{ K/W}$$

Das Kühlelement muß also einen thermischen Widerstand  $< 4,9 \text{ K/W}$  besitzen. Nach [7] gilt für die Ermittlung der Kühlfläche eines Kühlbleches bei einer Flächenaufteilung entsprechend Bild 5 folgende Näherungsformel:

$$R_{\text{thka}} = \frac{1490}{A} + K \quad \text{für horizontale Montage}$$

$$R_{\text{thka}} = \frac{1260}{A} + K \quad \text{für vertikale Montage.}$$

$A$  = Gesamtfläche der beiden Transistoren in  $\text{cm}^2$

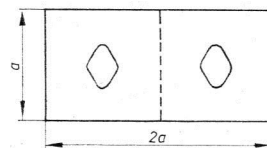


Bild 5: Anordnung der Leistungstransistoren auf einem Kühlblech

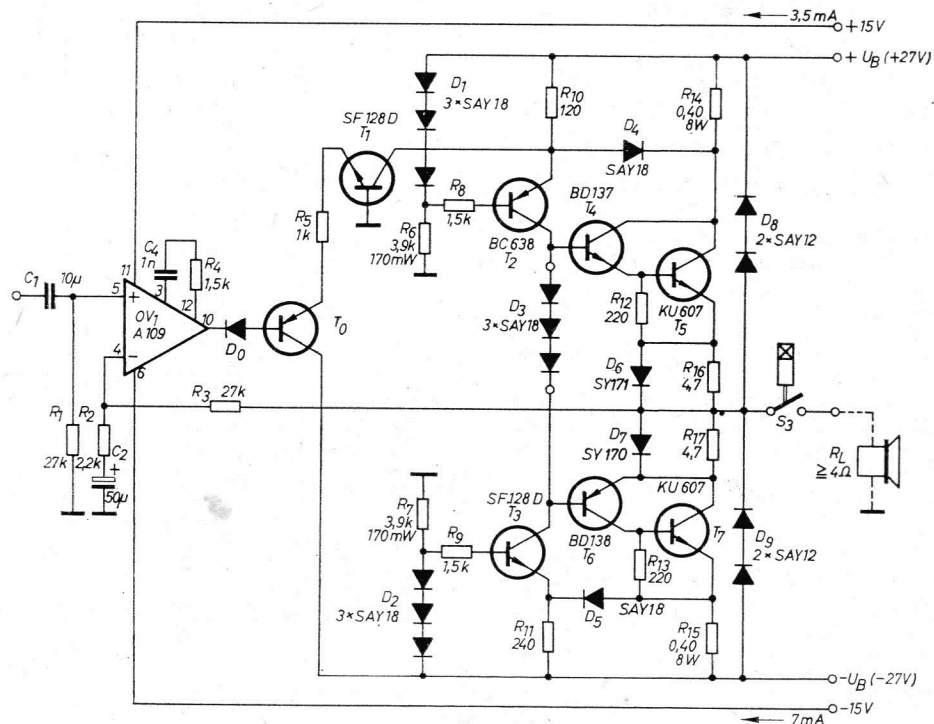


Bild 6: 40-W-Verstärker

$R_{thka}$  = Wärmewiderstand für einen Transistor in K/W

K ist eine Konstante, die von der Dicke des Aluminium-Kühlbleches abhängt:

d in mm	1,0	1,5	2,0	3,0
K in K/W	2,2	1,6	1,3	0,9

Da das Chassisblech zur Kühlung genutzt werden soll, muß von horizontaler Montage ausgegangen werden. Das Alu-Blech soll 1,5 mm dick sein:

$$A \geq \frac{1490}{R_{thka} - K} = \frac{1490}{4,9 - 1,6} \approx 460 \text{ cm}^2$$

Für einen Stereoverstärker  $2 \times 25 \text{ W}$  müßte das Chassisblech z. B. die Abmessungen  $230 \text{ mm} \times 400 \text{ mm}$  besitzen.

#### 4. Netzteil

Einen für einen Stereoverstärker von  $2 \times 25 \text{ W}$  Sinusleistung geeigneten Netzteil zeigt Bild 3.

$S_1$  ist der Netzschalter,  $S_2$  der Thermo-schalter für zu hohe Kühlkörpertemperatur.  $Tr_1$  ist ein Trafo M 85, der zwei Spannungen 17,5 V mit Mittelanzapfung erzeugt. Folgende Windungszahlen können gewählt werden:

$$w_1 = 942 \text{ Wdg.} \quad \varnothing = 0,40 \text{ mm CuL}$$

$$w_2 = 2 \times 75 \text{ Wdg.} \quad \varnothing = 1,04 \text{ mm CuL}$$

$D_1$  bis  $D_4$  sind Kfz.-Einpreßdioden SY 170 bzw. SY 171. Die Widerstände  $R_1$  besorgen das Entladen der Kondensatoren  $C_1$  bei ausgeschaltetem Gerät. Die Kondensatoren  $C_2$  unterdrücken HF-Schwingungen (auf der NF-Leiterplatte anordnen). Die Kühlfläche für  $D_1$  bis  $D_4$  ist unkritisch.

#### 5. 40-W-Verstärker

Für den Aufbau eines 40-W-Verstärkers soll die gleiche Schaltungskonzeption verwendet werden. Die Berechnung erfolgt analog dem 25-W-Verstärker. Bild 6 zeigt die entworfene nicht praktisch erprobte Schaltung. Die Scheitel- und Effektivwerte für Ausgangsstrom und Ausgangsspannung an  $4 \Omega$  sind:

$$\tilde{U}_a = 12,65 \text{ V}, \quad \dot{U}_a = 17,90 \text{ V}$$

$$\tilde{I}_a = 3,16 \text{ A}, \quad \dot{I}_a = 4,46 \text{ A.}$$

Die Betriebsspannung muß

$$U_B = 18 \text{ V} + 5 \text{ V} + 4 \text{ V} = 27 \text{ V}$$

betragen, wenn die Spannung des Netz-teils um 4 V absinken soll. Die Leistungs-transistoren  $T_5, T_7$  sollen bei 4,5 A noch eine Stromverstärkung von mindestens 20 haben (ausmessen), dann ist  $I_{CT4} = 225 \text{ mA}$ .

Für die Treiber werden die Kleinleistungs-transistoren BD 137, BD 138 vorgesehen. Sie haben bei dem Kollektorstrom von 225 mA eine Stromverstärkung von mindestens 90 [8]. Für Vollaussteuerung muß die Konstantstromquelle einen Strom von 225 mA:  $90 = 2,5 \text{ mA}$  liefern. Man kann also die Konstantstromquelle vom 25-W-Verstärker übernehmen. Allerdings muß  $T_2$  durch einen Typ höherer Sperrspannung, z. B. BC 638 mit  $U_{CEO} = 60 \text{ V}$ , ersetzt werden. Wenn man die Verstärkung gegenüber dem 25-W-Verstärker nicht verändert ( $R_2, R_3$ ), ist für Vollaussteuerung eine Eingangsspannung von 955 mV erforderlich. Diese Spannung läßt sich leicht von den Vorstufen bereitstellen.

In den Leistungstransistoren  $T_5$  und  $T_7$  wird bei 40-W-Sinusleistung eine Verlustleistung von

$$P_{T5} = P_{T7} \approx 18 \text{ W}$$

umgesetzt. Dazu kommt eine Ruheleistung von 2 W, wenn der Ruhestrom  $< 70 \text{ mA}$  gehalten wird. Die Kühlelemente sind also für 20 W Verlustleistung je Transistor zu dimensionieren (zulässige Gehäusetemperatur des KU 607 für 18 W:  $\vartheta_c = 105^\circ \text{C}$ ).

Die Verlustleistung der Treibertransistoren beträgt

$$P_{T4} = P_{T6} = 20 \text{ W} : 20 = 1 \text{ W}$$

Es ist eine geringe zusätzliche Kühlung erforderlich. Ohne zusätzliche Kühlung ist für den BD 137/138 eine Verlustleistung von

$$P_{T4 \text{ max}} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{R_{thja}} = 800 \text{ mW}$$

zulässig.

#### 6. 60-...80-W-Verstärker

Mit derselben Grundkonzeption können auch HiFi-Verstärker höherer Leistung auf-

Tafel 2: Technische Werte für den Leistungsbereich 60...80 W

$P_L$ in W	60	70	80
$R_L$ in $\Omega$	4	4	4
$\tilde{U}_a$ in V	15,5	16,8	17,9
$\dot{U}_a$ in V	21,9	23,7	25,3
$\tilde{I}_a$ in A	3,88	4,19	4,47
$\dot{I}_a$ in A	5,48	5,92	6,33
$U_B$ in V	28	30	31
$P_{T6, T9}$ in W	22	25	28
$\vartheta$ in $^\circ \text{C}$ (für KU 607)	90	80	75

( $U_B$  bezieht sich auf einen Netzteil, dessen Spannung bei Vollast um 3 V absinken kann.  $P_{T4, T9}$  einschließlich 3 W Ruheleistung)

gebaut werden. Bild 7 zeigt die entworfene, ebenfalls nicht erprobte Schaltung. In der Endstufe wird eine Doppel-Darlington-Schaltung eingesetzt. Die Strombegrenzung wird nicht wie bisher mit Dioden, sondern mit den Transistoren  $T_{10}$  und  $T_{11}$  und den Widerständen  $R_{18}, R_{19}$  realisiert. Steigt der Ausgangsstrom so weit an, daß über  $R_{18}, R_{19}$  0,6 V abfallen, entziehen  $T_{10}$  und  $T_{11}$  den Treibern Basisstrom. In diesem Fall können die Konstantstromquellen mit einer höheren Spannung ( $U_{B'}$ ) als die Endstufe ( $U_B$ ) betrieben werden. Das hat den Vorteil, daß  $T_6, T_9$  bis dicht unter die Betriebsspannung angesteuert werden können. Die maximale Ausgangsspannung kann also  $\dot{U}_a = U_B - U_{CE6} - U_{D3} = 0,6 \text{ V}$ , d. h.,  $\dot{U}_a = \dot{U}_a - 2,5 \text{ V}$  betragen.  $U_{B'}$  muß mindestens so groß sein, daß  $U_{B'} = U_B + U_{BET5, T4} + U_{CE2} + 1,2 \text{ V}$ , d. h.  $U_{B'} \approx U_B + 5 \text{ V}$  gilt.

Bei  $U_{B'} = U_B$  hätte die Betriebsspannung um etwa 5 V höher sein müssen. Durch das Aufstocken der Betriebsspannung für die Konstantstromquellen kann also bei gleicher Ausgangsleistung die Verlustleistung in den Endstufentransistoren gesenkt werden. In Tafel 2 sind einige interessierende Werte für den Leistungsbereich 60 bis 80 W zusammengestellt.

Bei den großen Leistungen teilt man den Laststrom meist auf zwei Leistungstransistoren auf. Eine gleichmäßigere Stromaufteilung bei unterschiedlichem  $U_{BE}$  erhält man, wenn die zugehörigen Dioden entsprechend Bild 8 jeweils auf dem Kühlblech des anderen Leistungstransistors angeordnet werden.

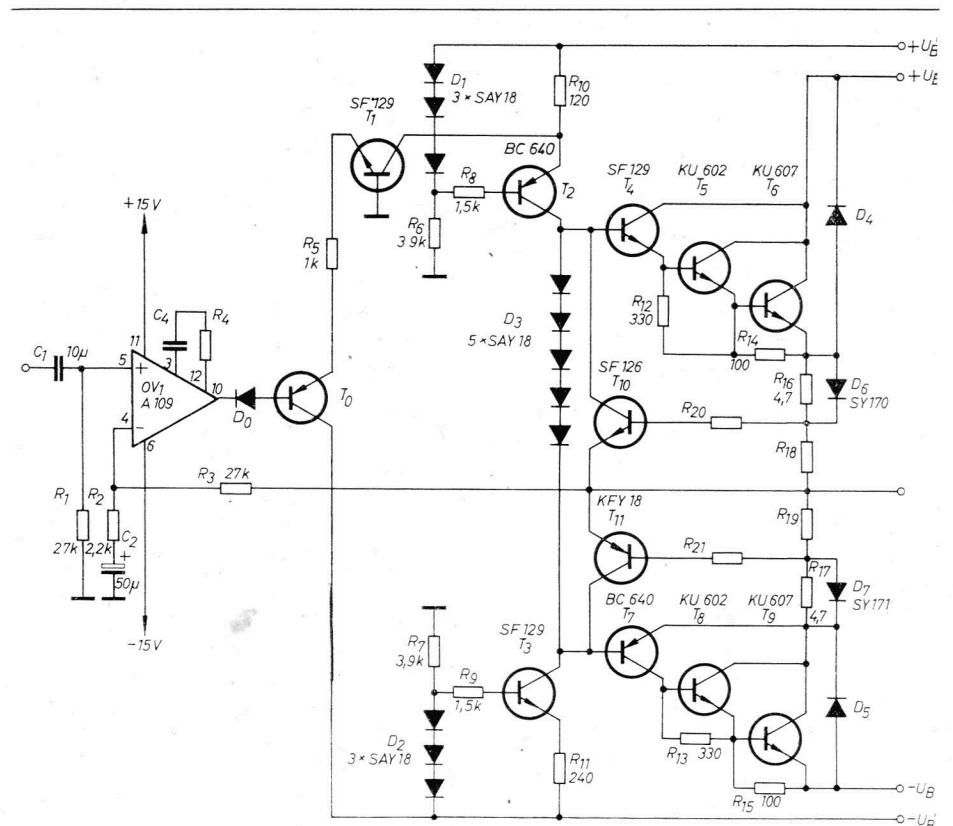


Bild 7: HiFi-Verstärker höherer Leistung

## 7. Abschließende Bemerkungen

Es wurde eine Schaltungskonzeption für HiFi-NF-Leistungsverstärker vorgestellt, bei der durch den Einsatz von Operationsverstärkern hohe Qualitätsparameter erreicht werden. Verstärker für 25 W und 40 W Sinusleistung wurden dimensioniert. Das vorgestellte Leistungsspektrum von 25 W bis etwa 80 W Sinusleistung wird den meisten Anforderungen genügen. Für Verstärker mit Leistungen unter 25 W muß der Aufwand abgeschätzt werden. Die Leistungsgrenze dieser Schaltungskonzeption hängt wesentlich von der Bereitstellung von pnp-Si-Transistoren mit hoher Sperrspannung ab.

Der dimensionierte 25-W-Verstärker ist aufgebaut worden und arbeitet seit etwa 2 Jahren störungsfrei. Der Aufbau ist unkritisch, es entfallen jegliche Abgleicharbeiten.

Um die Qualitätsparameter dieser Konzeption ausschöpfen zu können, sind natürlich entsprechend hochwertige Vorverstärker erforderlich.

## Literatur

- [1] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1971
- [2] Aigringer, M. u. a.: Frequenzkompensierter Operationsverstärker  $\mu$ A 709 mit hoher Slew-Rate. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 24, S. 804–806
- [3] Knopke, K.-E.: Frequenzkompensation des Operationsverstärkers A 109 C. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 18, S. 595–598
- [4] Roth, M.; Russ, Th.: Modifizierte Frequenzgangkorrektur integrierter Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 13, S. 430; 435–437
- [5] Sommer, K.: Verbesserung der Großsignalbandbreite beim A 109. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 16, S. 535–537
- [6] Jünger, H.: 25-W-HiFi-Endstufe mit integriertem Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 18, S. 592 und 593
- [7] Valvo-Firmenschrift 1970: NF-Leistungsverstärker
- [8] Valvo-Handbuch 1971: Transistoren, Standardtypen
- [9] Stereo-Leistungsverstärker  $2 \times 60$  W. Funktechnik 26 (1971) H. 5, S. 177
- [10] 100-W-Operationsverstärker. Funktechnik 30 (1975) H. 12, S. 363
- [11] Zimmermann, R.: Kühlvorrichtungen für Transistoren. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 22, S. 717–721

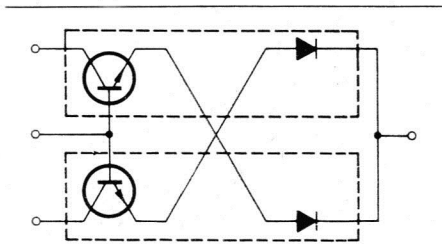


Bild 8: Stromaufteilung

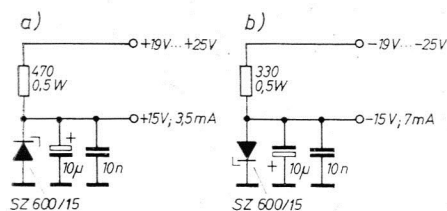


Bild 9: a) Betriebsspannungserzeugung +15 V für OV<sub>1</sub>; b) Betriebsspannungserzeugung -15 V für OV<sub>2</sub>