

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 Leistungstransistoren einzusetzen
- eine Schaltungskonzeption für ein breites Leistungsspektrum
- Wegfall jeglicher Abgleicharbeiten
- Verwendbarkeit als Gleichspannungsleistungsverstärker.

1. Schaltungsbeschreibung

Das Prinzipschaltbild ist im 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_3 an den Emittor von T_2 . T_0 arbeitet mit R_8 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 Gegentaktestufe wird von den in Darlingtonschaltung arbeitenden Transistoren T_6 , T_5 und der Komplementär-Darlingtonstufe T_6 , T_7 gebildet. Die Emittierwiderstände 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 Emittierwiderständen klein zu halten, sind sie mit Dioden überbrückt. Die Dioden übernehmen den Laststrom, wenn der Spannungsabfall an den Emittierwiderständen die Schwellspannung der Dioden übersteigt. Die Übernahmeverzerrungen bleiben dabei vernachlässigbar klein. D_8 und D_9 sind schnelle Schalterdioden zur Begrenzung von Überspannungen. R_{18}

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_2 schaltet die Lautsprecher erst nach etwa 3 s zu, um lästige Einschaltgeräusche zu vermeiden.

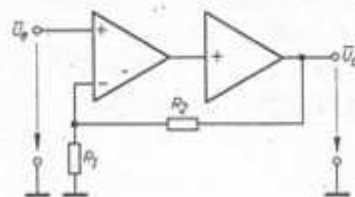


Bild 1: Prinzipschaltbild

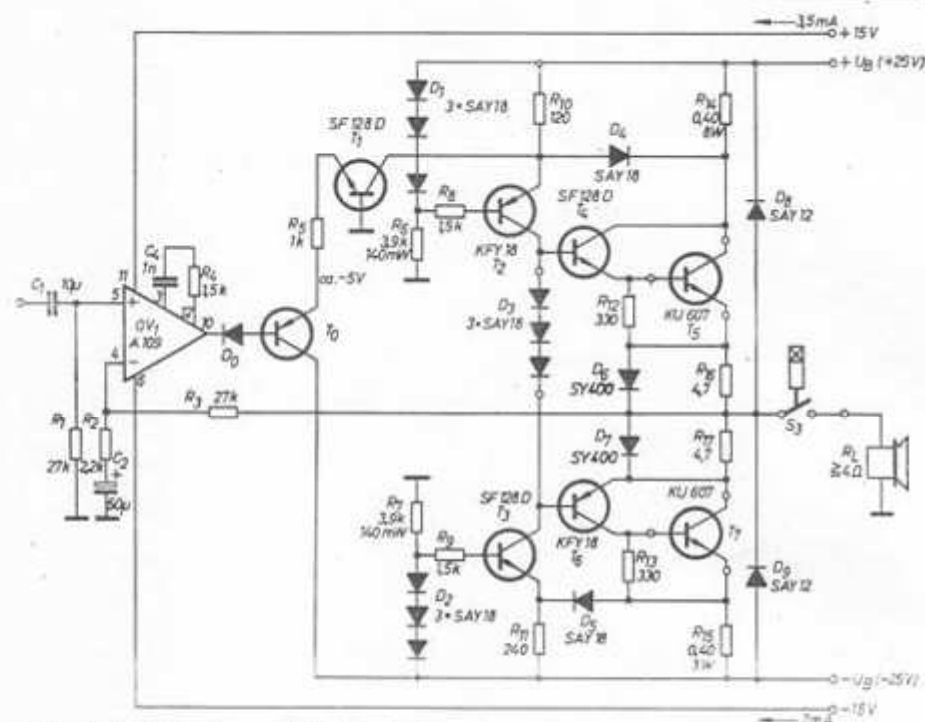


Bild 2: 25-W-HiFi-Verstärker (T_0 : KFY 18, D_0 : SAY 16)

Tafel 1: Technische Daten des 25-W-Verstärkers

Ausgangsleistung an 4 Ω	Sinus 25 W Musik 40 W
Nennlastwiderstand	4 Ω
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 $P_L = 25 \text{ W}$ liefern. Dann müssen die Effektiv- und Scheitelwerte von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung folgende Werte annehmen:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_2 &= 10,0 \text{ V}, & \tilde{I}_2 &= 2,5 \text{ A} \\ \tilde{U}_3 &= 14,15 \text{ V}, & \tilde{I}_3 &= 3,54 \text{ A} \end{aligned}$$

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_{10} , T_3 , T_4 , T_2 und R_{10} bestimmt werden. Für den Durchlaßspannungsabfall an D_{10} , T_3 , T_4 wird 2,5 V angenommen. Die Kollektor-Emitter-Spannung von T_2 soll 1 V nicht unterschreiten. An R_{10} fallen ungefähr 1,2 V ab.

Der Verstärker soll mit einem unstabilisierten 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 OY₁ kann den Vorstufen entnommen werden. Sie kann aber auch entsprechend Bild 9 aus $U_B = +25\text{ V}$ gewonnen werden.

2.3. Leistungstransistoren, Verlustleistung, Typenauswahl

Die Berechnung der Verlustleistung in einem Leistungstristor 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

$$u_a = U_a \sin \omega t$$

wird

$$P_{T5} = P_{T7} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{U_a U_B}{\pi} - \frac{U_a^2}{4} \right)$$

(Die maximale Verlustleistung in den Transistoren wird nicht bei Aussteuerung bis an die Betriebsspannung $U_a = U_B$, sondern bei $U_a = \frac{2}{\pi} U_B$ 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:

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

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

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

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:

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

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 Ω .

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 $1,8 \text{ V} - U_{CE T3} = 1,2 \text{ V}$ 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_2 und R_3 sollen den Basisperrstrom für T_2 und T_3 bei Kurzschluß am Ausgang begrenzen. Wir wählen sie zu $R_2 = R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$. 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

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

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 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_{10}, R_{17}

R_{10} 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_6 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_{10} 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 Ω .

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

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:

$$U_a = U_B - U_{abfall} = 23 \text{ V} - 5 \text{ V} = 18 \text{ V}$$

$$U_a = 12,73 \text{ V}$$

An $R_{14} = 4 \Omega$ werden $I_a = 4,5 \text{ A}$ und $I_a = 3,18 \text{ A}$. Damit beträgt die dem Netzteil kurzzeitig entnehmbare Leistung $P_{14} \approx 40 \text{ W}$.

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 Thermo-Schalter (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:

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

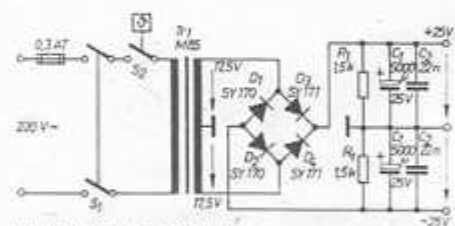


Bild 3: Netzteil 2 x 25 W

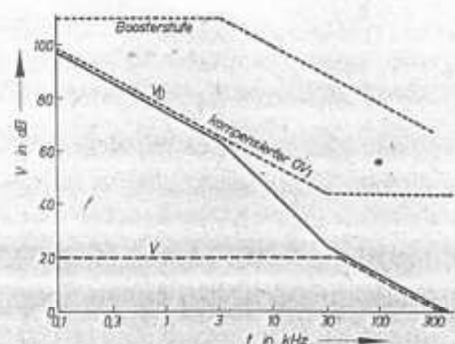


Bild 4: Amplitudengang der Frequenzkompensation

Die erforderliche Eingangsspannung für 25 W Ausgangsleistung an 4 Ω beträgt dann

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

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 OV₁. 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 Ω wird oszillografiert.

2.13. Dioden D_6 , D_7

Die Dioden D_6 und D_7 sollen den Laststrom übernehmen, wenn der Spannungsabfall von R_{10} , $R_{17} > 0,6 \text{ V}$ 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 Ω 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 θ_j , die zulässige Umgebungstemperatur θ_a und die in den Transistoren umgesetzte Verlustleistung P_{tot} bekannt sind, kann der Gesamtwärmewiderstand R_{thja} berechnet werden:

$$R_{\text{thja}} \leq \frac{\theta_j - \theta_a}{P_{\text{tot}}}$$

R_{thja} ist der Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Umgebung. Er setzt sich zusammen aus dem Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse R_{thje} , dem Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Kühlelement R_{thek} und dem Wärmewiderstand des Kühlelementes R_{thka} .

Für das Gehäuse Form E, TGL 11 811, oder auch 3A2 bzw. TO-3 gilt für R_{thek} bei nicht isolierter Montage auf einem Aluminium-Kühlelement $R_{\text{thek}} \leq 0,3 \text{ K/W}$ (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_{thka} und P_{tot} . Dimensionierungshinweise sind in [11] angegeben.

3.1. Kühlfläche für 25 W Sinusleistung

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

$$R_{\text{thka}} \leq \frac{\theta_j - \theta_a}{P_{\text{tot}}} - R_{\text{thje}} - R_{\text{thek}} = \frac{120^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{13 \text{ W}} - 0,8 \text{ K/W}$$

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

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 cm^2



Bild 5: Anordnung der Leistungstransistoren auf einem Kühlblech

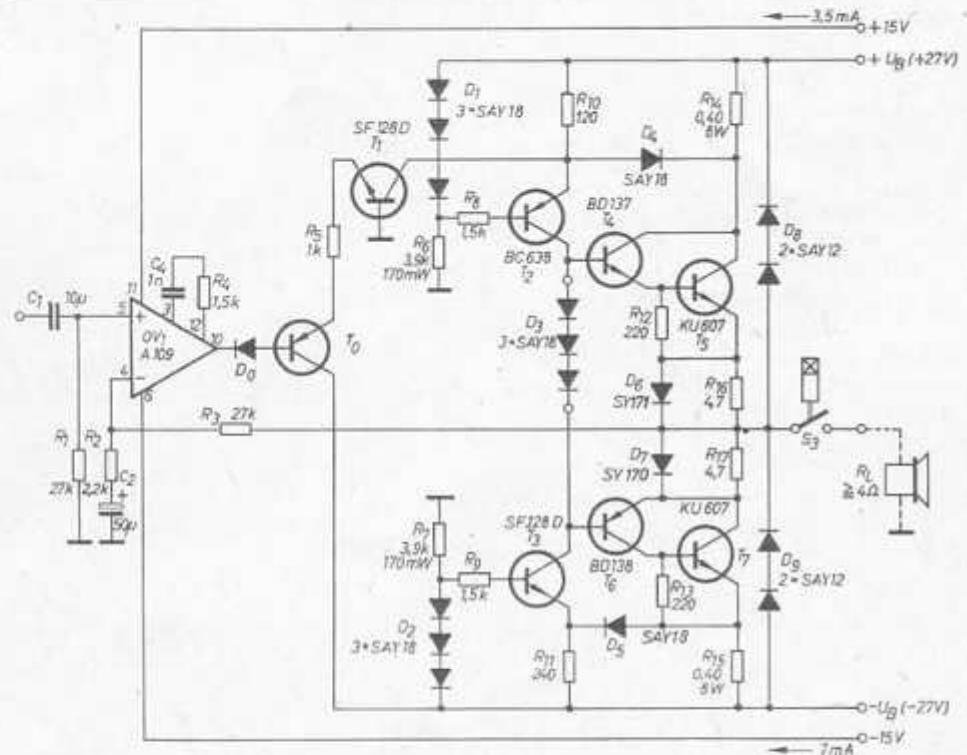


Bild 6: 40-W-Verstärker

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:

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

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

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 4Ω sind:

$$\bar{U}_a = 12,65 \text{ V}, \quad U_{a1} = 17,90 \text{ V}$$

$$\bar{I}_a = 3,16 \text{ A}, \quad I_{a1} = 4,46 \text{ A}$$

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 $I_{CT1} = 225 \text{ mA}$.

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 $U_{CE0} = 60 \text{ V}$, ersetzt werden. Wenn man die Verstärkung gegen-über 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 Verlustlei-stung 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 Gehäusetempera-tur des KU 607 für 18 W: $\theta_c = 105^\circ \text{C}$).

Die Verlustleistung der Treibertransistoren beträgt

$$P_{T1} = P_{T6} = 20 \text{ W} : 20 = 1 \text{ W}$$

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

$$P_{T1 \text{ max}} = \frac{\theta_1 - \theta_a}{R_{thja}} = 800 \text{ mW}$$

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 Ω	4	4	4
\bar{U}_a in V	15,5	16,8	17,9
U_{a1} in V	21,9	23,7	25,3
\bar{I}_a in A	3,88	4,19	4,47
I_{a1} in A	5,48	5,92	6,33
U_B in V	28	30	31
$P_{T5, T7}$ in W	22	25	28
θ in $^\circ \text{C}$			
(für KU 607)	90	80	75

(U_B bezieht sich auf einen Netzteil, dessen Span-nung bei Vollast um 3 V absinken kann. $P_{T5, T7}$ ein-schließlich 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 Vor-teil, daß T_6, T_9 bis dicht unter die Betriebs-spannung angesteuert werden können. Die maximale Ausgangsspannung kann also $U_a = U_B - U_{CE0} - U_{D3} - 0,6 \text{ V}$, d. h., $U_a = U_B - 2,5 \text{ V}$ betragen. $U_{B'}$ muß min-destens so groß sein, daß $U_{B'} = U_B + U_{BE5, T4} + U_{CE2} + 1,2 \text{ V}$, 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 Verlustlei-stung in den Endstufentransistoren gesenkt werden. In Tafel 2 sind einige interessie-rende Werte für den Leistungsbereich 60 bis 80 W zusammengestellt.

Bei den großen Leistungen teilt man den Laststrom meist auf zwei Leistungstransi-storen auf. Eine gleichmäßigere Stromauf-teilung bei unterschiedlichem $U_{B'}$ erhält man, wenn die zugehörigen Dioden ent-sprechend Bild 8 jeweils auf dem Kühlblech des anderen Leistungstransistors angeord-net werden.

Fortsetzung auf Seite 467

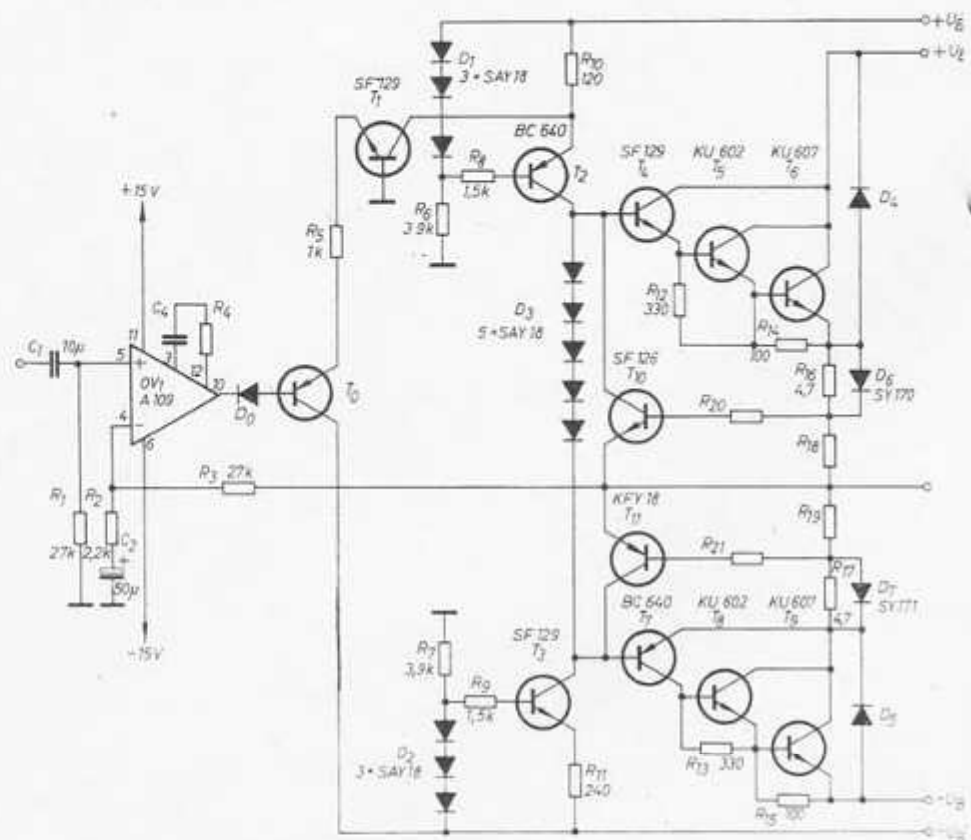


Bild 7: HiFi-Verstärker höherer Leistung

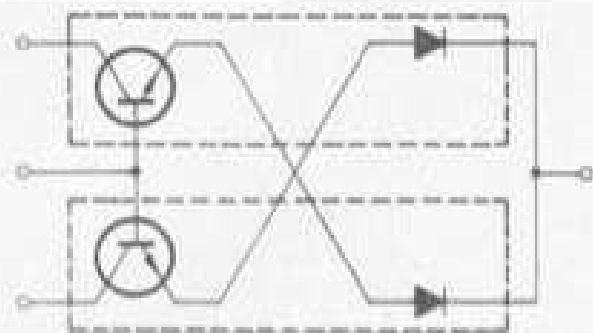


Bild 8: Stromaufteilung

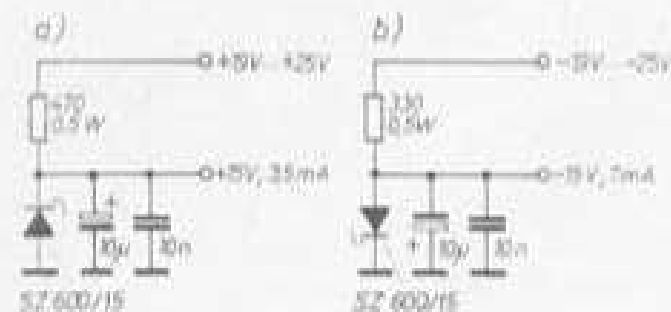


Bild 9: a) Betriebsspannungserzeugung +15 V für OV; b) Betriebsspannungserzeugung -15 V für OV

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 x 60 W, Funktechnik 36 (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