

Eisenlose Hochleistungs-NF-Verstärker mit Transistoren

P. SALOMON

(rescript funkamateure 1973, H11/S538-541,

H12/S588-591; 1974, H1/S14-19)

In der letzten Zeit wurden schon des Öfteren [1] [2] [3] volltransistorisierte NF-Leistungsverstärker beschrieben. Außerdem findet man in den zahlreich erschienenen Bauanleitungen [2] [3] [4] viele Anregungen für den eigenen Entwurf bzw. Bau von NF-Leistungsverstärkern.

Bei Verstärkern erhebt sich meist die Frage nach der Funktionssicherheit. Während bei NF-Vorverstärkern z. B. ein falsch eingestellter Arbeitspunkt oder eine empirische Dimensionierung meistens keine ernsthaften Folgen nach sich ziehen (Transistorsterben), kann das bei Leistungsverstärkern ein sehr „teurer Spaß“ werden.

Es sollen deshalb in konzentrierter Form einige Schaltungsvarianten mit ihren Vor- und Nachteilen erörtert werden. Des Weiteren wird versucht, eine möglichst umfassende Darstellung der Probleme zu erarbeiten, die sich bei der Dimensionierung hinsichtlich der einzusetzenden Transistoren und deren Arbeitspunkteinstellung ergeben; aber auch Temperaturstabilität, Gegenkopplungsprobleme, Kurzschlußsicherung und Netzteilfragen werden ausführlich behandelt.

Tabellen und grafische Darstellungen sollen dabei dem Praktiker die Arbeit erleichtern und außerdem einen schnellen Überblick über die Verwendbarkeit evtl. vorhandener Transistoren geben. Abschließend werden an Hand eines praktisch aufgebauten 60-W-Verstärkers, der ausschließlich mit Transistoren aus den RGW-Ländern bestückt ist, die mathematischen Grundlagen abgehandelt und Hinweise für den Aufbau gegeben.

1. Grundprobleme bei NF-Leistungsverstärkern

Schon bei der Konzipierung von NF-Leistungsverstärkern wird man versuchen, mit einem Minimum an Bauelementen auszukommen, ohne dabei z. B. die Forderungen nach maximaler Ausgangsleistung, geringem Klirrfaktor und großer Bandbreite (linearer Frequenzgang) zu vernachlässigen. Ein nicht unwesentlicher Aspekt ist der Gesamtwirkungsgrad (der bei Röhrenverstärkern infolge der notwendigen Heizleistung recht ungünstig ausfällt). Die umgesetzte Wärme wirkt sich auch noch negativ auf die Lebensdauer der anderen Bauelemente aus. Durch Anwendung der Halbleitertechnik ist man in der Lage, eine Vielzahl

dieser Probleme zu lösen. Man wird natürlich bei der Wahl der Verstärkerart versuchen, die in den Leistungstransistoren erzeugte Verlustleistung so gering wie möglich zu halten.

Die Gegentakt-B-Schaltung hat mit Ausnahme von Spezialschaltungen [17] den weitaus besten Wirkungsgrad (bis zu 78 Prozent), so daß für hohe Ausgangsleistungen praktisch nur sie in Frage kommt. Durch die Niederohmigkeit der Transistorschaltung kann außerdem auf Anpassungsglieder verzichtet werden, d. h., es ist möglich, den Lautsprecher ohne Übertrager direkt anzuschließen. Diese Ankopplungsart hat u. a. den Vorteil, daß sie absolut leerlaufstabil ist ($R_L \rightarrow \infty$). Bei Übertragerausgang hingegen werden im Leerlauf häufig die Endtransistoren durch die dann auftretenden hohen Induktionsspannungen zerstört. Anders verhält es sich im Kurzschlußfall ($R_L \rightarrow 0$). Bei Übertragerkopplung kann durch geeignete Dimensionierung des Übertragers die Überlastung der Endtransistoren in gewissen Grenzen gehalten werden, bei eisenlosen Endstufen ist dagegen ein ausgangsseitiger Kurzschluß (im ausgesteuerten Zustand) eine ernste Gefahr für die Endstufentransistoren. Die auftretenden Ströme sind meist so groß, daß sie die Transistoren in wenigen Millisekunden zerstören. Da normale Schmelzsicherungen viel zu langsam sind, helfen hier nur elektronische Sicherungen oder andere Schutzmaßnahmen.

1.1. Schaltungsvarianten

Beim Entwurf einer eisenlosen Gegentakt-B-Schaltung geht man von der Tatsache aus, daß jeder der beiden im Gegentakt arbeitenden Transistoren nur "seine" Halbwelle (positiv oder negativ) verarbeiten bzw. verstärken soll. Bild 1 zeigt eine einfache Verstärkerstufe in Emitterschaltung, deren Ausgangssignal bei Ansteuerung mit sinusförmiger Wechselspannung positive Halbwellen sind.

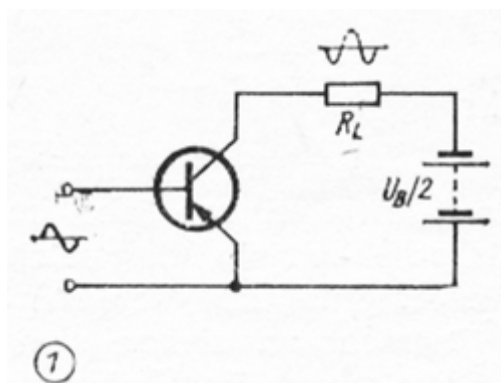


Bild 1: B-Verstärker in Emitterschaltung

Im Bild 2 werden dagegen am Lastwiderstand negative Halbwellen erzeugt.

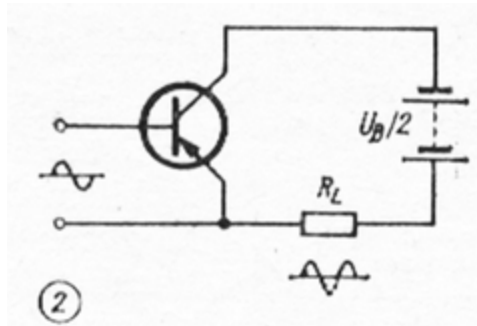


Bild 2: B-Verstärker in Kollektorschaltung

Bemerkenswert ist, daß beide Schaltungen nur mit negativen Halbwellen ansteuerbar sind. Kombiniert man die Schaltungen nach Bild 1 und Bild 2 derart, daß ein gemeinsamer Lastwiderstand entsteht und sorgt dafür, daß die Ansteuersignale 180° Phasenverschiebung aufweisen, so erhält man die einfachste Form einer Gegentakt-B-Endstufe (Bild 3).

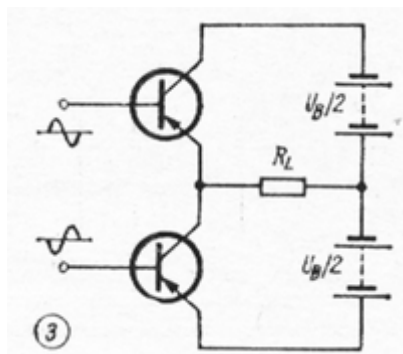


Bild 3: Gegentakt-B-Verstärker (Prinzip)

Würde man die beiden Eingänge gleichphasig ansteuern, so würde der Strom nicht über den Lastwiderstand, sondern nur über die Transistoren fließen und diese unter Umständen zerstören.

Eine gegenphasige Ansteuerung kann man durch einen Treibertransformator [9] oder eine Phasenumkehrstufe erreichen. Bild 4 und Bild 5 zeigen die entsprechenden Schaltungsvarianten.

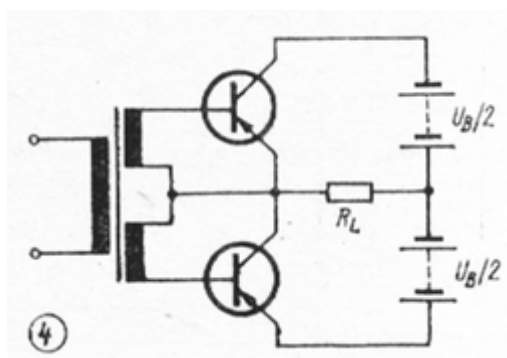


Bild 4: Gegentakt-B-Verstärker mit Trafoankopplung

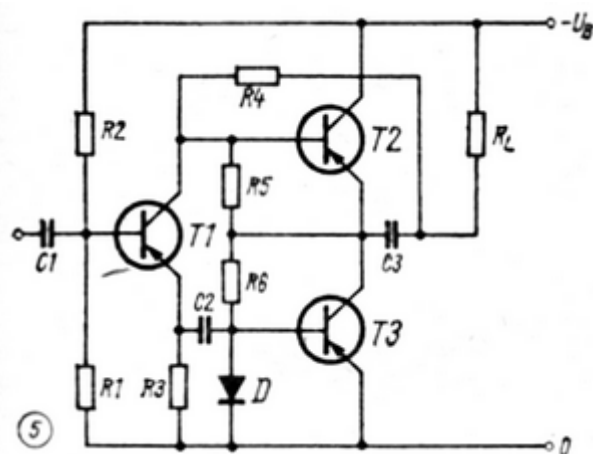


Bild 5: Gegentakt-B-Verstärker mit Phasenumkehrstufe

Zur letzteren sind einige Erläuterungen notwendig, da diese für die Praxis eine gewisse Bedeutung erlangt hat [5]. Der Treibertransistor T1 bewirkt die Phasenumkehr, da einmal am Kollektor und zum anderen am Emitter ausgekoppelt wird. Am Kollektor ist eine direkte Kopplung des Endstufentransistors T2 möglich, hingegen ist am Emitterausgang eine gleichstrommäßige Trennung mit C2 notwendig, da sonst durch den Spannungsabfall an R3 (die Treiberstufe muß im A-Betrieb arbeiten) ein sehr hoher Ruhestrom durch die Endstufe fließen würde. Um die durch die Kondensatorkopplung hervorgerufenen Stromübernahmeverzerrungen zu vermeiden, ist die Diode D vorgesehen. Die Widerstände R1, R2 und R5, R6 dienen zur Arbeitspunkteinstellung der Treiber- bzw. Endstufe. Da der Lastwiderstand über den Kondensator C3 angekoppelt wird, ist es möglich, die Stromversorgung zu vereinfachen (eine Batterie bzw. Netzteil anstelle zweier getrennter Stromquellen), jedoch ist die doppelte Betriebsspannung erforderlich. Würde R4 direkt an Minus gelegt, so müßte dieser relativ klein sein, um T2 voll aussteuern zu können. Dann fließt aber wegen des A-Betriebs des Treibertransistors ein großer Ruhestrom durch T2. Das will man aber vermeiden, weil dann an die Temperaturstabilität (Kühlung) des Treibertransistors und die Siebung im Netzteil höhere Anforderungen gestellt werden müßten. Damit der Endstufentransistor T2 voll angesteuert werden kann, wird R4 parallel zum Lastwiderstand geschaltet: Es addiert sich dann die Ausgangsspannung zum Gleichspannungsabfall über R4. Durch diese Aufstockung („bootstrapping“) der Betriebsspannung des Treibertransistors ist eine volle Aussteuerung von T2 gewährleistet. Im Verlauf des Beitrages wird noch näher auf diese Problematik eingegangen.

Die Schaltung nach Bild 5 hat den großen Vorteil, daß nur pnp-Transistoren Anwendung

finden. Im Hinblick auf das Angebot an Leistungstransistoren aus DDR-Produktion ist das eine sehr interessante Variante. Sie hat jedoch den Nachteil, daß die erforderliche Treiberleistung für höhere Ausgangsleistungen unrealisierbar wird. Außerdem sind durch unterschiedliche Arbeitsweise der Endstufentransistoren (T2 in Kollektorschaltung, T3 in Emitterschaltung) relativ hohe Verzerrungen (Klirrfaktor) zu erwarten, die dann erst wieder durch entsprechende Gegenkopplungsmaßnahmen reduziert werden müssen. Günstiger ist die Schaltung nach Bild 6.

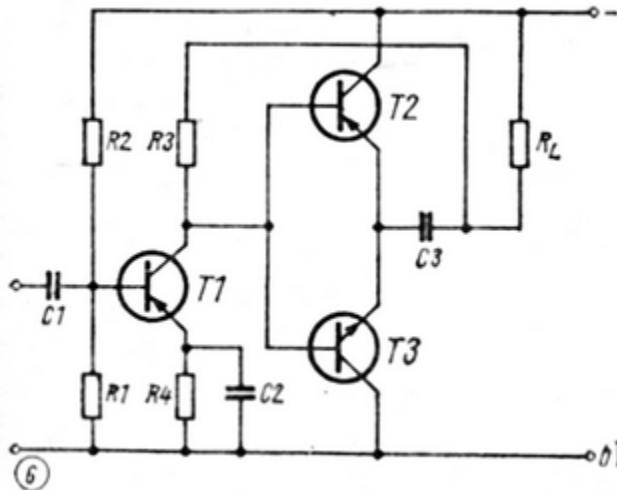


Bild 6: Komplementärer Gegentakt-B-Verstärker mit pnp-Treiber

Beide Endstufentransistoren (komplementäres Paar) arbeiten in Kollektorschaltung. Diese Antiparallelschaltung zweier gekrümmter Arbeitskennlinien ergibt eine weitgehend linearisierte Gesamtkennlinie, die in Verbindung mit einer Gegenkopplung zu einem geringen Klirrfaktor führt. Bild 7 zeigt das gleiche Prinzip, nur daß hier als Treibertransistor ein npn-Typ verwendet wird.

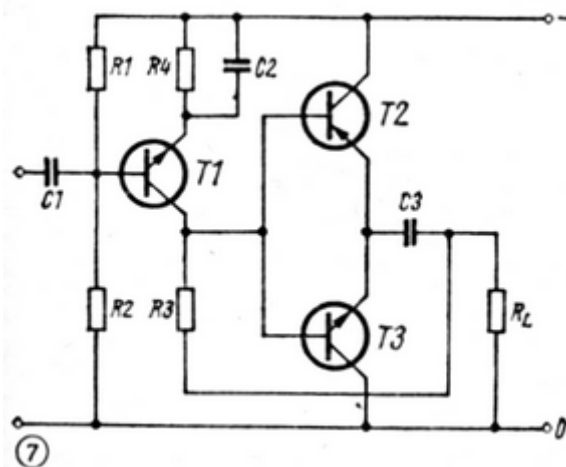


Bild 7: Komplementärer Gegentakt-B-Verstärker mit npn-Treiber

Gegentakt-B-Endstufen haben bei kleinen Aussteuerungen hohe Verzerrungen. Um diese

Stromübernahmeverzerrungen zu vermeiden, muß man die Eingangskennlinien der beiden Endtransistoren derart gegeneinander verschieben (Bild 8),

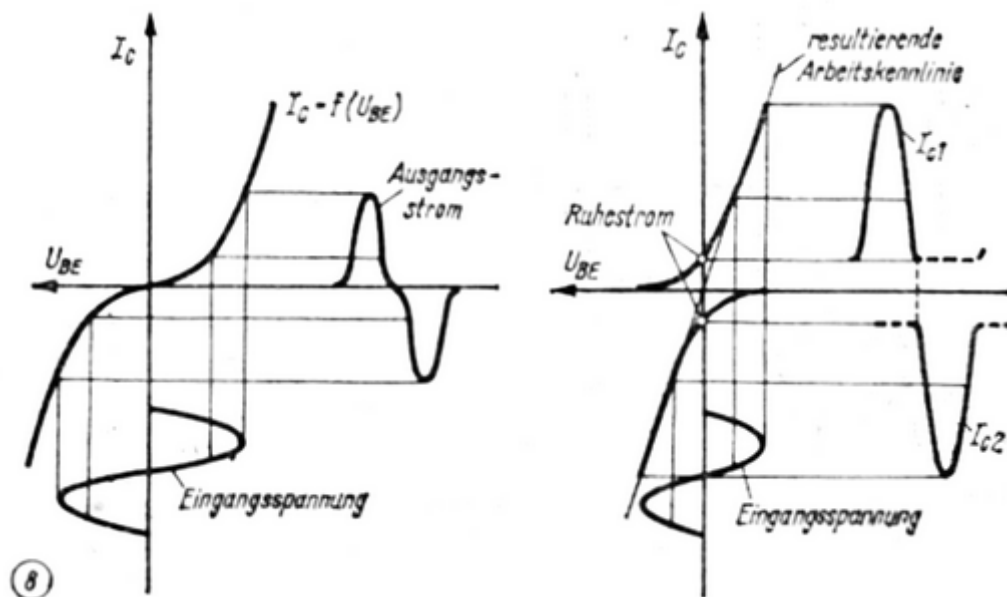


Bild 8: Vermeidung von Stromübernahmeverzerrungen durch Verschieben der Eingangskennlinien (Einspeisung eines Basisstromes)

daß eine größtmögliche Kompensation der Krümmungen erreicht wird [6]. Der dann fließende Ruhestrom ist meist so klein, daß man trotzdem noch von einem B-Betrieb sprechen kann. Die erwähnte Verschiebung der Eingangskennlinien erreicht man durch eine entsprechende Basis-/ Emitter-Vorspannung der Endtransistoren. Diese gewinnt man am einfachsten durch den Spannungsabfall an einem Teil des Arbeitswiderstandes des Treibertransistors (Bild 9).

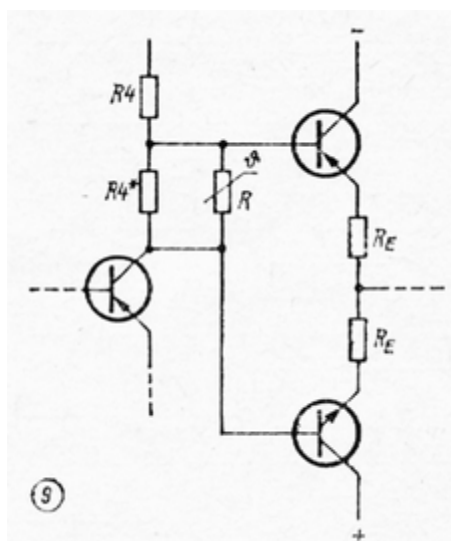


Bild 9: Ruhestromstabilisierung mit Transistor und Emitterwiderständen

Dieser Teilwiderstand wird dann noch von einem NTC-Widerstand überbrückt, um die Temperaturabhängigkeit der Flußspannung (U_{BE}) der beiden Emitter/ Basis-Strecken zu kompensieren. Eine weitere Verbesserung der Linearität und der Temperaturstabilität erreicht man durch Einfügen der Emitterwiderstände R_E .

Die Basisvorspannungserzeugung über den Widerstand R_4 hat den Nachteil, daß sich bei schwankender Betriebsspannung der eingestellte optimale Ruhestrom der Endstufe verändert. Das ist aber sehr unerwünscht und kann im Extremfall die Endstufentransistoren durch zu hohen Ruhestrom gefährden. Eine Stabilisierung des Ruhestromes bei Betriebsspannungsschwankungen erreicht man durch die Schaltung nach Bild 10.

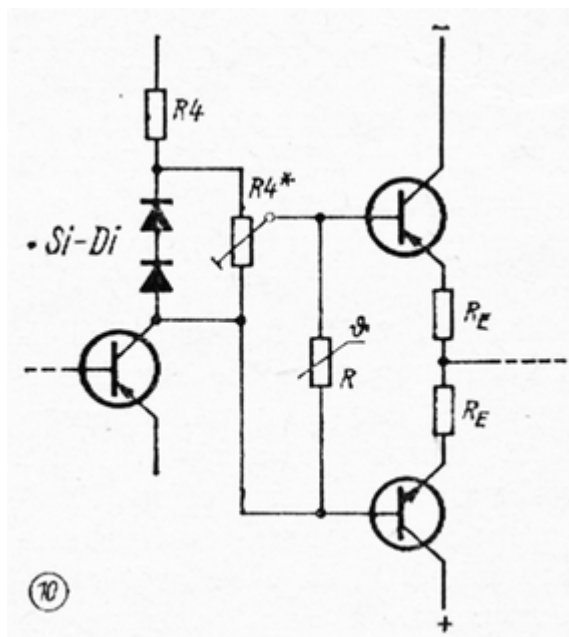


Bild 10: Ruhestromstabilisierung mit Dioden und Thermistor

Zwei in Reihe geschaltete und in Flußrichtung betriebene Siliziumdioden bewirken unabhängig von der Betriebsspannung bzw. dem durch sie hindurchfließenden Ruhestrom der Treiberstufe einen konstanten Spannungsabfall von etwa 1,2 bis 1,5V. Mit R_4 ist der Ruhestrom der Endstufentransistoren einstellbar. Auch hier ist eine Verbesserung des Temperaturgangs mit einem Heißleiter und R_E möglich. Man kann aber auch den Heißleiter weglassen und stattdessen die Dioden in guten Wärmekontakt mit den Endstufentransistoren bringen. Die bei Erwärmung kleiner werdende Flußspannung der Dioden verringert die ebenfalls durch die Erwärmung verursachte Vergrößerung des Ruhestromes der Endstufentransistoren.

Werden zur Ruhestromeinstellung mehr als zwei Dioden gebraucht, so ist die Variante nach

Bild 10 ungünstig. Man kann eine konstante Basisvorspannung auch mit einer stark gegengekoppelten Transistorschaltung erzeugen [7].

Ein entsprechendes Beispiel zeigt Bild 11.

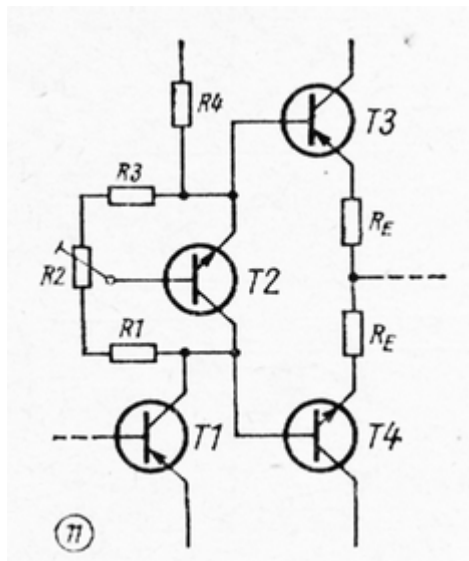


Bild 11: Ruhestromstabilisierung mit Transistor-Schaltung

Der Vorteil dieser Schaltung ist, daß man auf einfache Art und Weise jede beliebige Basisvorspannung einstellen kann, ohne daß Kompromisse zwischen guter Stabilisierung und gleichmäßiger Ansteuerung eingegangen werden müssen. Außerdem ist - durch die Wirkungsweise der Anordnung bedingt, eine ausgezeichnete Kompensation des Temperaturverhaltens der Treiber- und Endstufentransistoren möglich.

Wie schon anhand von Bild 5 erläutert wurde, muß zur Vollaussteuerung die Betriebsspannung der Treiberstufe aufgestockt werden. Eine einfache Möglichkeit bei Komplementär-Endstufen ist in Bild 12 gezeigt.

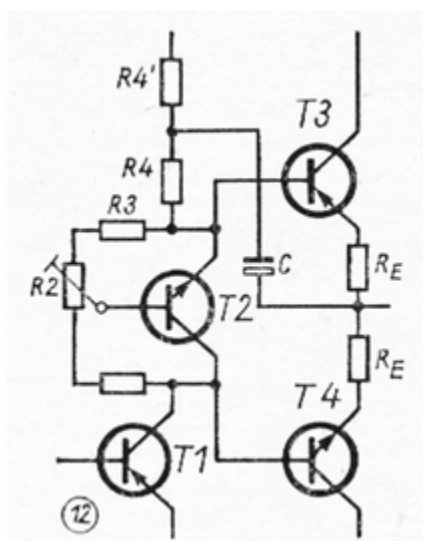


Bild 12: Aufstockung der Betriebsspannung des Treibertransistors (Bootstrap-Schaltung)

Die Ausgangswechselspannung liegt über den Kondensator C in Reihe zur Betriebsspannung der Treiberstufe ($R_4 \gg R_L$). Durch die im Vergleich zur Betriebsspannung bis zu 30 Prozent größeren Kollektorspitzenspannung der Treiberstufe ist eine volle Aussteuerung der Endtransistoren möglich.

Leistungstransistoren - besonders auf Si-Basis, zeigen bei großer Aussteuerung (hohe Ströme) einen starken Abfall der Stromverstärkung. Die dann notwendigen Basisströme können ohne Verzerrungen von einer konventionellen Treiberstufe sehr oft nicht aufgebracht werden. Hier bietet sich dann eine Schaltung nach Bild 13 an [8].

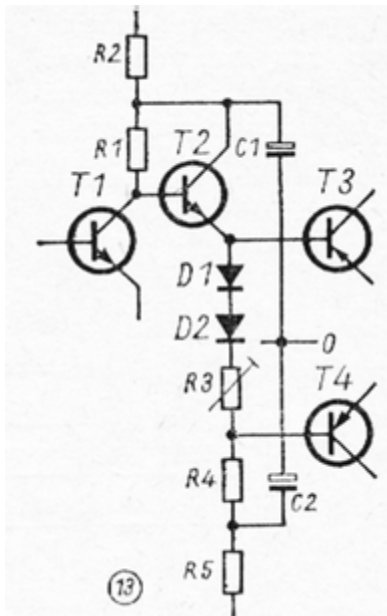


Bild 13: Doppelte Bootstrapschaltung für Endtransistoren mit niedriger Stromverstärkung bei hohen Kollektorströmen (*T3 muß ein npn-Typ sein!*)

Durch den Impedanzwandler und die doppelte Bootstrap-Anordnung wird die volle Aussteuerbarkeit auch bei großen Ausgangsströmen gewährleistet.

Eine weitere Schaltungsmöglichkeit wird im Bild 14 angegeben [9].

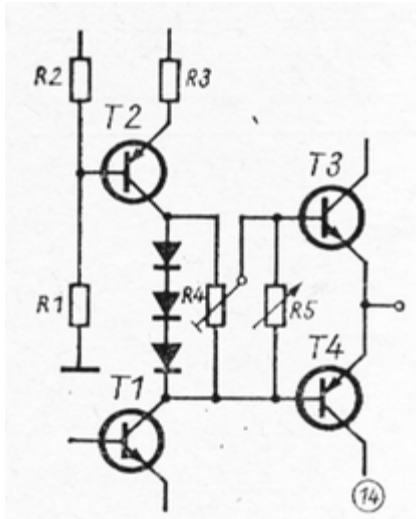


Bild 14: Konstantstromquelle als Treiber-Arbeitswiderstand

Hier ist der Lastwiderstand des Treibertransistors T1 eine Konstantstromquelle (T2). Dadurch wird der maximale Basisstrom der Endstufentransistoren unabhängig von der jeweiligen Ausgangsspannung. Außerdem erhöht sich wegen des jetzt relativ großen dynamischen Lastwiderstandes r_{CE} die Spannungsverstärkung der Treiberstufe. Das ist u. a. zur Erzielung einer guten Gegenkopplungswirkung sehr wichtig. Meistens reicht jedoch zur Aussteuerung der Endstufentransistoren eine normale Darlingtonschaltung aus.

Bild 15 zeigt die möglichen Varianten.

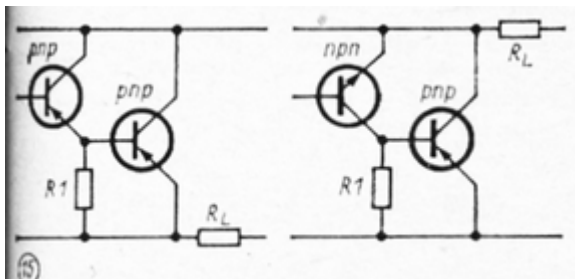


Bild 15: Die beiden Zweige der Quasi-Komplementär-Endstufe

Während Variante 1 wie eine normale Kollektorstufe arbeitet, wirkt bei der komplementären Variante 2 der pnp-Leistungstransistor wie ein entsprechender npn-Transistor. Dadurch ist es möglich, mit Leistungstransistoren gleichen Leistungstyps eisenlose Endstufen aufzubauen. Diese quasikomplementären Endstufen (Bild 16) sind in der Praxis für größeren Leistungen am häufigsten anzutreffen.

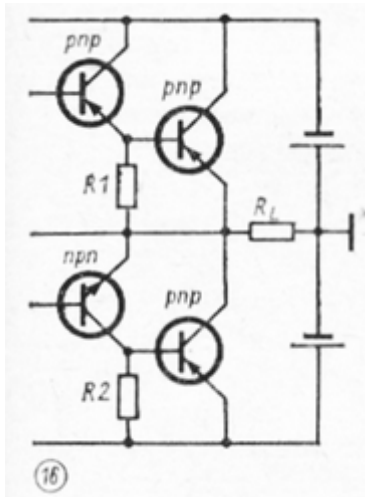


Bild 16: Quasikomplementärstufe

Bei Transistoren mit geringer Stromverstärkung sind mitunter 3-stufige Darlingtonstufen [12] notwendig, jedoch treten dann oft Probleme hinsichtlich Temperatur- und Mittenspannungsstabilität auf. Da bei eisenlosen Endstufen alle Transistoren gleichstromgekoppelt sind und sehr hohe Verstärkungen vorliegen ($V_U > 10^5$), bewirken geringe Stromschwankungen (Temperatur-Einflüsse, starkes Funkelrauschen am Eingang u. a.) bereits sehr große Stromänderungen am Ausgang. Um das für gleichmäßige Aussteuerung notwendige Mittenpotential (Arbeitspunkt) konstant zu halten, muß der gesamte Verstärker gleichstrommäßig stark gegengekoppelt sein.

Eine einfache Möglichkeit ist in Bild 17 gezeigt.

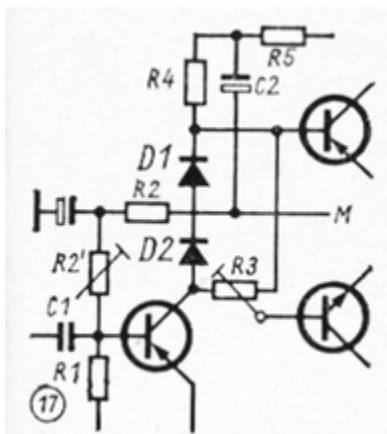


Bild 17: Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichspannungsgegenkopplung auf die Basis des Treibertransistors

Hier wird der Basisstrom der Treiberstufe direkt von der Mittenspannung abgeleitet. Wegen der niedrigen Verstärkung dieser Anordnung und damit auch geringen Wirksamkeit bei Gegenkopplung ist es günstiger, eine Variante nach Bild 18 anzuwenden.

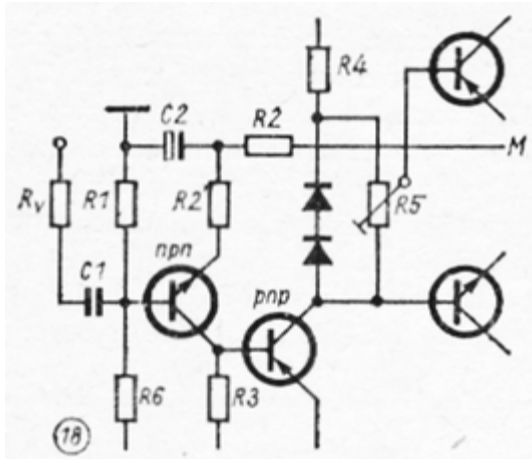


Bild 18: Arbeitspunktstabilisierung durch Gleichspannungskopplung auf den Emitter des Vortreibers

Durch einen Vortreiber anderen Leitungstyps ist es möglich, dessen Emitter gleichstrommäßig über R2, R3 auf Mittenpotential zu legen und somit eine gute Mittenspannungsstabilität der Endstufe zu erreichen. Damit die starke Gegenkopplung für Wechselstrom unwirksam ist, werden durch C2 die Wechsellspannungsanteile abgeblockt. Um eine größere Gesamtverstärkung und höheren Eingangswiderstand zu erhalten, wird mitunter zwischen Vortreiber und Treiberstufe ein weiterer Transistor geschaltet [10].

Die Stabilität der Mittenspannung und damit des Arbeitspunktes des gesamten Verstärkers wird im wesentlichen durch den Temperaturgang des Vortreibers bestimmt. Bei Schwankungen der Betriebsspannung ändert sich infolge der nichtlinearen Eingangskennlinie auch der Arbeitspunkt des Verstärkers. Führt man den Eingang als Differenzstufe aus, so kann man o. g. Nachteile vermeiden. Weiterhin läßt sich dann auf sehr einfache Weise der gesamte Verstärker gegenkoppeln.

Bild 19 zeigt eine derartige Differenzeingangsstufe.

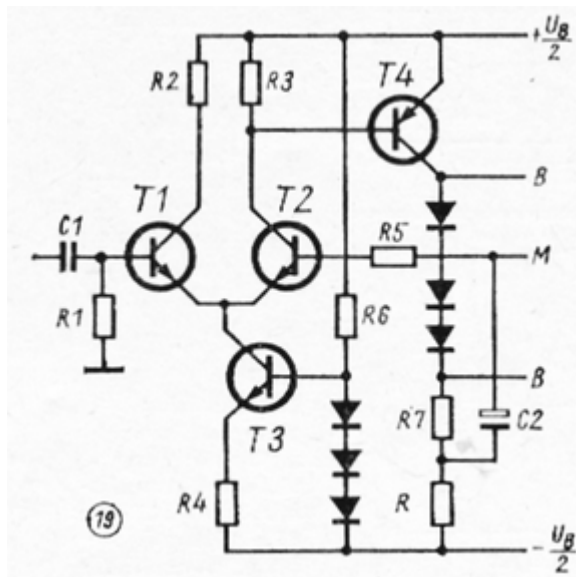


Bild 19: Arbeitspunktstabilisierung durch Anwendung einer Differenzeingangsstufe

Die erzielbaren Eingangswiderstände liegen je nach den verwendeten Eingangstransistoren zwischen 10 und 100MO und genügen somit den meisten Anforderungen.

Mit den hier aufgezeigten Schaltungsvarianten kann man je nach Anforderung an Qualität oder Aufwand (Preis) einen entsprechenden Verstärker konzipieren. Bevor jedoch auf die Berechnung der einzelnen Bauelemente eingegangen wird, soll hier noch einiges zur Auswahl der aktiven Bauelemente - speziell der Transistoren, gesagt werden.

1. 2. Transistoren-Auswahl

Eine Tabelle (im nächsten Heft) wird einen Überblick über die derzeit (Stand Januar 72) in den RGW-Ländern gefertigten und für NF-Verstärker geeigneten Leistungstransistoren geben. Es existiert eine beachtliche Typenanzahl Ge- wie auch Si-Leistungstransistoren. Die meisten sind jedoch nur bedingt als Endstufentransistoren für eisenlose Hochleistungs-NF-Verstärker zu gebrauchen. Außer den betriebsmäßigen Grenzwerten (U_{CE0} bzw. U_{CER} und I_{Cmax}) ist bei der Auswahl geeigneter Transistoren besonders der Grenzfrequenz erhöhte Aufmerksamkeit zu schenken. Die in einfacher Legierungstechnik hergestellten Ge-Leistungstransistoren haben eine derart niedrige Grenzfrequenz, daß die obere Grenzfrequenz des Verstärkers schon bei 3 bis 5 kHz liegen würde (Emitterschaltung).

Da bei eisenlosen Endstufen sehr starke Gegenkopplungen möglich sind, läßt sich die Grenzfrequenz u. U. bis über 10 kHz hinausschieben. Damit wird der Leistungsfrequenzgang (= Frequenzgang des Verstärkers bei Nennleistung, ansonsten wird der Frequenzgang bei 50 mW Ausgangsleistung gemessen!) jedoch keineswegs verbessert. Bei Frequenzen über f_B

ergeben sich sehr hohe dynamische Verlustleistungen, die die Endtransistoren stark aufheizen und somit die thermische Stabilität des Verstärkers gefährden. Da jedoch bei normaler Ansteuerung (Sprach- bzw. Musiksinal) die Amplituden der Frequenzen über 5 kHz nur gering sind, ist ein "Hochgehen" der Endstufentransistoren aus diesem Grunde nicht sehr wahrscheinlich. Bei Messungen ist jedoch größte Vorsicht geboten; bei Signalquellen mit hohem Oberwellengehalt (Elektronenorgel, Elektrogitarre u. ä.) ist ein Einsatz von Ge-Legierungstransistoren nicht zu empfehlen. Da die Grenzfrequenzen von Transistoren in Emitter- und Basisschaltung nach folgender Beziehung zusammenhängen

$$f_{\beta} \approx \frac{f_{\alpha}}{h_{21}}, \quad (1)$$

ist es nicht zweckmäßig, Transistoren mit unnötig hoher Stromverstärkung zu verwenden. Andererseits ist man aber bestrebt, die Treiberleistung so gering wie möglich zu halten und wegen der Gegenkopplung eine möglichst hohe Gesamtverstärkung zu erzielen. Hier muß ein entsprechender Kompromiss eingegangen werden. Stromverstärkungen um 30 haben sich in der Praxis für Leistungstransistoren in Legierungstechnik bewährt.

Ein weiteres Problem ist die Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Kollektorstrom (Bild 20).

Während man bereits Ge-Leistungstransistoren herstellen kann, die nur eine geringe Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Kollektorstrom aufweisen, haben die z. Zt. gefertigten Si-Leistungstransistoren ein mehr oder weniger ausgeprägtes Maximum und dann meist einen steilen Abfall der Stromverstärkung bei höheren Strömen. Eine Angabe der Stromverstärkung ohne Kenntnis des dabei gültigen Arbeitspunktes ist deshalb wertlos. Man könnte nun annehmen, daß infolge der Nichtlinearität der Stromverstärkung starke Verzerrungen auftreten würden. Das ist jedoch infolge der sehr starken Gegenkopplung nicht der Fall. Es ist lediglich bei der Dimensionierung darauf zu achten, daß von der geringsten auftretenden Stromverstärkung ausgegangen wird. An die Gleichheit der Transistoren (Pärchenbedingung) werden im Gegensatz zu trafogekoppelten Verstärkern nicht so hohe Anforderungen gestellt.

Da Treiber- und Endstufentransistoren in Darlingtonschaltung arbeiten und man diese als ein Transistor auffassen kann, ist es möglich, gewisse Unterschiede der Stromverstärkung auszugleichen. Zur Erzeugung größerer Ausgangsleistungen ist man gezwungen, höhere Betriebsspannungen anzuwenden, da der strommäßigen Auslastung der Endstufentransistoren

Grenzen gesetzt sind und außerdem eine feste Beziehung zwischen Lastwiderstand, Leistung und Betriebsspannung besteht. Im allgemeinen kann man Transistoren spannungsmäßig bis U_{CE0} belasten, ohne dabei Gefahr zu laufen, daß die in Sperrrichtung betriebene Basis/Kollektor-Diode durchschlägt.

Unter bestimmten Bedingungen ist es jedoch möglich, noch höhere Speisespannungen anzuwenden. Da bei Verstärkerschaltungen Basis und Emitter meistens über einen relativ niederohmigen Widerstand verbunden sind, könnte man auch die höhere Spannung U_{CER} anlegen. Der Wert liegt dabei je nach Widerstand irgendwo zwischen U_{CE0} und U_{CB0} .

In Datenblättern ist häufig ein Wert U_{CERmax} für einen bestimmten Widerstand R_{BE} angegeben. Bleibt man unter diesem Wert von R_{BE} , kann man die angegebene Spannung ausnutzen. In manchen Fällen ist auch ein Diagramm $U_{ERmax} = f(R_{BE})$ angegeben, woraus man für seinen speziellen Fall U_{CEmax} entnehmen kann. Ist kein Wert angegeben, sollte man den Transistor mit nicht mehr als U_{CE0} belasten.

Das gleiche gilt im Prinzip auch für die Treiber- bzw. Komplementär-Treibertransistoren. Diese müssen die gleiche Spannungsfestigkeit wie die Leistungstransistoren haben.

Die zweite Tabelle zeigt eine Auswahl der im RGW z. Zt. (Stand 1. 1. 72) bekannten und für diesen Zweck u. U. einsetzbaren Transistoren mit pnp- sowie auch npn-Zonenfolge.

Es handelt sich dabei um Germanium- und Silizium-Transistoren mit höherer Sperrspannung. Wie man sieht, ist es besonders schwierig, geeignete npn-Ge-Transistoren bzw. pnp-Si-Transistoren für Komplementär-Treiberstufen zu finden. Da pnp-Si-Transistoren mit höherer Sperrspannung ($U_{CE0} = 60V$) z. Z. im RGW noch nicht hergestellt werden und auch der KFY16/18 nur sehr schwer erhältlich ist, wird man nicht umhin kommen, Transistoren anderen Materials (z. B. Ge für pnp-Typen) einzusetzen. Obwohl derartige Kombinationen wegen der unterschiedlichen Eingangskennlinie (u. a.) nicht empfohlen werden können, sind sie jedoch aus o. g. Gründen recht häufig in der Praxis anzutreffen [2] [3].

Daten von NF-Endstufentransistoren

Typ	Herstell.	Aufbau	R_{thi} [°/W]	f_a (f_T) [kHz]	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	I_C (A)	B (mittl.)
GD242	DDR	Ge-pnp	4	450	50	48*	3	40
GD243	DDR	Ge-pnp	4	450	65	60*	3	40
GD244	DDR	Ge-pnp	4	450	75	70*	3	40
P 4 B	SU	Ge-pnp	2	150	70	60	5	30
P 4 W	SU	Ge-pnp	2	150	40	35	5	30
P 4 G	SU	Ge-pnp	2	150	60	50	5	20
P 4 D	SU	Ge-pnp	2	150	60	50	5	40
P 216 D	SU	Ge-pnp	2,4	100	50	50	7,5	20
P 216 A	SU	Ge-pnp	2,4	100	50	50	7,5	40
P 217 B	SU	Ge-pnp	2,4	100	60	60	7,5	30
P 217 W	SU	Ge-pnp	2,4	100	60	60	7,5	20
GT804 A	SU	Ge-pnp	3	(10^4)	100	45	10	50
GT804 B	SU	Ge-pnp	3	(10^4)	140	55	10	50
GT804 W	SU	Ge-pnp	3	(10^4)	190	75	10	50
GT806 A	SU	Ge-pnp	2	($2 \cdot 10^3$)	75	75*	20	10
4 NU 73	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	48	48*	3,5	10
5 NU 73	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	60	60*	3,5	10
6 NU 73	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	75	75*	3,5	10
7 NU 73	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	80	80*	3,5	10
4 NU 74	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	60	48*	15	40
5 NU 74	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	60	48*	15	80
6 NU 74	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	90	70*	15	40
7 NU 74	CSSR	Ge-pnp	1,2	150	90	70*	15	80
SFT 213	VRB	Ge-pnp	45**	200	40	30	3	40
SFT 214	VRB	Ge-pnp	45**	200	60	40	3	40
ASZ 1015	UVR	Ge-pnp	1,5	250	80	60	6	20
ASZ 1016	UVR	Ge-pnp	1,5	250	60	48	6	50
ASZ 1017	UVR	Ge-pnp	1,5	250	60	48	6	30
ASZ 1018	UVR	Ge-pnp	1,5	250	80	60	6	40
KT 801 A	SU	Si-npn	20	(10^4)	80	60	2	15
KT 802 A	SU	Si-npn	2,5	(10^4)	150		5	15
KT 803 A	SU	Si-npn	60**		80	60	10	10
KT 805	SU	Si-npn	3,3	($20 \cdot 10^3$)	160	135	5	15
KU 601	CSSR	Si-npn	10**	(10^4)	60	50*	2	20
KU 602	CSSR	Si-npn	10**	(10^4)	120	80*	2	20
KU 605	CSSR	Si-npn	50**	(10^3)	200	80*	10	10
KU 606	CSSR	Si-npn	50**	(10^3)	120	60	8	5
KU 607	CSSR	Si-npn	70**	(10^3)	210	80*	10	10
KUY 12	CSSR	Si-npn	70**	($3 \cdot 10^4$)	210	80*	10	10

* U_{CER}

** P_{tot} [W]

Daten spannungsfester Vorstufentransistoren

Typ	Herstell.	Aufbau	R_{thi} [°/W]	f_a (f _T) [kHz]	U_{CB0} [V]	U_{CE0} [V]	I_c (A)	B (mittl.)
GC 123	DDR	Ge-pnp	0,38	12	70	66	250	40
MP 21 W	SU	Ge-pnp	0,4	(1500)	60		300	
MP 21 D	SU	Ge-pnp	0,33	1000**	50	30*	300	100
MP 21 B	SU	Ge-pnp	0,33	700**	70	35*	300	80
MP 26 B	SU	Ge-pnp	0,2	200**	70	70*	400	50
MP 26	SU	Ge-pnp	0,3	200**	70	70*	300	20
MP 26 A	SU	Ge-pnp	0,3	200**	70	70*	400	30
GT 321 A	SU	Ge-pnp	0,25	$(60 \cdot 10^3)$	60	40	200	40
GT 321 B	SU	Ge-pnp	0,25	$(60 \cdot 10^3)$	60	40	200	80
GT 321 W	SU	Ge-pnp	0,25	$(60 \cdot 10^3)$	60	40	200	120
103 NU 71	CSSR	Ge-npn		(700)	48	48	250	80
GC 509	CSSR	Ge-npn		(300)	60	60	130	45
AC 125 W	UVR	Ge-npn		20	100	100	400	50
AC 128 W	UVR	Ge-npn		25	60		1000	60
SF 127	DDR	Si-npn	0,25	$(6 \cdot 10^4)$	66	30	500	18
SF 128	DDR	Si-npn	0,25	$(6 \cdot 10^4)$	100	60	500	18
SP 129	DDR	Si-npn	0,25	$(6 \cdot 10^4)$	120	80	500	18
SF 123	DDR	Si-npn	0,25	$(6 \cdot 10^4)$	66	66*	100	18
SS 102	DDR	Si-pnp	0,42	10	66		50	
KT 605 A	SU	Si-npn	0,3	$(80 \cdot 10^3)$	300	250	200	30
KT 605 B	SU	Si-npn	0,3	$(80 \cdot 10^3)$	300	250	200	60
MP 114	SU	Si-pnp	0,4	100**	60	60*	50*	9
P 303 A	SU	Si-pnp	0,01	100**	60	60	500	6
P 701 A	SU	Si-pnp	0,01	$(12,5 \cdot 10^3)$		60	500	40
P 306 A	SU	Si-pnp	0,01	50**	80	80	500	30
P 317 A	SU	Si-npn		(10^4)	80	80	30	60
P 307 W	SU	Si-npn	$P_{tot} = 15mW$	(10^4)	60	60	30	100
P 108	SU	Si-npn		(10^4)	120	120	15	60
P 309	SU	Si-npn		(10^4)	120	120	30	40
KFY 34	CSSR	Si-npn	0,25	$(5 \cdot 10^4)$	75	50*	500	50
KFY 46	CSSR	Si-npn	0,25	$(7 \cdot 10^4)$	75	50*	500	150
KFY 16	CSSR	Si-pnp	0,25	$(5 \cdot 10^4)$	60	50*	500	50
KFY 18	CSSR	Si-pnp	0,25	$(5 \cdot 10^4)$	60	50*	500	150
KF 517	CSSR	Si-pnp	0,25	$(5 \cdot 10^4)$	40	30	500	15

* U_{CER}

** f_a

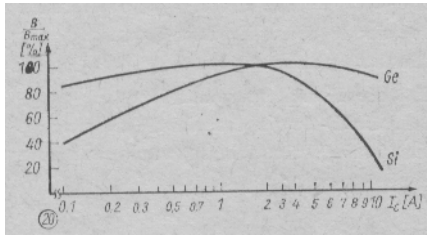


Bild 20: Prinzipieller Verlauf der Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

Noch höhere Anforderungen hinsichtlich der maximal zulässigen Kollektor-/Emitter-Spannung wird an den Haupttreibertransistor (z. B. T4 im Bild 19) gestellt, wenn dieser in Bootstrap-Schaltung arbeitet. Wie schon weiter oben erwähnt kann dort eine höhere Kollektor-/Emitterspannung als die Betriebsspannung auftreten. Man wird deshalb Schaltungen auswählen, bei denen an dieser Stelle ein npn-Si-Transistor eingesetzt werden kann. Da dieser Transistor maßgeblich an der Spannungsverstärkung beteiligt ist und wegen der starken Gegenkopplung des Gesamtverstärkers nur sehr geringe Phasendrehungen im NF-Bereich zugelassen sind, muß man hier auch einen Typ mit hoher Grenzfrequenz einsetzen ($f_T > 10 \text{ MHz}$).

Hohe Grenzfrequenzen sind auch bei den evtl. vorhandenen Vortreiber- bzw. Eingangsstufentransistoren (Bild 18 bzw. 19) erforderlich. Da aber deren Emitter stets auf etwa halber Betriebsspannung liegen, werden hier entsprechend geringere Spannungsfestigkeiten verlangt. Es ist jedoch zu beachten, daß die an dieser Stelle eingesetzten Transistoren bei den in Vorstufen üblichen kleinen Kollektorströmen noch akzeptable Stromverstärkungen haben. Außerdem ist bei den Eingangsstufentransistoren auf möglichst geringes Rauschen zu achten; besonders das niederfrequente Funkelrauschen macht sich in sehr unangenehmen Arbeitspunktschwankungen bemerkbar.

2. Dimensionierung des Leistungsverstärkers

Prinzipiell kann man bei der Dimensionierung von eisenlosen Transistorleistungsverstärkern von zweierlei Gesichtspunkten ausgehen.

Im ersten Fall bestimmt man nach den vorgegebenen Betriebsdaten (Ausgangsleistung, Lastwiderstand usw.) die erforderlichen Bauelemente.

Andererseits kann man auch von vorhandenen Bauelementen ausgehen und mit deren Parametern die möglichen Daten des Verstärkers bestimmen. Da bei eisenlosen Endstufen durch den Wegfall des Ausgangsübertragers Speisespannung, Lautsprecherimpedanz und Ausgangsleistung fest miteinander verknüpft sind, muß man entweder mit der geforderten

Ausgangsleistung und vorgegebener genormter Lautsprecherimpedanz die erforderliche Speisespannung bestimmen, oder es kann mit dem Lastwiderstand und anliegender Speisespannung die maximal erreichbare Ausgangsleistung ermittelt werden.

$$P_a = \frac{U_B^2}{8 R_L} \quad (2)$$

Dieser Zusammenhang ist noch einmal im Diagramm Bild 21 dargestellt.

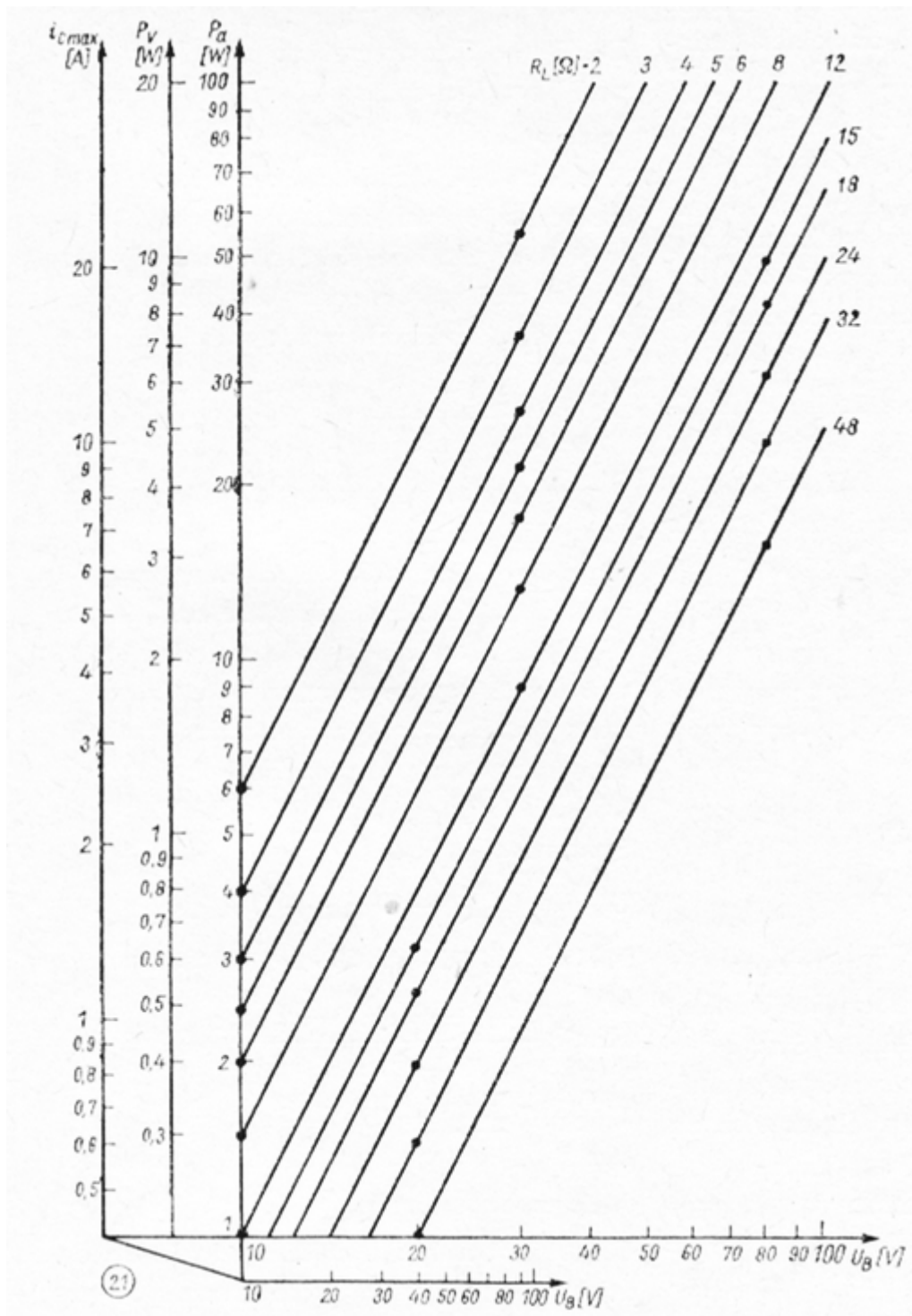


Bild 21: Diagramm zur Dimensionierung von eisenlosen Gegentakt-B-Endstufen

In der Praxis werden jedoch nur etwa 50% bis 80%, der mit (2) errechneten Ausgangsleistung erreicht. Die unvermeidlichen Verluste, die durch die Emitterwiderstände der Endtransistoren, deren Restspannungen und evtl. Absinken der Betriebsspannung bei großer Aussteuerung entstehen, sind nicht berücksichtigt worden.

Der maximal in den Endstufentransistoren fließende Spitzenstrom errechnet sich zu

$$\hat{I}_{c \max} = \frac{U_B}{2 R_L} . \quad (3)$$

Dieser Wert darf nicht größer sein als der im Datenblatt angegebene maximal zulässige Kollektorstrom. Auch diese Abhängigkeit kann dem Diagramm Bild 21 entnommen werden.

In der Praxis sind die errechneten Kollektorspitzenströme jedoch nicht so groß, da die Einflüsse von Emitterwiderstand, Restspannung der Leistungstransistoren und Schwankungen der Betriebsspannung nicht berücksichtigt wurden.

Ein weiterer wichtiger Punkt der Berechnung von Leistungsverstärkern ist die Ermittlung der Verlustleistung. Hiernach richtet sich dann die Bemessung der erforderlichen Kühlmittel, um die thermische Stabilität zu gewährleisten. Im allgemeinen hängt die Verlustleistung vom jeweiligen Aussteuerungsgrad ab. Bei Gegentakt-B-Verstärkern tritt die größte Verlustleistung beim Aussteuerungsgrad $m = 64\%$ auf, wobei eine rein sinusförmige Aussteuerung angenommen wird. Die Verlustleistung eines Leistungstransistors errechnet sich dann zu

$$P_v = \frac{U_B^2}{4 \pi^2 R_L} \approx \frac{1}{40} \cdot \frac{U_B^2}{R_L} . \quad (4)$$

Die graphische Bestimmung ist wieder mit dem Diagramm Bild 21 möglich. Wenn man Gl. (2) und Gl. (4) vergleicht, so sieht man, daß theoretisch stets ungefähr fünfmal soviel Ausgangsleistung erzeugt werden könnte, wie die maximale Verlustleistung eines Endstufentransistors beträgt. Das entspräche dann etwa auch dem theoretisch maximal errechenbaren Wirkungsgrad von 78%.

In Wirklichkeit ergibt sich eine etwas größere Verlustleistung als die mit Gl. (4) errechnete. Erstens erhöht sich die Verlustleistung bei höheren Frequenzen durch den unter Abs. 1.2. erläuterten Effekt und zweitens verläuft die Arbeitskennlinie beim Anschluß eines realen Lastwiderstandes (Lautsprecher) nicht mehr in einer Geraden, sondern beschreibt eine mehr oder weniger große Ellipse [11]. Man muß diese Effekte bei der Ermittlung der erforderlichen Kühlmittel berücksichtigen.

Der Wärmewiderstand des Kühlbleches (bzw. -körpers) läßt sich dann wie folgt bestimmen:

$$R_{thK} \leq \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_u}{P_v} - R_{thj} - R_{thü} \quad (5)$$

$\vartheta_{j\max}$ = maximale Sperrschicht-Temperatur in °C

ϑ_u = maximale Umgebungstemperatur in °C

R_{thi} = innerer Wärmewiderstand (Datenblatt)

$R_{thü}$ = Übergangswärmewiderstand Transistor-Kühlblech

Bei isolierter Montage des Transistors beträgt der Übergangswiderstand etwa 1 grd/W, während bei direkter Montage mit etwa 0,5 grd/W zu rechnen ist. Die Größe des erforderlichen Kühlbleches läßt sich dann näherungsweise wie folgt bestimmen:

$$A \geq \frac{1}{\alpha \cdot R_{thK}} \quad (6)$$

A = Größe des Kühlbleches in cm² (quadratisch)

α = Wärmeaustauschkonstante, ist abhängig von Lage, Material, Dicke und Oberflächenbeschaffenheit des Kühlbleches (blank, schwarz, glatt oder angeraut)

$$\alpha \approx 1,5 \frac{\text{mW}}{\text{grd} \cdot \text{cm}^2}.$$

Im Diagramm Bild 22 ist Gleichung (6) grafisch dargestellt.

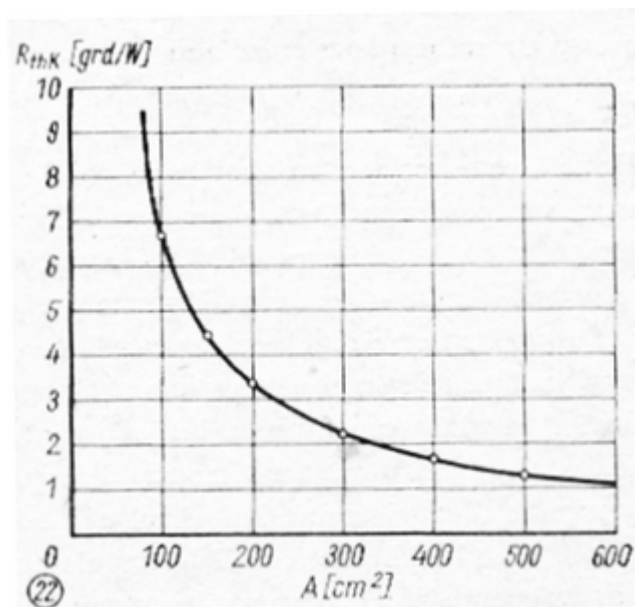


Bild 22: Diagramm zur Dimensionierung von Kühlblechen

Aus der Stromquelle wird für jeden Zweig nur während einer Halbwelle der ansteuernden Wechselspannung Energie entnommen. Es fließt daher im Mittel bei Vollaussteuerung je Zweig ein Speisestrom von:

$$I_{\text{mittl}} = \frac{1}{\pi} \cdot \hat{I}_{\text{max}} \quad (7)$$

In I_{max} sind dabei die Spitzeströme der Treiberstufen enthalten. Die der Stromversorgungsquelle je Zweig entnommene Leistung läßt sich dann wie folgt ermitteln:

$$P_B = \frac{I_{\text{mittl}} \cdot U_B}{2} = \frac{\hat{I}_c^2 \text{max}}{2 \pi R_L} \quad (8)$$

Damit beträgt im günstigsten Fall (theoretisch) der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_{a \text{ max}}}{P_B} = \frac{\pi}{4} \approx 78\% \quad (9)$$

Wie schon weiter oben erwähnt, erreicht man in der Praxis jedoch nur einen geringeren Wirkungsgrad - etwa 65%.

Die Größe der Temperatur-stabilisierenden Emitterwiderstände R_E läßt sich formelmäßig nur sehr kompliziert erfassen [7]. Es hat sich aber eine gewisse Zuordnung zu verschiedenen Lastwiderständen für die Praxis als recht brauchbar herausgestellt [13].

Die Basis-/Emitterwiderstände der Endstufentransistoren z. B. R_1, R_2 in Bild 16 werden im Allgemeinen nach den unter Abs. 1.2. gegebenen Hinweisen dimensioniert. Anderenfalls können bei Vorgabe der Ruhestrome der Endstufe (I_{Co}), Komplementärstufe (I_{Co}') sowie der Basis-Emitterspannung (U_{BE}) der Endtransistoren die Widerstände wie folgt berechnet werden:

$$R_{1,2} = \frac{U_{BE}}{I_{Co}' - \frac{I_{Co}}{B}} \quad (10)$$

Als nächstes wären die Parameter der Komplementärtreiber zu ermitteln.

Der maximale Emitter-(Kollektor-) Strom der von den Komplementärtransistoren aufgebracht werden muß, errechnet sich zu

$$\hat{I}_{E(C)} = \frac{\hat{I}_C \text{ max}}{B} + \frac{U_{BE \text{ max}}}{R_{BE}} \quad (11)$$

mit B = Stromverstärkung der Endtransistoren bei $I_{C\text{max}}$.

$U_{BE_{max}}$ = die bei $I_{C_{max}}$ auftretende maximale Basis-Emitterspannung der Endstufentransistoren.

Da die Komplementärtreiberstufe ebenfalls im B-Betrieb arbeitet, läßt sich die maximale Verlustleistung analog zur Endstufe angeben:

$$P_v = \frac{U_B^2}{4 \pi^2 B R_L} \quad (12)$$

wobei $B \cdot R_L$ der durch die Stromverstärkung der Endtransistoren „transformierte“ Lastwiderstand ist. Hier sind jedoch nicht die Einflüsse der Restspannung und die Verluste an den Basis-Emitterwiderständen R_{BE} berücksichtigt. Gleichfalls treffen hier die Bemerkungen zur Anwendung von Gl. (4) zu. Man wird also mit einer entsprechend größeren Verlustleistung rechnen müssen.

Die Ermittlung der erforderlichen Kühlmaßnahmen erfolgt dann genauso wie bei den Endstufentransistoren. Zur Kühlung der Komplementärtreiberstufe genügen jedoch meist schon einfache Kühlsterne.

Die zur Ansteuerung der Komplementärstufe notwendigen Basisströme können näherungsweise wie folgt bestimmt werden:

$$\hat{I}_{B_{Tr\ max}} \approx \frac{U_B}{2 \cdot R_L \cdot B_1 \cdot B_2} \quad (13)$$

B_1, B_2 = Stromverstärkungen der End- und Komplementärtreibertransistoren bei $I_{C_{max}}$.

Die im A-Betrieb arbeitende Haupttreiberstufe muß dann die nach (13) ermittelten Ströme bereitstellen können. Demnach wären der Kollektorwiderstand für die Treiberstufe

$$R_c = \frac{U_B}{2 \cdot I_{B_{Tr\ max}}} \quad (14)$$

Da jedoch - wie schon weiter oben behandelt, die Darlingtonschaltung der Endstufe eine Spannungsverstärkung von < 1 hat, wäre eine Vollaussteuerung nicht möglich. R_c wird deshalb aufgeteilt und mit der Ausgangsspannung des Verstärkers die Betriebsspannung des Treibertransistors aufgestockt. Es liegt also bei Vollansteuerung an R_4 (Bild 12) die Spannung

$$U_{R4} = U_{max} - U_{BE1} - U_{BE2}$$

R_4 läßt sich dann wie folgt bestimmen:

$$R_4 \leq \frac{U_{max} - U_{BE1} - U_{BE2}}{I_{BTr\ max}} \quad (15)$$

U_{BE1} , U_{BE2} = Basis-Emitterspannung der End- bzw. Komplementärtreiber bei Vollaussteuerung (I_{Cmax}).

R_4 ist jedoch nicht zu klein zu wählen, da sonst einerseits die Treiberstufe mit unvernünftig hohem Ruhestrom arbeiten müsste, andererseits I_{Bmax} der Komplementärtreibertransistoren nicht überschritten werden darf. R_4' (Bild 12¹) ist unabhängig von R_4 frei wählbar. Da er parallel zu R_L liegt und man möglichst wenig Leistung verschenken will, wird er ein bis drei Größenordnungen größer als R_L gewählt. Bildet R_C des Treibertransistors eine Konstantstromquelle (Bild 14), so muß diese so dimensioniert werden, daß $I_{BTr max}$ bei Vollaussteuerung noch mit Sicherheit fließen kann.

Der Ruhestrom der Treiberstufe ergibt sich zu

$$I_{c Tr} = \frac{U_B}{2 (R_4 + R_4')} \cdot \quad (16)$$

Der Basis-Spannungsteiler der Konstantstromquelle wird so niederohmig dimensioniert, daß der Basisstrom auf das Teilverhältnis keinen Einfluss hat, d. h.,

$$\frac{U_B}{2} \cdot (R_1 + R_2) \gg I_B \cdot$$

Sehr elegant läßt sich diese Bedingung erfüllen, wenn man für R_2 eine geeignete Si-Diode in Durchlassrichtung einsetzt. Durch diese Stabilisierung ist der Konstantstrom relativ unabhängig von der Betriebsspannung. Für die Vollaussteuerung des Verstärkers wäre es wünschenswert, R_3 so klein wie möglich zu dimensionieren, andererseits ist für eine gute Funktion der Konstantstromquelle der Emitterwiderstand möglichst groß zu wählen. Einen brauchbaren Kompromiss erreicht man, wenn an R_3 etwa 1 V abfällt;

$$R_3 \approx \frac{U_{R3}}{I_{Tr}} \cdot \quad (17)$$

Wenn für R_2 eine Diodenschaltung vorgesehen ist, wird

$$R_3 \approx \frac{U_D - U_{BE}}{I_{Tr}} \cdot \quad (18)$$

wobei U_D die Diodenspannung ist und für U_{BE} die Basis-Emitterspannung beim erforderlichen Basisstrom eingesetzt wird. Wegen der Streuung der Transistorparameter empfiehlt es sich jedoch, für R_3 einen Einstellregler vorzusehen.

Für R_2 kann man dann schreiben

$$R_2 = \frac{U_{R3} + U_{BE}}{I_Q} \cdot$$

wobei laut Voraussetzung der Basisspannungs-Teilerstrom $I_Q \gg I_B$ ist. Demzufolge ist

$$R_1 = \frac{\frac{U_B}{2} - U_D}{I_Q} = \frac{\frac{U_B}{2} - U_{BE} - U_{R3}}{I_Q} \quad (19)$$

Die für die Ruhestromeinstellung der Endstufe notwendige Spannung zwischen den Basen der Komplementärtreiberstufe kann nach dem erläuterten Verfahren (Bilder 9 bis 11) erfolgen.

Der Einstellregler bei der Diodenvariante wird so niederohmig gewählt, daß keine nennenswerten Spannungsabfälle durch die Basisströme der Komplementärtransistoren auftreten können. Bei der Transistorvariante ist zu beachten, daß der Basispannungsteiler niederohmig gewählt wird, damit der zur Herstellung des Arbeitspunktes dieses Transistors ($U_{CE} = U_{BE1} + U_{BE2} \dots$;

$$I_C = I_{CTr}$$

notwendige Basisstrom das Spannungsteilerverhältnis (U_{CB}/U_{BE}) nicht beeinflußt.

Transistoren mit hoher Stromverstärkung ($B > 300$) erfüllen natürlich am besten diese Forderung. Für das Widerstandsverhältnis gilt dann näherungsweise [7]

$$\frac{R_1}{R_3} \approx \frac{U_{CE}}{U_{BE}} - 1, \quad (20)$$

um den Ruhestrom einstellbar zu machen, wird ein Trimpotentiometer zwischen R_1 und R_3 (Bild 11) geschaltet; R_1 sowie R_3 entsprechend verkleinert.

Der Temperaturgang der Kollektor-Emitterstrecke läßt sich ebenfalls sehr einfach ermitteln.

$$\frac{\Delta U_{CE}}{\Delta \vartheta} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta \vartheta} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right). \quad (21)$$

man sieht, daß mit der Einstellung für den Ruhestrom der Endstufe erforderlichen Basis-Emitterspannungen gleichzeitig der für die Temperaturkompensation notwendige Temperaturgang von U_{CE} erreicht wird.

Die größte Verlustleistung des Treibertransistors entsteht im Ruhezustand, d. h. bei

$$U_{CE} = U_B / 2 \text{ wird}$$

$$P_{VTr} = \frac{U_B}{2} \cdot I_{CTr}. \quad (22)$$

Die Spannungsfestigkeit des Treibertransistors muß infolge der Bootstrap-Schaltung größer sein, als die der Komplementär- bzw. Endstufentransistoren. Das trifft besonders zu, wenn für

die weiter unten zu besprechenden Schutzschaltungen Widerstände in den Basisleitungen der Komplementärtreiber liegen. Der Basisstrom des Treibertransistors ergibt sich dann zu

$$I_{BTr} = \frac{I_{CTr}}{\beta} \quad (23)$$

Nach Bild 17 kann dieser Strom direkt aus der Mittenspannung abgeleitet werden;

$$R_2 = \frac{\frac{U_B}{2} - U_{BE}}{I_{BTr} + \frac{U_{BE}}{R_1}} \quad (24)$$

Eine andere Möglichkeit sieht die Anwendung eines Vortreibers anderen Leitungstyps vor (Bild 18). Dessen Kollektorstrom errechnet sich analog zu

$$I_{CVTr} = \frac{\frac{U_B}{2} - U_{BE} - U_{R2}}{R_3 \parallel \frac{U_{BE}}{I_{BTr}}} \quad (25)$$

U_{R2} wird hier mit etwa 1 ... 5 V gewählt. R_2 ergibt sich dann zu

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{CVTr}} \quad (26)$$

R_2' sollte jedoch nicht größer als $R_3 \parallel r_{ETr}$ gewählt werden, da dann die Vortreiberstufe eine Spannungsverstärkung ≤ 1 hätte. Der Eingangswiderstand kann bei entsprechend hoher Verstärkung auch noch durch einen Vorwiderstand R_v erhöht werden. Der Basisstrom des Vortreibers ergibt sich dann zu

$$I_{BVTr} = \frac{I_{CVTr}}{\beta} \quad (27)$$

Bei den Vorstufen ist es günstiger, mit β zu rechnen, da hier von einer Großsignalverstärkung nicht mehr die Rede sein kann. Auf jeden Fall ist in (27) der Stromverstärkungsfaktor - gemessen beim geforderten Kollektorstrom - einzusetzen. Bei gegebenem R_1 bzw. Basisspannteiler-Querstrom läßt sich dann R_6 bestimmen;

$$R_6 = \frac{\frac{U_B}{2} - U_{R2} - U_{BE}}{I_{BVTr} + \frac{U_{R2} + U_{BE}}{R_1}} \quad (28)$$

Bei der Differenzeingangsstufen-Variante (Bild 19) ist die Dimensionierung der einzelnen Bauelemente relativ einfach. Aus den Betriebsbedingungen der Differenzstufe ergibt sich:

$$R_2 = R_3 \parallel \frac{U_{BE}}{I_{BTr}} ; \quad (29)$$

$$R_1 = R_5 = \frac{\frac{U_B}{2} - U_K - U_{BE}}{I_{BTr}} . \quad (30)$$

U_K ist die Spannung, die das Emitterpotential der Differenzstufe im Ruhestand - gegen $-U_B/2$ gemessen - einnimmt, also im allgemeinen 2 ... 5 V weniger als $U_B / 2$. Man kann auch für die Konstantstromquelle einen äquivalenten Widerstand R_K einsetzen. Es ist dann

$$U_K = 2 \cdot I_{CVTr} \cdot R_K \quad (31)$$

Die Mittenspannung des Verstärkers kann mit R_5 (bzw. auch R_1) eingestellt werden.

2.2. Gegenkopplung

Die Gegenkopplung hat in der modernen Verstärkerkonzeption mehrere wichtige Aufgaben zu erfüllen:

- Reduzierung der durch Nichtlinearitäten entstehenden Verzerrungen,
- Linearisierung des Frequenzgangs,
- Verminderung des Ausgangswiderstandes zwecks Bedämpfung von Lautsprecher-Resonanzen,
- Stabilisierung des Arbeitspunktes.

Da der letzte Punkt bereits unter Abs. 1.1. und Abs. 2.1. behandelt wurde, soll hier den ersten drei Punkten besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden.

Jede Gegenkopplung hat zwangsläufig eine Herabsetzung der Verstärkung zur Folge. Dies bedeutet jedoch heute im allgemeinen kaum noch einen Nachteil, da mit den Silizium-Planar-Epitaxial-Transistoren so hohe Verstärkungen erreicht werden können, daß sehr hohe Gegenkopplungsgrade realisierbar sind.

Es ist jedoch auch möglich, daß aus der Gegenkopplung eine Mitkopplung wird. Bei entsprechender Phasenlage und Schleifenverstärkung > 1 tritt eine Selbsterregung des Verstärkers ein. Diese besonders für die Endstufentransistoren gefährliche Instabilität gilt es tunlichst zu vermeiden. Bei Gegenkopplung über mehrere Stuten, wie sie bei modernen Verstärkerkonzepten gebräuchlich ist, kann man häufig schon damit Abhilfe schaffen, daß man verschiedene Gegenkopplungswege vorsieht.

So ist es z. B. durch Einfügen zusätzlicher, nur bei hohen Frequenzen wirksamer Gegenkopplungen möglich, den Frequenz-Phasengang derart zu gestalten, daß die für

Selbsterregung notwendige Phasendrehung von 180° erst dann erreicht wird, wenn die Schleifenverstärkung bereits unter 1 abgesunken ist.

Im Allgemeinen gibt es je nach Abnahme und Einspeisung - parallel oder in Serie - vier Grundschaltungen der Gegenkopplung. Da durch die direkte Kopplung der einzelnen Stufen bei eisenlosen Leistungsverstärkern die Variationsmöglichkeiten von Gegenkopplungsschaltungen nur gering sind, soll hier nur auf die wichtigsten eingegangen werden. Es werden deshalb meistens die zur Stabilisierung des Arbeitspunktes ohnehin vorhandenen Gleichspannungsgegenkopplungen (siehe Bild 17 bis 19) gleichzeitig in bestimmtem Maße auch für Wechselspannung genutzt.

Für die stabilisierte Größe kann man allgemein angeben:

$$A' = \frac{A}{1 + K \cdot A} \quad (32)$$

A = Verstärkungsgröße ohne Gegenkopplung (z. B. V_u , V_i)

K = Gegenkopplungsfaktor

A' = Verstärkungsgröße mit Gegenkopplung

$K \cdot A$ bezeichnet man auch als Schleifenverstärkung und

$$a_G = 1 + K \cdot A \quad (33)$$

ist dann der wirksame Gegenkopplungsgrad.

Durch die Wirkung der Gegenkopplung ändern sich natürlich auch Eingangs- und Ausgangswiderstände des Verstärkers. Nichtlineare Verzerrungen, Klirrfaktor und Störspannungen, die nicht vom Verstärkereingang kommen, werden ebenfalls um den Faktor $1 + K \cdot A$ reduziert. Verzerrungen, die infolge Übersteuerung (Abkappen) entstehen, sind davon natürlich nicht betroffen. Es muß jedoch ausdrücklich darauf hingewiesen werden, daß die Gegenkopplungswirkungen wesentlich vom Quellwiderstand und dem Abschlusswiderstand R_L abhängen. Der Gegenkopplungsfaktor läßt sich z. R. für Bild 19 sehr einfach bestimmen:

$$K = \frac{Z_k}{R_5} \quad (34)$$

Z_k ist hier der Scheinwiderstand eines RC-Gliedes, das von der Basis des Transistors T2 an Masse geht (s. Bild 30). Dessen Grenzfrequenz wird so bemessen, daß sie etwa der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers entspricht. Man ist nun bestrebt K möglichst groß zu machen, um die oben errechneten Verbesserungen der Verstärkereigenschaften in vollem Umfang zu nutzen. Dem sind jedoch - wie ebenfalls schon angeführt, Grenzen gesetzt.

Es gibt ein relativ einfaches empirisches Verfahren, um die für hohe Gegenkopplungsgrade erforderlichen Kompensationsglieder (zusätzliche frequenzabhängige Gegenkopplungen über eine Stufe) zu bestimmen. Dazu wird der Verstärker im betriebsfähigen Zustand und bei angeschlossener Ersatzlast schwach gegengekoppelt ($a_G \sim 3$) und mit einer 1-kHz-Rechteck-Spannung angesteuert. Die Amplitude wird dabei so gering gehalten, daß sich keine Übersteuerungserscheinungen bei hohen Frequenzen bemerkbar machen. Dann wird der Gegenkopplungsfaktor solange erhöht, bis sich deutliche Überschwingerscheinungen am Kurvenbild des am Ausgang angeschlossenen Oszillografen zeigen. Diese Überschwingerscheinungen sind erste Anzeichen von Schwingneigung des Verstärkers bei hohen Frequenzen. Sie müssen durch Einfügen bzw. Variation der oben erwähnten Kompensationsglieder beseitigt werden. Danach wird schrittweise der Gegenkopplungsfaktor bei gleichzeitig immer wieder durchgeführter Kompensation weiter erhöht, bis der gewünschte bzw. erforderliche Gegenkopplungsgrad erreicht ist.

Es muß dabei erwähnt werden, daß diese Kompensation auf Kosten der oberen Grenzfrequenz geht, was aber durch die Gegenkopplung z. T. wieder aufgehoben wird (Bild 23).

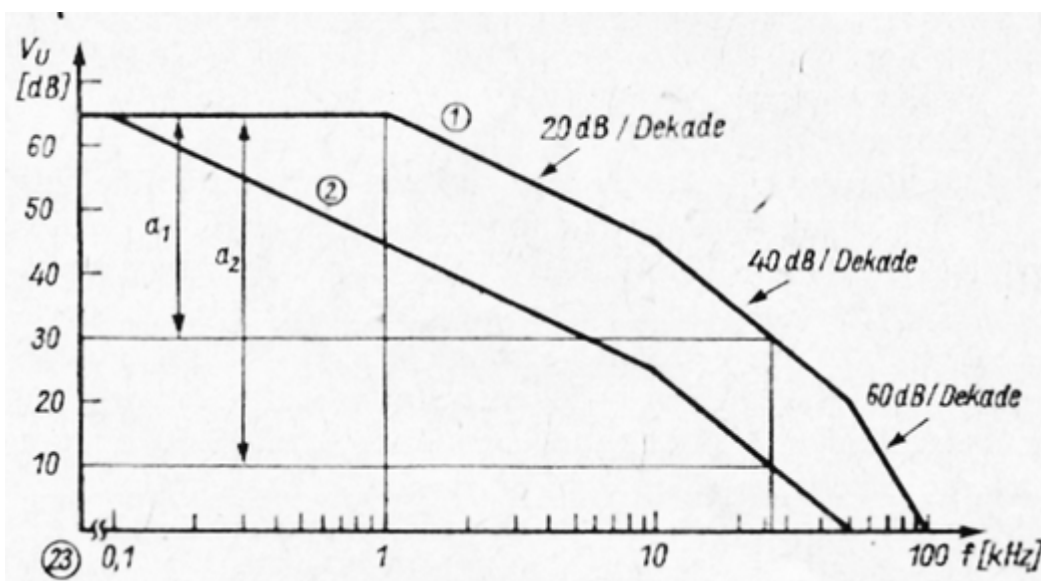


Bild 23: Wirkungsweise der Gegenkopplung bei linearen Verzerrungen

- 1 - natürlicher Frequenzgang eines Verstärkers (schematisch),
- 2 - kompensierter Frequenzgang,
- a_1 - kritische Gegenkopplung (unkompensiert),
- a_2 - kritische Gegenkopplung (kompensiert)

Zum Einfügen von Kompensationsgliedern gibt es mehrere Möglichkeiten:

- parallel zum Ausgang (so genanntes Boucherot-Glied),
- parallel zum Gegenkopplungsglied,

- parallel zur Basis-Kollektor-Strecke des Treibertransistors,
- parallel zum Arbeitswiderstand des Vortreibers (falls vorhanden),
- parallel zum Arbeitswiderstand der Differenzstufe (Bild 19).

Ein Kompensationsglied besteht im einfachsten Fall aus einem Kondensator (50 ... 1000 pF) oder einer RC-Reihenschaltung ($R = 10 \dots 1000 \Omega$ und $C = 50 \dots 1000 \text{ pF}$).

2.3. Kurzschlußsicherung

Wie bereits eingangs erwähnt, besteht die größte Gefahr für die Endstufentransistoren, wenn der Ausgang mit einem zu kleinen R_L belastet bzw. kurzgeschlossen wird. Durch den ausgangsseitigen Kurzschluß wird die Gegenkopplung des Verstärkers aufgehoben und die volle Verstärkung wirksam. Schon bei geringen Aussteuerungen fließen dann Ströme, die die Endtransistoren kaum „verkräften“ können. Da normale Schmelzsicherungen viel zu träge sind, müssen Schutzmaßnahmen vorgesehen werden, um im Falle einer Überlastung bzw. eines Kurzschlusses die Endtransistoren nicht zu gefährden.

Hier gibt es nun mehrere Möglichkeiten.

Die einfachste ist, ein so genanntes „weiches“ Netzteil zu verwenden, d. h. die Spannungsquelle hat dann einen derart hohen Innenwiderstand, daß bei Kurzschluß am Ausgang des Verstärkers der maximal fließende Strom auf einen ungefährlichen Wert begrenzt wird. Dies widerspricht jedoch der Forderung nach niederohmigen Netzteilen für leistungsfähige Gegentakt-B-Verstärker. Man wird deshalb diese Variante nur in Ausnahmefällen anwenden. Wesentlich günstigere Ergebnisse erzielt man durch Anwendung einer elektronischen Sicherung (Bild 24).

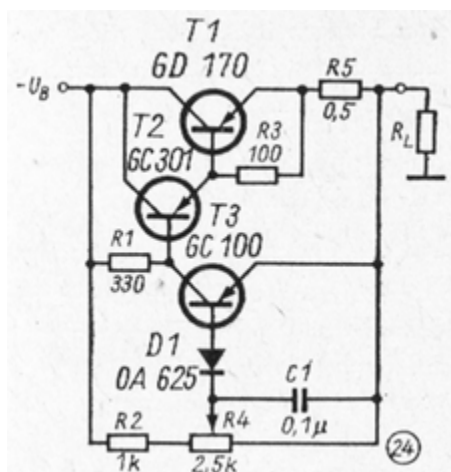


Bild 24: Elektronische Sicherung

Diese als Zweipol zu betrachtende Schaltung wird dann hochohmig, wenn der mit R_4 einstellbare Wert des Stromes überschritten wird. Die Funktionsweise sei hier nur kurz angedeutet. Zunächst - d. h. bei normalen Betriebsverhältnissen, ist die Darlingtonschaltung T_1 , T_2 über R_1 durchgesteuert. T_3 ist gesperrt. Wenn der Spannungsabfall über R_5 und der durchgesteuerten Kollektor-Emitter-Strecke von T_1 (hervorgerufen durch den fließenden Strom) so groß wird, daß der mit R_4 eingestellte Teil den Schwellwert (U_{BE} von T_3 und U_F von D_1) erreicht, beginnt über T_3 Strom zu fließen und die Darlingtonstufe wird weniger angesteuert. Dadurch vergrößert sich der Spannungsabfall an T_1 und T_3 wird mehr angesteuert. Der ganze Vorgang ist innerhalb weniger Millisekunden abgeschlossen, d. h. T_1/T_2 ist völlig hochohmig. Hieraus ersieht man sofort die Forderung nach spannungsfesten Transistoren. Ausgeschaltet wird die Sicherung, indem kurzzeitig der Strom unterbrochen wird, d. h. im einfachsten Fall wird das Gerät kurz aus- und wieder eingeschaltet, wenn der Kurzschluß beseitigt ist.

Günstig ist es außerdem, in Reihe zum Lastwiderstand einen kleinen Widerstand zu schalten. Bei evtl. Kurzschluß bricht dann die Gleichspannungsgegenkopplung nicht völlig zusammen und die .Arbeitspunktstabilisierung bleibt erhalten.

Eine weitere Möglichkeit zum Schutz der Endstufe gegen ausgangsseitigen Kurzschluß besteht darin, die Aussteuerung zu verringern, wenn ein bestimmter Ausgangsstrom überschritten wird. Bild 25 zeigt eine Variante dazu.

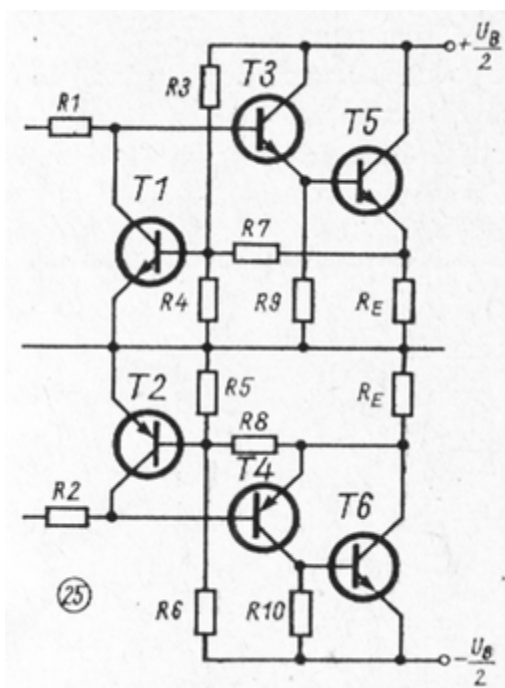


Bild 25: Lastabhängige Kollektorstrombegrenzung (1. Variante)

An den Emittierwiderständen R_E ruft der Ausgangsstrom einen Spannungsabfall hervor. Wird dieser so groß, daß über die Basis-Spannungsteiler die Transistoren T1, T2 leitend werden, so wird infolge der dann auftretenden Spannungsteilung an $R_1 / R_{CE\ T1}$ bzw. $R_2 / R_{CE\ T2}$ die Aussteuerung stark reduziert. Verringerung der Aussteuerung bedeutet aber eine Verringerung des Ausgangsstromes. Mit entsprechender Wahl des Basisspannungsteilers von T1, T2 ist man also in der Lage, den Ausgangsstrom auf ungefährliche Werte zu reduzieren.

Eine andere Variante, die auf dem gleichen Prinzip beruht, zeigt Bild 26 [7].

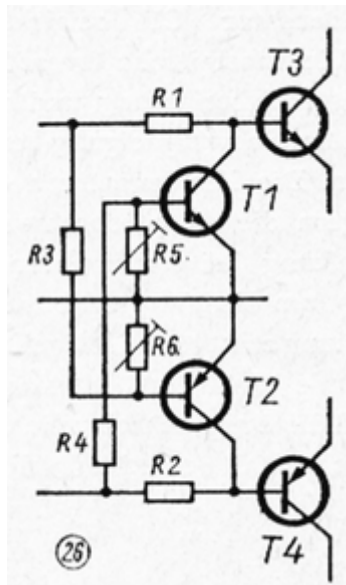


Bild 26: Lastabhängige Kollektorstrombegrenzung - 2. Variante

Bei den Varianten nach Bild 24 und Bild 25 wird lediglich der Laststrom als Parameter für die Belastung der Endtransistoren ausgewertet. Da bei der entstehenden Verlustleistung auch die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} eingeht, wäre es zweckmäßig, auch diese als Parameter für die Belastung der Endtransistoren zu erfassen. Eine sehr wirksame Schutzschaltung dieser Art zeigt Bild 27 [15].

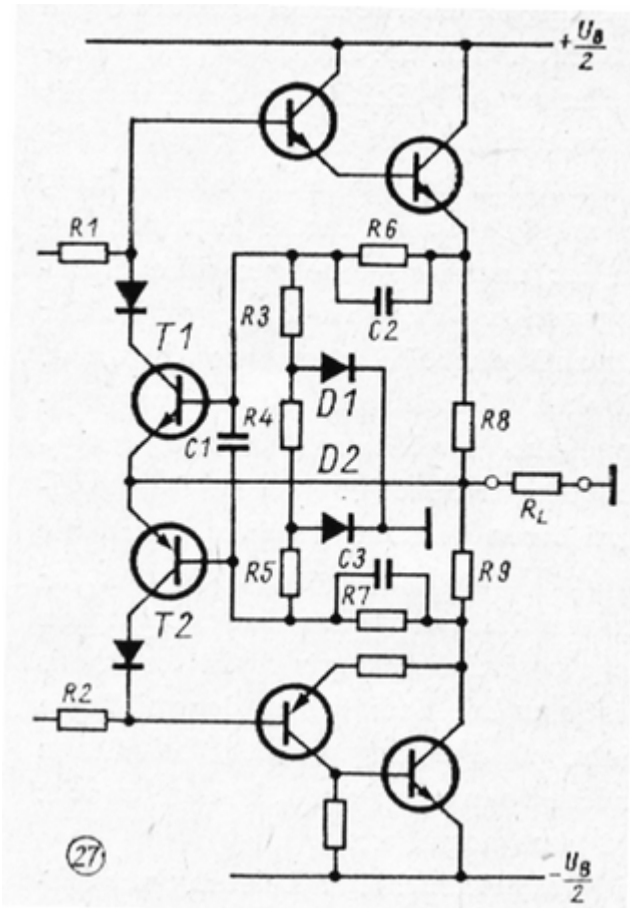


Bild 27: Last- und aussteuerungsabhängige Kollektorstrombegrenzung

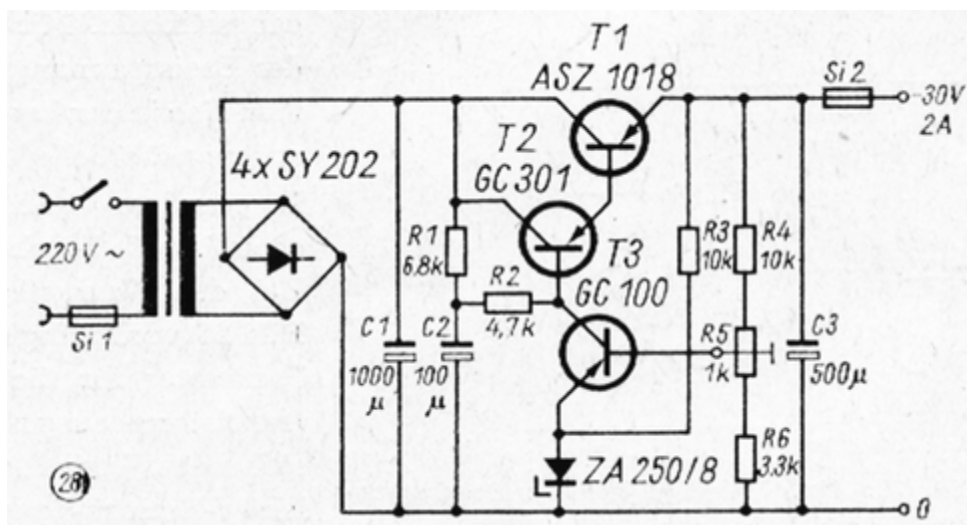
Grundsätzlich wirkt die Strombegrenzung genauso wie bei den Varianten nach Bild 24 bzw. Bild 25. Über die Dioden D1 bzw. D2 wird jedoch eine Gegenspannung, die von der jeweiligen Aussteuerung abhängig ist, an die Basen der Begrenzertransistoren T1 bzw. T2 gelegt. Es wird also die Begrenzerschwelle je nach Aussteuerung verändert. Bei großer Aussteuerung, d. h. kleiner wirksamer Kollektor/Emitter-Spannung an den Endtransistoren, können deshalb bedeutend größere Ströme fließen, ehe die Schutzschaltung anspricht. Bei kleiner Aussteuerung hingegen ist die wirksame Kollektor/Emitter-Spannung groß. Deshalb muß die Schutzschaltung schon bei entsprechend geringeren Strömen ansprechen, um die Endtransistoren bei evtl. ausgangsseitigem Kurzschluß durch die dann entstehende hohe Verlustleistung nicht zu überlasten.

Der Kondensator C1 bewirkt eine gewisse Wiederbereitschafts-Verzögerung nach erfolgter Überlastung und verhindert außerdem Schwingneigung bei hohen Frequenzen. Die Kondensatoren C1 und C3 verringern die Ansprechschwelle der Schutzschaltung bei hohen Frequenzen ($> 20 \text{ kHz}$), um die hier größer werdende Verlustleistung zu berücksichtigen.

Durch entsprechende Wahl der Widerstände R3 bis R9 wird die Artsprechschwelle und der im Kurzschlußfall maximal fließende Strom festgelegt.

2.4. Netzteil

Im allgemeinen widmet man dem Netzteil weniger Beachtung. Hier ist es jedoch angebracht, einige Ausführungen darüber zu machen. Da bei Gegentakt-B-Verstärkern die Belastung des Netzteils aussteuerungsabhängig stark schwankt, liegt es nahe, das Netzteil so niederohmig wie möglich auszuführen. Am günstigsten ist natürlich eine geregelte Spannungsquelle. Wie Bild 28 zeigt, ist der Aufwand erheblich, wenn man bedenkt, daß bei Verstärkern ohne Ausgangs-Koppelkelko zwei komplementär aufgebaute Regler benötigt werden.



Bi1d 28: Elektronisches Netzteil

Die Regeltransistoren müssen dabei vielfach die gleiche Verlustleistung und Spannungsfestigkeit haben, wie die Endtransistoren. Deshalb wird diese Variante in der Praxis meist nur bei Verstärkern der mittleren Leistungsklasse angewendet, bei denen nur eine Spannung gegen Masse gebraucht wird (Ausgangs-Elko).

Bei Verstärkern hoher Leistung verzichtet man häufig auf die Stabilisierung und nimmt die bei Aussteuerung zurückgehende Betriebsspannung in Kauf. Man unterscheidet bei dieser Art von Verstärkern dann die abgegebene Leistung bei Vollaussteuerung (Sinusleistung) und die theoretisch erreichbare Leistung, wenn die Betriebsspannung bei Aussteuerung nicht geringer würde (entspricht ungefähr der Musikleistung).

Für Netzteile mit positiver und negativer Betriebsspannung erhält man nach Bild 29 eine sehr ökonomische Variante.

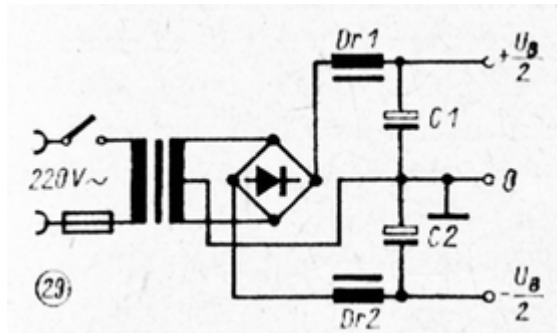


Bild 29: Netzteil für positive und negative Spannungen gegen Masse mit LC-Siebung

Durch Anwendung von Siebfiltern mit Drosselleingang ist es möglich, trotz stark schwankender Belastung, die ja bei Gegentakt-B-Verstärkern auftritt, eine relativ konstante Ausgangsspannung zu erreichen. Da diese Netzteilschaltung etwas ungewöhnlich ist, sollen hier einige Dimensionierungshinweise gegeben werden [16].

Die notwendige Trafospannung (gesamte Sekundärwicklung) ergibt sich zu

$$U_{Tr} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U_B \quad (35)$$

Hier ist jedoch der Spannungsabfall an den Drosseln und am Gleichrichter nicht berücksichtigt. Zur Ermittlung der Siebglieder müssen zunächst die äquivalenten Lastwiderstände bestimmt werden.

$$R_{Lmax} = \frac{U_B}{2 \cdot I_{Ruhe}} \quad (36)$$

$$R_{Lmin} = \frac{U_B}{2 \cdot I_{max}} \quad (37)$$

wobei

$$I_{max} = I_{Ruhe} + \hat{I}_{max}/\pi \quad (38)$$

ist.

Da im Aussteuerungsfall nur jeweils während einer Halbwelle Strom fließt, kann der Mittelwert des Laststromes wie bei einer Einweggleichrichterschaltung bestimmt werden. Die Begrenzung der Drossel kann dann unter den Voraussetzungen

$$\omega L \gg R_{Lmax} \quad \text{und} \quad 1/\omega C \ll R_{Lmin}$$

wie folgt geschehen (50 Hz Netzfrequenz) :

$$L_{krit} \approx \frac{R_{Lmax}}{10 \cdot f_{Br}} \quad (39)$$

In der Praxis erweist sich etwa der doppelte Wert als optimal. Durch eine Vorbelastung wird sicher gestellt, daß für L keine unvernünftig hohen Werte erforderlich werden. Außerdem verhindert diese das starke Ansteigen der Ausgangsspannung bei fehlender Last ($R_L \rightarrow \infty$). Meist genügen als Vorlast bereits der Ruhestrom der Treiberstufe und die Stromaufnahme der Vorstufen. Wenn man eine Drossel ohne Luftspalt verwendet, ist es infolge der starken Stromabhängigkeit der Induktivität, u.U. sogar möglich, ohne zusätzliche Vorlast auszukommen und über den gesamten Strombereich die Forderung $L > L_{krit}$ zu erfüllen. Für die Kondensatoren C1 bzw. C2 ergeben sich mit der Bedingung

$$\frac{1}{\omega C} \leq \frac{R_{Lmin}}{5}$$

bei Netzfrequenz für die brauchbaren Werte:

$$C_{1,2} \geq \frac{0,8}{R_{Lmin} \cdot f_{Br}} \quad (40)$$

Dann kann man noch die Welligkeit am Ausgang bestimmen. Sie ist bei 50Hz-Betrieb

$$W = \frac{1,2 \cdot 10^{-6}}{80 \cdot L \cdot C \cdot f_{Br}^2} \quad (41)$$

Für $R_{Lmax} / R_{Lmin} = 10$ und $L \sim 2 \cdot L_{krit}$ erhält man dann bei Netzfrequenz eine Welligkeit der Ausgangsspannung unter 1%. Noch geringere Welligkeiten kann man erreichen, wenn man das Siebglied aufteilt und am günstigsten die einzelnen Elemente gleich bemißt.

3. Praktisch ausgeführter 60W-Verstärker

Zum Schluß soll noch ein Verstärker beschrieben werden, der vollständig mit Halbleiterbauelementen aus den RGW-Ländern bestückt ist (Stromlaufplan siehe Bild 30). Er wurde im Wesentlichen aus [15] entnommen. Um die Thematik noch etwas verständlicher zu machen, sei hier am Beispiel nochmals der Rechengang erläutert. In Anbetracht der vorhandenen Treibertransistoren (speziell des pnp-Typs KFY 18 mit $U_{CER} = 50$ V) wurde die Betriebsspannung auf 50 V festgelegt, d.h. ± 25 V gegen Masse. Durch Parallelschalten von zwei Stück KT802A (SU) lassen sich dann mit einiger Sicherheit Spitzenströme voll 6A erreichen. Damit ergibt sich der minimale Lastwiderstand

$$R_L \approx \frac{U_B}{2 I_{Cmax}} = \frac{50 \text{ V}}{12 \text{ A}} = 4,17 \Omega$$

Der nächstliegende Normwert, beträgt 40. Mit dem minimalen Lastwiderstand von 40 liegen die wesentlichen Betriebsdaten der Endstufe schon fest.

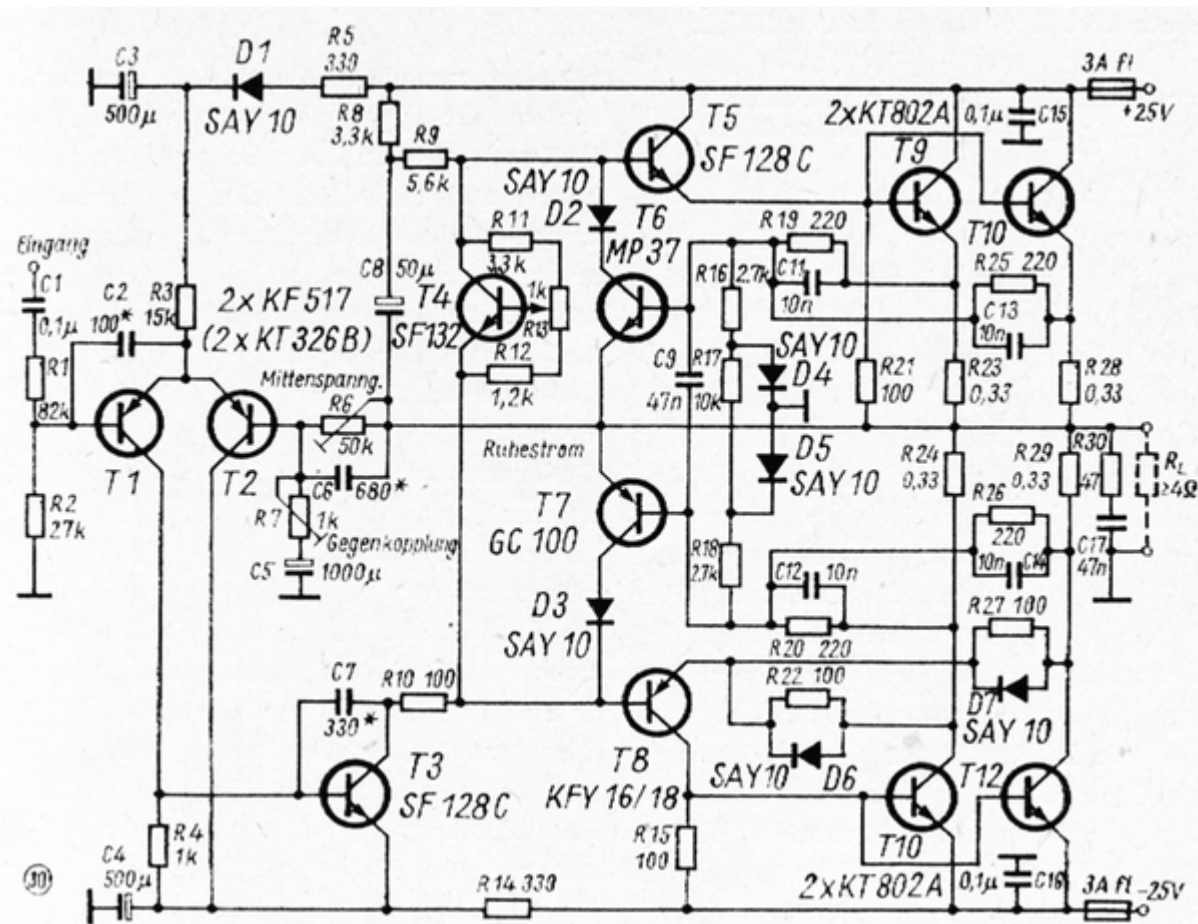


Bild 30: 60W-Verstärker

Die maximale Ausgangsleistung ergibt sich zu

$$P_a = \frac{U_B^2}{8 \cdot R_L} = \frac{2500 \text{ V}^2}{32 \Omega} = 78 \text{ W}$$

Aus dem Diagramm Bild 21 liest man etwa die gleiche Ausgangsleistung ab. Am Verstärker wurden infolge der oben aufgeführten Gründe jedoch nur 65W gemessen.

Der Kollektorspitzenstrom wäre dann:

$$\hat{I}_{C \max} = \frac{U_B}{2 R_L} = \frac{50 \text{ V}}{8 \Omega} \approx 6,3 \text{ A}.$$

Auch diesen Wert kann man im Bild 21 ablesen, es ist zu beachten, daß jetzt die kleine Abszisse gilt. Infolge der Emitterwiderstände, dem Netzteil-Innenwiderstand und der Restspannungen der Endtransistoren ergab sich jedoch in der Praxis ein geringerer Strom ($\sim 5,5 \text{ A}$). Dieser Strom teilt sich wegen der Parallelschaltung auf zwei Transistoren auf. Die Verlustleistung läßt sich ebenfalls leicht bestimmen :

$$P_v = \frac{U_B^2}{4\pi^2 R_L} \approx \frac{2500 \text{ V}^2}{40 \cdot 4 \Omega} \approx 15,6 \text{ W}.$$

Diese Verlustleistung, gleichfalls ablesbar in Bild 21, verteilt sich wieder auf zwei Transistoren. Demnach beträgt Verlustleistung pro Transistor knapp 8W.

Um eine Sicherheit gegen zufällige Berührung mit Masse (Kurzschlüsse) zu haben, wurden die Endstufentransistoren T9 bis T12) isoliert auf das Kühlblech montiert. Danach ermittelt sich der Wärmewiderstand des Kühlbleches für einen Transistor zu:

$$R_{thk} = \frac{\theta_j - \theta_u}{P_v} = R_{thu} + R_{thj}$$

$$= \frac{150^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{8\text{ W}} = 4 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$$

$$= 2,5 \frac{\text{grd}}{\text{W}} = 6,5 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$$

Daraus läßt sich unmittelbar die Größe des Kühlbleches bestimmen:

$$A \approx \frac{1}{\alpha \cdot R_{thk}} = \frac{10^3}{1,5 \frac{\text{mW}}{\text{grd cm}^2} \cdot 6,5 \frac{\text{grd}}{\text{W}}}$$

$$\approx 100 \text{ cm}^2$$

Da, alle Transistoren auf das gleiche, senkrecht stehende Kühlblech montiert werden können wurde ein Blech mit den Maßen 100mm x 400 mm x 2 mm verwendet. Um eine entsprechende Sicherheit einzuplanen, wurden auf dieser Platte noch auf jeder Seite vier abgewinkelte Bleche (100mm x 100mm x 2mm) genietet. Der so entstehende „Kühlkörper“ entsprach voll und ganz den Erfordernissen.

Damit infolge der geringen Leistungsreserve nicht zuviel Leistung an den Emitterwiderständen (R23, R24, R28 und R29) „verbraten“ wird, wurden diese im Gegensatz zur Tabelle zu je 0,33 Ω gewählt.

Die Basis/Emitter-Widerstände (R15, R21) wurden entsprechend dem Datenblatt mit je 1000 dimensioniert. Die Widerstände R22 und R27 wirken im Zusammenhang mit der Schaltungsweise des Emitters von T8 über R24 bzw. R29 als Gegenkopplung. Damit wird auch bei negativen Halbwellen erreicht, daß für den Treibertransistor T3 annähernd der gleiche Lastwiderstand vorliegt (T5 in Kollektorschaltung, T8 aber in Emitterschaltung!). Bei großer Aussteuerung spielt das keine besondere Rolle mehr. Um jedoch die Vollaussteuerbarkeit zu gewährleisten, wird mit den Dioden D6 und D7 die Wirkung von R22 bzw. R27 vermindert. Da eine genaue Berechnung der Widerstände R22 bzw. R27 relativ kompliziert ist, wurden der Einfachheit halber die Werte aus [15] übernommen.

Als nächstes wäre der Emitter-(Kollektor-)Strom der Komplementärtreiber zu ermitteln.

Mit $B = 40$ und $U_{BE} = 1\text{ V}$ ergibt sich dann:

$$\hat{I}_{E(C)} = \frac{\hat{I}_{Cmax}}{B} = \frac{6,3 \text{ A}}{40} = 157 \text{ mA}$$

Der Strom der Basis/Emitter-Widerstände wurde hier nicht berücksichtigt, da der eingesetzte Kollektorspitzenstrom der Endstufe aus den weiter oben genannten Gründen größer als der praktisch auftretende ist.

Die Verlustleistung der Komplementärtreiberstufe (T5 und T8) ist dann nach Gl. (12)

$$P_{vTr} \approx \frac{U_B^2}{4 \cdot B^2 \cdot R_L} = \frac{2500 \text{ V}^2}{40 \cdot 40 \cdot 4 \Omega} = 390 \text{ mW}.$$

Da ist jedoch (s. u.) mit einer größeren Verlustleistung zu rechnen. Sicherheitshalber wurden deshalb die Transistoren T5 und T8 mit Kühlsternen versehen.

Bei einer Stromverstärkung der Komplementär-Treibertransistoren von 100 errechnet sich deren maximaler Basisstrom zu

$$\begin{aligned} \hat{I}_{B \text{ Tr max}} &\approx \frac{U_B}{2 \cdot B_1 \cdot B_2 \cdot R_L} \\ &\approx \frac{50 \text{ V}}{2 \cdot 40 \cdot 100 \cdot 4 \Omega} \approx 1,56 \text{ mA} \end{aligned}$$

Damit wird (14)

$$R_C \leq \frac{U_B}{2 \cdot \hat{I}_{BTrmax}} = \frac{50 \text{ V}}{2 \cdot 1,56 \text{ A}} \approx 16 \text{ k}\Omega$$

und

$$R_q \leq \frac{\hat{u}_{max} - U_{BE1} - U_{BE2}}{\hat{I}_{BTrmax}} \approx 12,8 \text{ k}\Omega$$

R8 wird dann einfach aus der Differenz beider Werte gebildet, also als nächster Normwert 3,3 kΩ eingesetzt. R9 erhielt in Anbetracht der Bemerkungen zu Gl. (15) einen Wert von 5,6 kΩ. Damit ergibt sich der Ruhestrom der Treiberstufe zu

$$I_{CTr} = \frac{U_B}{2 \cdot (R_8 + R_9)} = \frac{50 \text{ V}}{2 \cdot 8,9 \text{ k}\Omega} \approx 2,8 \text{ mA}.$$

Mit

$$U_{CE T4} = U_{BE1} + U_{BE2} + U_{BE3} + U_D = 2,6 \text{ V}$$

liegt jetzt auch der Arbeitspunkt von T4 fest. Bei einer Stromverstärkung über 100 wird ein Basisspannungsteilerquersstrom von 0,5 mA gewählt. Es ist dann

$$\begin{aligned}
 R_{11} + R_{12} + R_{13} &= \frac{U_{CE(T4)}}{I_Q} \\
 &= \frac{2,6 \text{ V}}{0,5 \text{ mA}} = 5,2 \text{ k}\Omega, \\
 R_{11} &= \frac{U_{CE} - U_{BE\max}}{I_Q} = \frac{1,75 \text{ V}}{0,5 \text{ mA}} \\
 &\approx 2,9 \text{ k}\Omega \rightarrow 3 \text{ k}\Omega, \\
 R_{12} &= \frac{U_{BE\min}}{I_Q} = \frac{0,6 \text{ V}}{0,5 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega.
 \end{aligned}$$

damit verbleibt für $R_{13} = 1 \text{ k}\Omega$ (Einstellregler). Als nächstes werden die Betriebswerte der Treiberstufe (T3) ermittelt. Die maximale Verlustleistung beträgt im A-Betrieb:

$$\begin{aligned}
 P_{VTr} &= \frac{U_B}{2} \cdot I_{CTr} = \frac{50 \text{ V}}{2} \cdot 2,8 \text{ mA} \\
 &= 70 \text{ mW}.
 \end{aligned}$$

Diese Leistung kann ohne besondere Kühlmaßnahmen abgeführt werden. Bei einer Stromverstärkung von 100 ist der Basisstrom dann

$$I_{BTr} = \frac{I_{CTr}}{\beta} = \frac{2,8 \text{ mA}}{100} = 28 \mu\text{A}$$

Der Widerstand R_{10} begrenzt den bei einsetzender Überlastautomatik zusätzlich, über T6 bzw. T7 fließenden Strom auf - für den Treibertransistor T3 ungefährliche Weise.

Da durch die erforderliche Spannungsfestigkeit von T3 sein Basis-Emitter-Widerstand R_4 nicht größer als $1 \text{ k}\Omega$ werden darf, ergibt sich daraus der Kollektorstrom von T1 bzw. auch T2:

$$\begin{aligned}
 I_{CVTr} &= \frac{U_{BE}}{R_4} + I_{BTr} = \frac{0,55 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} \\
 &+ 0,028 \text{ mA} \approx 0,58 \text{ mA}.
 \end{aligned}$$

Bei diesen Kollektorströmen beträgt β etwa noch 30 (KF517). Es besteht jedoch z. B. auch die Möglichkeit, entsprechend der Spannungsfestigkeit ausgesuchte Exemplare sowjetischer Transistoren KT326B einzusetzen. Diese haben bei den relativ niedrigen Kollektorströmen noch recht hohe Stromverstärkungen von > 50 . Mit dem Emitterpotential von $U_{Em} = +6 \text{ V}$ ergibt sich R_3 dann zu:

$$R_3 = \frac{\frac{U_B}{2} - U_{Em}}{2 \cdot I_{CVTr}} = \frac{25 \text{ V} - 6 \text{ V}}{1,16 \text{ mA}} = 16,4 \text{ k}\Omega,$$

und

$$R_2 = \frac{U_{Em} - U_{BE}}{\frac{I_{CVTr}}{\beta}} = \frac{6 \text{ V} - 0,5 \text{ V}}{\frac{0,58 \text{ A}}{30}} = 28,5 \text{ k}\Omega.$$

Als nächstliegender Normwert wird für $R_3 = 16 \text{ k}\Omega$ und für $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$ gewählt. Für R_6 wird dementsprechend ein Einstellregler von $50 \text{ k}\Omega$ eingesetzt. Hiermit wird die Mittenspannung auf genau 0 V - bezogen auf den Ausgang, eingestellt.

Mit dem durch T2 transformierten Lastwiderstand R_L ergäbe sich der Eingangswiderstand des Verstärkers näherungsweise zu:

$$R_e \approx \beta \left(\frac{U_T}{I_{CVTr}} + R_E^* \right) = 30 \left(\frac{26 \text{ V}}{0,58 \text{ A}} + 30 \Omega \right) = 2,2 \text{ k}\Omega$$

Gleichfalls läßt sich auch die erforderliche Eingangsspannung für Vollaussteuerung angeben:

$$\hat{u}_{1 \max} = \frac{\hat{I}_{BTr \max}}{\beta_{VTr}} (r_e + R_E^*) \approx \frac{1,56 \text{ mA}}{30} (75 \Omega + 30 \Omega) = 5,5 \text{ mV}$$

Damit wird dann die Leerlaufverstärkung

$$V_u = \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} = \frac{22 \text{ V}}{5,5 \cdot 10^{-3}} = 4000 \triangleq 72 \text{ dB}$$

Durch Einführung der Gegenkopplung erhöht sich jedoch der Eingangswiderstand.

Gleichzeitig sinkt die Spannungsverstärkung. Mit R_1 lassen sich dann bequem Eingangswiderstände von $100 \text{ k}\Omega$ und mehr erreichen. Damit ergibt sich für eine untere Grenzfrequenz von 20 Hz

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi \cdot f_u \cdot R_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot 10^5 \Omega} \approx 57 \text{ nF}.$$

Da ein weiteres, die untere Grenzfrequenz bestimmendes RC-Glied vorhanden ist (R7/C5), wurde für C1 = 0,1µF eingesetzt. Es ist nicht zweckmäßig, C1 wesentlich größer zu wählen, da dann leicht unerwünschte Zustopfeffekte auftreten.

Die Kondensatoren C2, C6 und C7 bewirken die schon weiter oben beschriebene Kompensation des Phasen- und Frequenzgangs zur Stabilisierung des Verstärkers gegen Schwingneigung. Die Dimensionierung kann entsprechend den angegebenen Hinweisen verändert werden. Die Diode D1 sorgt in Verbindung mit C3 und R5 für eine gute Entkopplung der Vorstufe. Anderenfalls ist es leicht möglich, daß der Verstärker bei niedrigen Frequenzen schwingt.

Wenn man davon ausgeht, daß durch die Gegenkopplung die elektrischen Kennwerte des Verstärkers mindestens um den Faktor 10 verbessert werden sollen, muß ein Gegenkopplungsgrad von $a_G = 20$ dB angesetzt werden. Durch Umstellen von Gl. (33) erhält man für das Widerstandsverhältnis

$$\frac{R_7}{R_6} = k \geq \frac{a_G - 1}{V_u} = \frac{9}{4000} = 2,25 \cdot 10^{-3}$$

Mit $R_6 = 27 \text{ k}\Omega$ wird

$$\begin{aligned} R_{7\min} &= k \cdot R_6 \\ &= 2,25 \cdot 10^{-3} \cdot 27 \cdot 10^3 = 600 \text{ } \end{aligned}$$

Für R7 wurde ein 1-kΩ-Einstellregler eingesetzt. Damit ergibt sich ein maximaler Gegenkopplungsgrad

$$\begin{aligned} a_{G\max} &= 1 + \frac{R_7}{R_6} \cdot V_u \\ &= 1 + \frac{10^3 \Omega}{27 \cdot 10^3 \Omega} \cdot 4000 = 149 \triangleq 43,5 \text{ dB} \end{aligned}$$

Dieser Wert befindet sich beim kompensierten Verstärker bereits in der Nähe der kritischen Grenze. Beim nicht kompensierten Verstärker ist man schon im Gebiet instabiler Arbeitsweise (Schwingneigung). Es ist deshalb größte Vorsicht beim Betätigen des Einstellreglers R7 geboten. Beginnend von kleinen Werten wird R7 solange vergrößert, bis gewünschter Gegenkopplungsgrad erreicht ist - vorausgesetzt, der Verstärker wurde vorher nach den angegebenen Hinweisen kompensiert. C5 läßt sich leicht bestimmen ($f_u = 20\text{Hz}$):

$$\begin{aligned} C_5 &\geq \frac{1}{2\pi f_u \cdot R_7} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot 60 \Omega} \\ &= 1330 \mu\text{F} \text{ } \end{aligned}$$

Gewählt wird 1000µF. Für höhere Gegenkopplungsgrade würde natürlich schon ein geringerer Wert genügen. Für die Strombegrenzer-Transistoren T6 und T7 mußten Ge-Typen eingesetzt werden, da Si-Typen eine zu hohe Schwellspannung haben und die elektrische Schutzschaltung - kleine Aussteuerung vorausgesetzt - erst bei etwa 1,5A ansprechen würde. Die dann wirksam werdende Verlustleistung können die Transistoren bei den vorhandenen Kühlmaßnahmen kaum verkraften.

Ge-Transistoren haben eine Schwellspannung von etwa 100mV. Damit ergibt sich im Kurzschlußfall je Transistor eine maximale Verlustleistung von etwa 10W. Diese Leistung kann infolge des überdimensionierten Kühlbleches für kurze Zeit gerade noch abgeführt werden.

Zur weiteren Erhöhung der Sicherheit könnte man noch ein Thermorelais am Kühlblech anbringen, das bei einer Temperatur von 100 bis 120°C des Kühlbleches die Betriebsspannung abschaltet.

Nun zur Dimensionierung der Schutzschaltung. Die Widerstände R19, R25 und R26 begrenzen lediglich den Basisstrom für T6 bzw. T7. R16 bzw. R18 müssen so dimensioniert sein, daß bei Vollaussteuerung unter Normalbedingungen ($R_L = 40$) noch keine Begrenzung einsetzt, d. h., an der Basis von T6 bzw. T7 müssen sich die aus Laststrom und Aussteuerung abgeleiteten Ströme gerade aufheben.

Es ist also z. B.

$$\frac{2 \cdot \hat{u}_{R28}}{R_{25}} = \frac{\hat{u}_2}{R_{16}}$$

Mit $\hat{u}_{R28} = 1$ V, $R_{25} = 220$ Ω und $\hat{u}_2 = 22$ V ergibt sich:

$$\begin{aligned} R_{16} &= \frac{\hat{u}_2}{2 \cdot \hat{u}_{R28}} \cdot R_{25} \\ &= \frac{22 \text{ V}}{2 \cdot 1 \text{ V}} \cdot 220 \Omega \approx 2,4 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

R17 bewirkt eine gewisse Linearisierung der Kennlinien von D4 und D5. Außerdem wird damit erreicht, daß jeweils bei dem gerade gesperrten Komplementärtreibertransistor (dessen spannungsmäßige Belastung dann am größten ist) ein relativ geringer Basis-/Emitter-Widerstand wirksam wird. Die Dioden D2 und D3 verursachen eine Versteilerung der Begrenzercharakteristik.

Als Stromversorgung wurde eine Schaltung nach Bild 29 verwendet. Mit Gl. (35) ergibt sich dann die sekundär erforderliche Trafospannung:

$$U_{Tr} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot 50V = 55,5 V$$

Es wird ein Ruhestrom von 50 mA angenommen. Damit wird:

$$R_{Lmax} = \frac{U_B}{2 \cdot I_{Ruhe}} = \frac{50 V}{2 \cdot 0,05 A} = 500 \Omega$$

und

$$R_{Lmin} = \frac{U_B}{2 \cdot I_{max}} = \frac{50 V}{2 \cdot \frac{6,3 A}{\pi}} = 12,5 \Omega$$

So ergibt sich dann für die Drosseln

$$L_{krit} \approx \frac{R_{Lmax}}{10 \cdot f_{Br}} = \frac{500 \Omega}{10 \cdot 10^2 Hz} = 0,5 H$$

Entsprechend den Bemerkungen zu Gl. (39) wird ein Wert von 1H gewählt. Für die Kondensatoren erhält man dann:

$$C \geq \frac{0,8}{R_{Lmin} \cdot f_{Br}} = \frac{0,8}{12,5 \cdot \Omega \cdot 10^2 Hz} = 640 \mu F .$$

Eingesetzt wird der nächst höhere Normwert, also 1000 μF . Damit wird die wirksame Welligkeit der Betriebsspannung

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{80 \cdot L \cdot C \cdot f_{Br}^2} \\ &= \frac{1}{80 \cdot 1 H \cdot 10^{-3} F \cdot 10^4 Hz^2} \\ &= 1,2 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

Wie man sieht, sind trotz des relativ geringen Aufwandes erstaunlich geringe Welligkeiten, d. h. Brummanteile der Betriebsspannung, zu erreichen.

Zur erstmaligen Inbetriebnahme von eisenlosen Transistorverstärkern erweist sich das „Hochfahren“ mittels eines Regeltrafos als sehr günstig. Dabei kann ständig der Ruhestrom in beiden Zweigen kontrolliert und evtl. ein Fehler noch beizeiten erkannt werden. Im übrigen sind die angegebenen Hinweise zur Einstellung des Verstärkers zu beachten [18].

Literatur

- [1] Winkler, C.: Über den Aufbau von Hi-Fi-Verstärkern. radio fernsehen elektronik 21 (1972), H. 2, S. 67 u. 68
- [2] Ahnert, B.: Stereo-Verstärker für 2 X 50 W Ausgangsleistung, radio fernsehen elektronik 20 (1971), H. 21, S. 688 ... 694
- [31] Kowalski, H. J.: Hochwertiger 25-W-Stereoverstärker, FUNKAMATEUR 20 (1971), H. 3, S. 138-143
- [4] Kästner, G.: Ein 15- bzw. 35-W-Endverstärker für den Musikamateurl. FUNKAMATEUR 20 (1970), H. 11, S. 542 . . . 543
- [5] Besurjannis, W.: NF-Verstärker mit pnp-Transistoren, radio fernsehen elektronik 19 (1970), H. 5, S. 167-17; Hb, S. 183 u. 184
- [6] Schröder: Elektrische Nachrichtentechnik, Bd. 2., Verlag für Radio-Foto-Kino-Technik GmbH, Berlin-Borsigwalde
- [7] Transistorkompendium Teil III: NF-Verstärker (Valvo Firmen-Druckschrift)
- [8] -, RADIO-ELEKTRONIK-SCHAU 47 (1971), H. 4, S. 207 ... 210
- [9] Tietze, Schenk: Transistorschaltungstechnik, Springer-Verlag
- [10] Hibler, W.: NF-Leistungsverstärker mit Si-Transistoren ... Funktechnik 23 (1968), H. 1, S. 19 u. 20; H. 2, S. 54 . . . 56, H. 3, S. 91 u. 92
- [11] Lauffer, G.: Die Verlustleistung in Endverstärkern bei variabler komplexer Last, radio fernsehen elektronik 18 (1969), H. 15, S. 488
- [12] 25-W-Verstärker, Amaterske Radio 17 (1968), H. 2, S. 63
- [13] Hauenstein, A.: Eisenlose NF-Verstärker mit Transistoren. FUNKSCHAU 41 (1969), H. 20, S. 719
- [14] Elektronische Sicherung, Internationale Elektronische Rundschau 20 (1966), H. 11, S. 628
- [15] 45/65-W-Hi-Fi-Verstärker vom „3120 hifi“-Steuergerät (Wega), Funktechnik 26 (1971), H. 17, S. 658
- [16] Gleichrichterschaltungen (Valvo-Firmendruckschrift)
- [17] Rohländer, W.: Verstärker mit Schaltern, FUNKAMATEUR 18 (1969), H. 2, S. 71
- [18] Ing. Schiller, D.: Dimensionierung von Transistor-Stereo-Verstärkern, FUNKAMATEUR 21 (1972), H. 6, S. 274; H. 7, S. 329; H. 8, S. 383; H. 9, S. 444

© Copyright Peter Salomon, Berlin – rescript aus funkamateurl 1973/H11, H12, 1974/H1, bearbeitet 2014

Die vorliegende Publikation ist urheberrechtlich geschützt. Alle Rechte, Irrtum und Änderungen vorbehalten. Eine auch auszugsweise Vervielfältigung bedarf in jedem Fall der Genehmigung des Herausgebers.

Die hier wiedergegebenen Informationen, Dokumente, Schaltungen, Verfahren und Programmmaterialien wurden sorgfältig erarbeitet, sind jedoch ohne Rücksicht auf die Patentlage zu sehen, sowie mit keinerlei Verpflichtungen, noch juristischer Verantwortung oder Garantie in irgendeiner Art verbunden. Folglich ist jegliche Haftung ausgeschlossen, die in irgendeiner Art aus der Benutzung dieses Materials oder Teilen davon entstehen könnte.

Für Mitteilung eventueller Fehler ist der Autor jederzeit dankbar.

Es wird darauf hingewiesen, dass die erwähnten Firmen- und Markennamen, sowie Produktbezeichnungen in der Regel gesetzlichem Schutz unterliegen.