

RADIO UND FERNSEHEN befaßte sich bereits im Heft 14 (1956) S. 413 „CQ, DHZ und VEB, bitte kommen!“ und unter „Unserer Leser schreiben“ im Heft 6 (1957) mit den Schwierigkeiten der Amateure und Bastler bei der Beschaffung von Einzelteilen für ihre Selbstbaugeräte. Aus unserem Leserkreis kam nun der Vorschlag, diese Schwierigkeiten durch die Einrichtung eines zentralen Versandgeschäftes für Bastlerbedarf zu beseitigen, das die Möglichkeit hat, ein ausreichend sortiertes Lager zu unterhalten. Wir griffen diesen guten Gedanken auf und suchten einen Organisator für dieses Unternehmen. Der Leiter der Hauptverwaltung RFT, Kollege Schmidt, bestätigte uns anlässlich einer Pressekonferenz auf unsere diesbezügliche Frage die Notwendigkeit und die Vorteile eines derartigen Versandhauses, er sagte auch seine Unterstützung bei der Bereitstellung von Material zu, die Organisation aber, so meinte er, müßte Sache des Ministeriums für Handel und Versorgung sein, da es hier um Handelsfragen ginge. Viel Verständnis für die Sorgen der Bastler und Amateure fanden wir bei der Zentralen Leitung der DHZ Elektrotechnik. Die DHZ hat in bezug auf Bastlerbedarf schon oft über ihren Aufgabenbereich hinaus geholfen. Aber gerade weil die Belieferung von Einzelverbrauchern über ihre Zuständigkeit als hauptsächlicher Lieferant für die Industrie hinausgeht, kann die DHZ das Versandgeschäft nicht übernehmen. Ein neuer Vorschlag kam vom Kollegen Mühle vom Ministerium für Handel und Versorgung, Hauptabteilung Einzelhandel. Er sah die günstigste Lösung darin, den Industrieläden für Rundfunk und Fernsehen eine Abteilung für Bastlerbedarf mit einem Versandgeschäft anzugliedern. Inwieweit sich diese Möglichkeit realisieren läßt oder ob ein zentrales Versandgeschäft eingerichtet wird und von wem, darüber soll in nächster Zeit zwischen dem Ministerium für Handel und Versorgung, der HV RFT, der DHZ und RADIO UND FERNSEHEN beraten werden. Über die Ergebnisse dieser Besprechungen werden wir zu gegebener Zeit berichten. Die Redaktion

G. HERRMANN und H. SACHS

Der Gegenparallel-Verstärker

Mit der ständig wachsenden Verbreitung des UKW-Rundfunks und der fortschreitenden Vervollkommnung der Fonetik gewann die Forderung nach einer wirklichkeitsnahen Wiedergabe von Sprache und Musik durch Rundfunkempfänger und Verstärkeranlagen immer mehr an Bedeutung. Viel Mühe wurde in den letzten Jahren aufgewandt, um neue und noch verzerrungsärmere Verstärker zu entwickeln. Die Hauptbedingungen, die heute ein Verstärker erfüllen muß, um den gesteigerten Qualitätsanforderungen gerecht zu werden, sind die Übertragung eines Frequenzbandes von etwa 40 Hz bis 15 kHz \pm 1 db sowie ein Klirrfaktor von < 1% bei Vollaussteuerung. Außerdem soll er eine ausreichende Ausgangsleistung besitzen, damit auch bei Aussteuerungsspitzen eine unverzerrte Wiedergabe gewährleistet ist. Weiterhin werden Brummfreiheit und ein hoher Störspannungsabstand gefordert.

Mit den heute zur Verfügung stehenden Röhren ist es relativ einfach, eine geforderte Verstärkung über den gesamten Tonfrequenzbereich zu erhalten. Mittels frequenzbestimmender Anordnungen kann jede gewünschte Anhebung bzw. Absenkung bestimmter Frequenzbereiche vorgenommen werden. Schwierig wird es, wenn die Tonspannung mittels Übertrager an Lautsprecher abgegeben werden soll.

Als klassische Schaltung zur Übertragung größerer Leistungen kann die Gegentaktschaltung (meist für A/B-Betrieb ausgelegt) angesehen werden. Die mit dieser Schaltung zu erreichende Verzerrungsfreiheit und Stabilität über ein breites Frequenzband ist hauptsächlich von der Güte des verwendeten Ausgangsübertragers abhängig. Diesem Bauteil muß um so höhere Beachtung geschenkt werden, je mehr ein Verstärker zur Erzielung guter Eigenschaften gegengekoppelt ist. Vor

allem nach höheren Frequenzen zu kann die Gegenkopplung durch unerwünschte Phasendrehungen leicht zur Mitkopplung werden und damit zu Unstabilitäten führen. Teilweise geht die Industrie bei der Bemessung der Endstufen von Verstärkern so weit, daß beim Wechsel von einer Ausgangsimpedanz auf eine andere (z. B. von 8 auf 15 Ω) die Bauelemente im Gegenkopplungskanal umgeschaltet werden. Ursache für die Unstabilität bei höheren Frequenzen und die Zunahme der Verzerrungen bei größeren Aussteuerungen ist die Streuinduktivität des Ausgangsübertragers. Um diese herabzusetzen werden in Qualitätsverstärkern Übertrager verwendet, deren Primär- und Sekundärwicklungen in mehrere Kamern oder Schichten aufgeteilt sind¹⁾. Die Herstellungskosten für dieses Bauteil sind recht hoch. Es verteuert also ein Gerät und ist trotzdem nicht völlig verzerrungs- und verlustfrei.

Eine Verbesserung in bezug auf die Übertragungseigenschaften der klassischen Gegentaktschaltung, insbesondere niedrigen Innenwiderstand (in Annäherung an die früher verwendete Gegentaktschaltung mit Trioden) scheint die sog. Ultralinear-schaltung zu bringen. In der Fachliteratur finden sich hierzu keine übereinstimmenden Ansichten. Eines jedenfalls haben diese Schaltungen gemeinsam: ihr schwächstes bzw. kritischstes Glied ist der Ausgangsübertrager. Die Entwicklung führte zwangsläufig zu Schaltungen, die entweder ganz auf einen Ausgangsübertrager verzichten oder aber ohne Nachteile die Verwendung einer einfachen Ausführung gestatten.

Das Prinzip einer derartigen Schaltung zeigt Bild 1. Wird eine der Röhren umgepolt und werden gleichzeitig Betriebsspannungen und Lautsprecher miteinander vertauscht, so erhält man wieder die klassische Gegentaktschaltung

(Bild 2). Hier sind die Röhren gleichspannungsmäßig parallel- und wechsellspannungsmäßig hintereinander geschaltet. Bei der im Bild 1 dargestellten Schaltung ist es umgekehrt. Die Röhren liegen

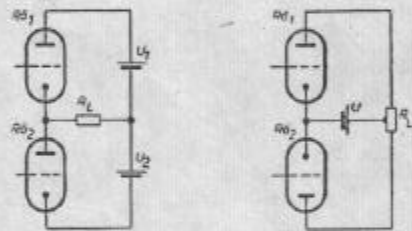


Bild 1 (links): Beispiel einer Gegentaktschaltung, die die Verwendung eines einfachen Ausgangsübertragers gestattet

Bild 2: Prinzip der klassischen Gegentaktschaltung

gleichspannungsmäßig in Reihe und wechsellspannungsmäßig parallel. Damit sinkt der Anpassungswiderstand einer Endstufe in dieser Schaltung auf $1/4$ des Wertes der normalen Gegentaktschaltung.

Bei dieser gilt $R_{in} = \frac{2 \cdot U_a}{I_a}$. Bei der Schaltung nach Bild 1 ist dann $R_{in} = \frac{U_a}{2 \cdot I_a}$.

Bei der sog. „eisenlosen“ Endstufe erhält man bei geeigneter Wahl der Endröhren Ausgangswiderstände von etwa 800 Ω . Hierbei liegt der Lautsprecher ohne Zwischenschaltung eines Übertragers zwischen dem Verbindungspunkt der beiden Röhren und der Kathode von Röhre 2 (Bild 3). Eine galvanische Trennung zwischen Röhren und Lautsprecher erreicht man durch einen Kondensator.

¹⁾ Hierzu siehe auch auf S. 542 dieses Heftes den Beitrag von R. Richter „Streuarme Wicklung für Ausgangstrafo“.

Der Nachteil der in den Bildern 1 und 3 dargestellten Endstufen liegt in der zum Betrieb erforderlichen hohen Batteriespannung. Wird mit Gleichspannungen üblicher Höhe gearbeitet, wie dies z. T. bei der „eisenlosen“ Endstufe geschieht, werden die Röhren nicht ausgenutzt und damit Leistung verschenkt. Hinzu kommt, daß bei der letztgenannten Schaltung ein Speziallautsprecher mit einer Impedanz

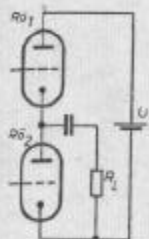


Bild 3: Prinzip der „eisenlosen“ Gegentaktendstufe

von etwa 800 Ω vorhanden sein muß. Da die Möglichkeit der wahlweisen Anschaltung von Lautsprechern verschiedener Impedanz nicht gegeben ist, scheidet diese Schaltung für Verstärkeranlagen aus.

Das Gegenparallel-Prinzip

Die Nachteile der angeführten Verstärker vermeidet eine von dem Finnen T. M. Köykkä, Helsinki, erfundene Schaltung. Das Prinzip ist im Bild 4 dargestellt. Man erhält diese Anordnung, indem im Bild 1 R_{02} und U_2 umgepolt und gegeneinander vertauscht werden. Wie aus Bild 4 ersichtlich ist, liegen auch bei dieser Schaltung die beiden Endröhren gleichspannungsmäßig in Reihe und für die Wechselspannung parallel. Beide Röhren geben ihre Wechselstromleistung an R_L ab, ohne daß hierfür ein Gegentaktübertrager erforderlich ist. Da hier ebenfalls der Anpassungswiderstand R_L nur $1/4$ des Widerstandes der normalen Gegentaktschaltung beträgt und R_L außerdem gleichspannungsfrei betrieben wird, ergeben sich für die Anpassung außerordentlich günstige Verhältnisse.

Will man diese Stufe nicht wie die „eisenlose“ Endstufe direkt auf Lautsprecher arbeiten lassen, so wird der erforderliche Übertrager durch das Vorhandensein nur einer Primärwicklung einfach und billig. Daraus resultieren eine weitere Verein-

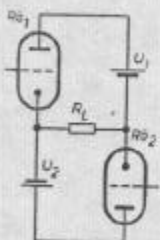


Bild 4: Prinzip der von T. M. Köykkä entwickelten Gegenparallelschaltung

fachung im Aufbau sowie eine Verbesserung seines Wirkungsgrades. Von Vorteil ist weiter, daß durch die Eigenart dieser Schaltung keine Verzerrungen durch Streuinduktivitäten hervorgerufen werden können.

Nachteilig erscheint die Notwendigkeit zweier getrennter Netzteile. Da der Aufwand für beide aber nicht größer ist

als für ein Zweiweggleichrichterteil, kann kaum von einem wirklichen Nachteil gesprochen werden. Allerdings werden zwei getrennte Gleichrichterstrecken benötigt; dafür wird aber die sonst notwendige Siebdrossel eingespart.

Die Schaltung

Bild 5 zeigt das Gesamtschaltbild eines Gegenparallel-Verstärkers, der entsprechend Bild 4 von den Verfassern aufgebaut und erprobt wurde. Während das Prinzipschaltbild in seiner Wirkungsweise relativ einfach zu verstehen ist, weist die ausgeführte Schaltung einige Besonderheiten auf. Wie aus Bild 5 zu ersehen ist, hat keines der beiden verwendeten Netzteile direkte Verbindung mit dem Chassis. Das bedeutet, daß die Gleichspannungsquellen, im Gegensatz zu der üblichen Schaltungsweise, Tonspannung führen. Das wirkt sich jedoch nicht nachteilig aus. Der Versuchsaufbau hat gezeigt, daß die Schaltung sehr brummempfindlich ist. Das gilt sowohl in bezug auf die Anordnung der Bauteile als auch für die Anodenstromversorgung

in der Endstufe auch bei Vollaussteuerung nur äußerst geringe Verzerrungen. Der Bedarf an Steuerspannung für die Endröhren ist durch die Schaltung bedingt so hoch, daß sie durch eine normale Phasenumkehrschaltung nicht aufgebracht werden kann. In der ausgeführten Schaltung nach Bild 5 liegen deshalb die Außenwiderstände R_{10} und R_{14} von R_{02} wechsellspannungsmäßig an der Katode der Endröhre, die von dem betreffenden System angesteuert wird. Es entsteht so eine Mitkopplung, durch welche die pro Endröhre erforderliche Höhe der Eingangswchsellspannung erreicht wird. So voreingenommen man normalerweise gegenüber einer Mitkopplung in NF-Verstärkern sein mag, der Versuch hat gezeigt, daß die angegebene Schaltung unkritisch ist und völlig stabil arbeitet.

In der Phasenumkehrstufe wird eine Schaltung benutzt, die man in letzter Zeit häufig in Qualitätsverstärkern antrifft. Verwendet wird eine Doppeltriode, deren System I die Tonspannung am Steuergitter zugeführt wird. Das System II arbeitet in Gitterbasisschaltung, wobei die

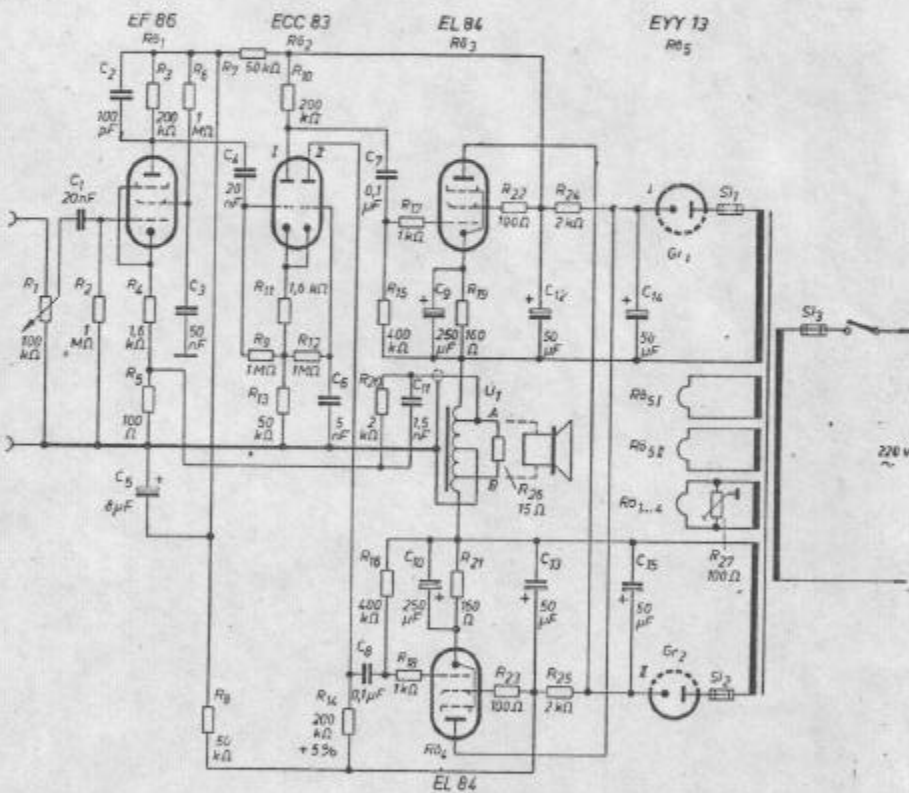


Bild 5: Schaltbild des Gegenparallel-Verstärkers (die Anschlüsse von C_3 sind umzupolen)

durch die Einweggleichrichter. Voraussetzung ist natürlich die richtige Polung der Anodenstromwicklungen des Netztransformators.

Die Endröhren R_{03} und R_{04} werden je aus einem eigenen Gleichrichterteil Gr_2 bzw. Gr_1 versorgt. Der Ausgangsübertrager U_1 , der als Sparübertrager ausgeführt ist, liegt zwischen den Katoden von R_{03} und R_{04} . Durch die geerdete Mittelanzapfung sind die beiden Endröhren mit der halben Ausgangsspannung gegengekoppelt. Infolge dieser starken Rückkopplung entstehen

Steuerung durch den Kathodenstrom des Systems I erfolgt. Um symmetrische Ausgangsspannungen zu erhalten, ist es erforderlich, den Außenwiderstand des Systems II um 5% größer als den des Systems I zu wählen.

Der Kondensator C_6 am Steuergitter der Gitterbasisschaltung ist so bemessen, daß eine Schwächung für extrem tiefe Frequenzen erfolgt. Wird auf diese Gegenkopplung durch die Verwendung eines größeren Kondensators verzichtet, so kann der Verstärker unter Umständen mit einer Fre-

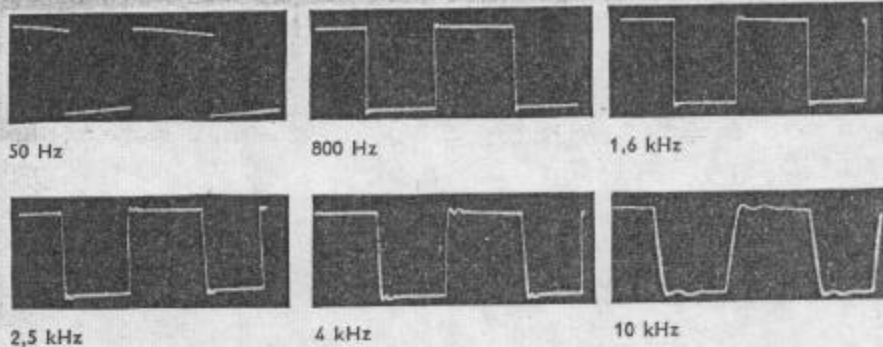


Bild 6: Oszillogramme der Ausgangsspannung des Gegenparallel-Verstärkers bei verschiedenen Folgefrequenzen

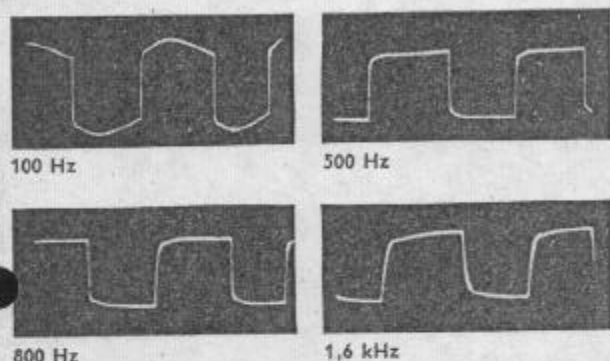


Bild 7: Oszillogramme der Ausgangsspannung eines 25-W-Normverstärkers bei verschiedenen Folgefrequenzen

quenz unterhalb des Hörbereiches schwingen. Daß C_6 mit einer Kapazität von 5 nF nicht zu klein gewählt wurde, zeigt die weiter unten angeführte Messung des Frequenzganges und die Prüfung des Verstärkers mittels Rechteckimpulsen. Als erste Röhre wird eine kling- und brummarme Pentode EF 86 verwendet. Sie ist durch den Katodenwiderstand stromgegekoppelt. Am Widerstand R_2 wird über die Kombination R_{20}, C_{11} eine Gegenkopplungsspannung eingespeist, die an einem Abgriff des Ausgangsübertragers abgenommen wird.

Messungen am Verstärker

Um einen guten Überblick über die Eigenschaften des Gegenparallel-Verstärkers in der aufgebauten Schaltung zu bekommen, wurde eine Prüfung mit Rechteckschwingungen durchgeführt. Mit Hilfe dieser Methode ist es relativ einfach, das Verhalten eines Vierpols in bezug auf Frequenz- und Phasengang sowie auf Einschwingvorgänge zu beurteilen. Allgemein rechnet man, daß bei der formgetreuen Übertragung eines Rechtecksignals mit dem Impulsverhältnis 1:1 der Durchlaßbereich von einem Zehntel bis zum 10-fachen Wert der Rechteckfolgefrequenz reicht. Das bedeutet, daß z. B. ein Verstärker ein Frequenzband von 100 Hz bis 10 kHz überträgt, wenn ihn eine Rechteckschwingung mit der Folgefrequenz von 1 kHz ohne sichtbare Verformungen durchlaufen kann. Die Grenzfrequenzen gelten als erreicht, wenn das Rechtecksignal am Ausgang eine Dachschräge von etwa 5% aufweist, bzw. sich eine Abrundung der Anstiegsflanke zeigt.

Bild 6 zeigt die Oszillogramme der Ausgangsspannung des beschriebenen Ver-

stärkers bei den angegebenen Folgefrequenzen. Die Rechteckschwingungen sind dem Steuergitter von R_{51} zugeführt worden. Die Ausgangsspannung wurde an den Anschlüssen A und B des Ausgangsübertragers abgenommen und symmetrisch den Platten eines Oszillografen zugeführt. U_1 war, wie im Schaltbild (Bild 5) angegeben, mit einem ohmschen Widerstand von 15 Ω abgeschlossen.

Die Auswertung der Abbildungen ergibt entsprechend dem oben angeführten, daß der erprobte Gegenparallelverstärker die Schwingungen des gesamten Tonfrequenzbereiches einwandfrei verstärkt. Vergleichsweise zeigt Bild 7 Oszillogramme eines 25-W-Normverstärkers, der lt. Datenblatt einen Übertragungsbereich von 50 Hz bis 8 kHz ± 2 db hat. Höhen- und Tiefenregler standen während der Messung auf den markierten Stellen für geradlinigen Frequenzverlauf.

NORBERT NITSCHKE

Stromversorgung eines Antennenverstärkers über UKW-Kabel

Über die Vorteile, die der Antennenverstärker besonders in Großstädten bietet, ist schon viel diskutiert worden. Eine wesentliche Verbesserung des Antennenverstärkers kann mit der speziell für Verstärker in Kaskodeschaltung entwickelten ECC 84 erreicht werden. Stellt man den Antennenverstärker in der Nähe des Empfängers auf, so muß man die Verluste, die sich durch eine lange Zuleitung zwischen Antenne und Antennenverstärker ergeben

Weitere Messungen am Gegenparallel-Verstärker ergaben:

Frequenzgang:

30 Hz ... 20 kHz $\pm 0,2$ db
(bezogen auf 1 kHz)

Klirrfaktor bei 800 Hz:

< 0,5% bei Vollaussteuerung

Ausgangsleistung:

12,5 W

(15 W, Klirrfaktor hierbei 1,5%)

Eingangsempfindlichkeit:

< 350 mV_{eff} bei $N_s = 12,5$ W

Die Meßergebnisse zeigen, daß der Gegenparallelverstärker den Anforderungen der modernen Übertragungstechnik gerecht wird. Des weiteren ist damit bewiesen, daß dieses Prinzip die Verwendung eines einfachen und somit billigen Ausgangsübertragers gestattet, wobei dennoch die Übertragungsqualität hohen Ansprüchen genügt. Durch eine vorgeschaltete Entzerranordnung läßt sich der beschriebene Verstärker zu einem hochwertigen Wiedergabegerät ausbauen, mit dem viele Übertragungsprobleme gelöst werden können.

Literatur

- Hans-Peter Hempel: Bemerkungen zur Berechnung von NF-Verstärkern, RADIO UND FERNSEHEN, Nr. 15 (1956) S. 457 bis 459.
 Horst Steube: Endverstärker mit Schirmgittergegenkopplung, RADIO UND FERNSEHEN, Nr. 20 (1955) S. 327 bis 328.
 Kammerloher: Hochfrequenztechnik Teil II, Band 3, Leipzig, Aufl. 1953.
 A. Peterson, D. B. Sinclair: A single-ended Push-Pull Amplifier, Proc. of the IRE, Band 40, Nr. 1 (1952) S. 7 bis 11.
 Chai Yeh: Analysis of a single-ended Push-Pull Audio Amplifier, Proc. of the IRE, Band 41, Nr. 6 (1953) S. 743 bis 747.
 R. Auerbach: Die „eisenlose“ Endstufe, Funk-schau Nr. 13 (1955) S. 269.
 W. Aschermann: Transformatorlose Gegentakt-schaltung, Funk-Technik Nr. 9 (1950) S. 240 bis 244.
 M. Köykkä: Verstärker mit einfachem Ausgangsübertrager, Funk-Technik Nr. 7 (1953) S. 220.
 L. Ratheser: Hi-Fi-Qualitätsverstärker, Funk-schau Nr. 3 (1956) S. 51 bis 52.
 Der Gegenparallel-Verstärker, Funkschau Nr. 14 (1956) S. 585 bis 586.
 Fritz Kühne: 20-Watt-Hi-Fi-Verstärker PPP 20, Funkschau Nr. 2 (1957) S. 39 bis 42.
 Der PPP-Verstärker, Radio-Magazin, Nr. 4 (1955) S. 99 bis 100.
 Schlegel-Nowak: Impulstechnik, Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover 1955.
 15-Watt-Hi-Fi-Verstärker, Funk-Technik Nr. 6 (1956) S. 168 bis 170.
 Prüfung mit Rechteckwellen, Funkschau Nr. 9 (1956) S. 370 bis 372.
 J. Czech: Der Elektronenstrahl-Oszillograf, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1955.

in Kauf nehmen. Bringt man nun den Antennenverstärker direkt an der Antenne an, so ergibt sich eine bedeutende Verbesserung. Das läßt sich sehr leicht einsehen: Ein durch die Antennenzuleitung geschwächtes Signal, das im Rauschen untergeht, wird durch einen Antennenverstärker nicht bedeutend aus dem Rauschen herausgehoben. Verstärkt man jedoch das Signal sofort hinter der Antenne und leitet es über das UKW-Kabel

erzielt ist, kann ein Saugkreis, bestehend aus einem Luftkondensator und ein paar Kupferwindungen, Abhilfe schaffen. Der Luftkondensator kann aus einer parallel geführten Leitung bestehen. Diese Maßnahme kann aber nur getroffen werden, wenn nur noch eine einzige UKW-Störwelle vorhanden ist. Dabei ist die Stelle, an der die Ankopplung erfolgen soll, sehr sorgfältig auszuwählen, um keine Störung der Betriebswelle zu veranlassen. Stets wird es besser sein, die Dämpfung der Störwelle dadurch zu erreichen, daß in ihren Schwingkreis ein Absorptionswiderstand eingefügt wird, der jedoch vom Betriebsstrom nach Möglichkeit nicht durchflossen werden soll. Bei einer Störwelle, welche nur auf einer bestimmten Frequenz auftritt, kann eventuell auch von der Katodenneutralisation für diese Störwelle Gebrauch gemacht werden, wobei in die Katoden- bzw. Heizleitungen Drosseln von der Größe einzubauen sind, daß ihr gesamter induktiver Widerstand

$$X_k = \frac{c_{g/k} \cdot c_{g/k}}{c_{u/k} + c_{w/k} + c_{g/k}} \quad (10)$$

wird. Diese Formel resultiert aus der Überlegung, daß die Kopplung zwischen steuernder und gesteuerter Stufe dann verschwindet, wenn der kapazitive Sternwiderstand X_k gleich dem induktiven Widerstand der Drosseln X_k ge-

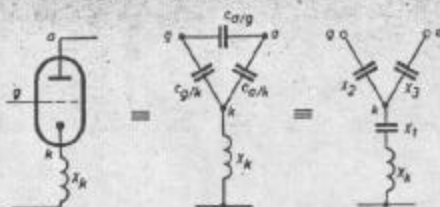


Bild 22: Katodenneutralisation

macht wird (Bild 22). Verwendet man in den Stufen Mehrgitterröhren, dann muß man auch hier feststellen, welche Bauelemente an der Störwellenerzeugung beteiligt sind. Da diese Stufen meist nicht neutralisiert werden, können besonders UKW-Schwingungen auftreten, für welche die Schirmgitterzuleitungen mit ihrer Induktivität verantwortlich sind. Die Beseitigung dieser Schwingungen kann sich also darauf beschränken, das Schirmgitter über breite Bänder geringer Induktivität über den Schirmgitterblock an Masse zu legen. Das gleiche gilt für das Bremsgitter, wenn diesem z. B. bei Bremsgittermodulation eine eigene Spannung zugeführt wird. Bei Stufen geringer Leistung hilft auch eine Bedämpfung der Gitterleitung durch einen

kleinen Widerstand ohne Spule, der dann allerdings etwas Leistung verbraucht. Schwingungen, welche durch fallende Kennlinien z. B. des Anoden- oder Gitterstromes auftreten können, sind zu beseitigen, wenn man den äquivalenten Schwingkreiswiderstand verringert.

$$R_a \text{ bzw. } R_g = \frac{L}{C \cdot r} \quad (11)$$

Das kann durch Verkleinern der Selbstinduktion der Spule L, durch Vergrößern des Kondensators C oder des Serienwiderstandes r geschehen. Selbstverständlich erreicht ein zu dem Schwingkreis parallel geschalteter Widerstand R das gleiche.

Zusammenfassend kann also gesagt werden, daß ein Teil der Störwelleneigung bereits bei der Dimensionierung der Stufen erfaßt werden kann. Ein anderer Teil ist durch gute konstruktive Durchbildung der Stufen zu beseitigen. Führt man alle Masseverbindungen auf dem kürzesten Wege zum Massepunkt, schließt man die Bauelemente ohne lange Umwege an, dann ist eine gewisse Sicherheit gegen Störwellen gegeben. Trotzdem bleibt der Initiative des Ingenieurs noch ein weites Betätigungsfeld, denn trotz aller aufgewandter Sorgfalt entstehen bei Neuentwicklungen immer wieder Störwellen in den Senderstufen.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von
HANS SUTANER

Lösung zur Aufgabe 11:

Die Zahlenfaktoren in den angegebenen Formeln wurden der einfachen Rechnung halber dem „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“ von Meinke/Gundlach entnommen.

$$a) V_0 \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{S}{2\pi B \cdot 2C} \cdot 2,46$$

$$= \frac{6 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}}{6,28 \cdot 200 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1} \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \text{ As/V}} = 58,7$$

$$b) \text{Bandbreite } B = \frac{f_0}{Q} \cdot 2,44, \text{ daraus } Q = \frac{f_0}{B} \cdot 2,44$$

$$= \frac{10,7 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}}{200 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1}} \cdot 2,44 = 131$$

$$\text{Verstimmung } y = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = 0,176$$

$$\text{Normierte Verstimmung } \Omega = y \cdot Q$$

$$= 0,176 \cdot 131 = 23$$

$$\text{Trennschärfe } \sigma = \frac{V_{\min}}{V_{\max}} = \frac{3,96}{\sqrt{(4,96 - \Omega^2)^2 + 4 \cdot \Omega^2}^{1/2}}$$

$$= \frac{3,96}{\sqrt{(4,96 - 23^2)^2 + 4 \cdot 23^2}} = \frac{3,96}{526} = \frac{1}{133}$$

$$c) \text{Kopplung } K_{12} = k_{12} \cdot Q = 1,99;$$

$$\text{Kopplungsfaktor } k_{12} = \frac{1,99}{Q} = \frac{1,99}{131} = 1,52\%$$

Da $d = \frac{1}{Q} = \frac{1}{131} = 0,00765 = 0,765\%$, ist die angenommene Grunddämpfung $d_K = 1\%$ zu groß. Um das Filter realisieren zu können, müssen die Kreise auf eine Grunddämpfung $d_K = 0,765\%$ gebracht werden. Parallelwiderstände entfallen.

Die Induktivität jedes Kreises beträgt:

$$L = \frac{25400}{f_0^2 \text{ MHz} \cdot C \text{ pF}} = \frac{254}{114,49} = 2,2 \mu\text{H}$$

d) Der Verstärkungsgewinn gegenüber einer Stufe mit Einzelkreis ist

$$g = 2,46.$$

[Zahlenfaktor der zur Lösung a) verwendeten Formel]

e) Die Eingangsimpedanz des Filters ergibt sich zu

$$|Z_e|_{\Omega=0} = \frac{Q}{\omega_0 C \cdot 4,96}$$

$$= \frac{131}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \cdot 100 \cdot 10^{-12} \text{ s} / \Omega \cdot 4,96}$$

$$= \frac{1310}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 4,96} \text{ k}\Omega = 3,96 \text{ k}\Omega$$

$$U_1 = S \cdot U_{g1} \cdot |Z_e|_{\Omega=0}$$

$$= 6 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \cdot 0,1 \text{ V} \cdot 3960 \text{ V/A} \approx 2,4 \text{ V}$$

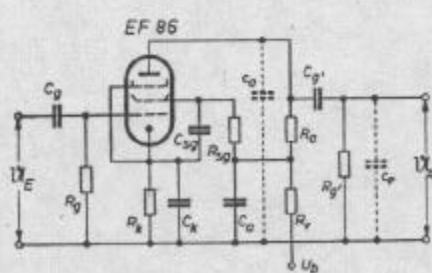
f) Bei $\frac{V_{\max}}{V_{\min}} = 1:0,8$ ist die Phasendifferenz

$$|\Delta\varphi| = \left| \arctan \infty - \arctan \frac{4,96 - \Omega^2}{2 \cdot \Omega} \right|$$

$$= \left| \arctan \infty - \arctan \frac{4,96 - 23^2}{2 \cdot 23} \right| = 175^\circ$$

Aufgabe 12:

Die Röhre EF 86 soll in einer Verstärkerstufe mit RC-Kopplung zur folgenden Röhre in untenstehender Schaltung in einem Verstärker betrieben werden.



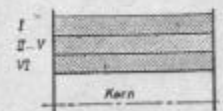
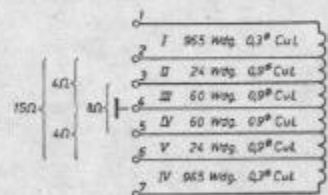
Die Widerstände und Kondensatoren besitzen folgende Werte:

$R_g = R_g' = 1 \text{ M}\Omega$, $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_{a2} = 1 \text{ M}\Omega$, $R_a = 200 \text{ k}\Omega$, $R_v = 20 \text{ k}\Omega$, $C_g = C_g' = 10 \text{ nF}$, $C_k = 100 \mu\text{F}$, $C_{a2} = 1 \mu\text{F}$, $C_a = 4 \mu\text{F}$, $U_b = 250 \text{ V}$, $R_l = 2,5 \text{ M}\Omega$. Die Verstärkung der Stufe ist $v \approx 170$.

- Es sind überschlägig zu berechnen (30% Spannungsabfall ist zugelassen)
 - die untere Grenzfrequenz f_u ,
 - die obere Grenzfrequenz f_o .
- Besitzt der Katodenüberbrückungskondensator C_k einen ausreichenden Kapazitätswert bzw. welcher Kapazitätswert würde bereits genügen?

Der Gegenparallel-Verstärker

In RADIO UND FERNSEHEN Nr. 17 (1957) brachten wir den Beitrag „Der Gegenparallel-Verstärker“ von E. Herrmann und H. Sachs. Auf Grund der vielen Leserfragen über die Dimensionierung des Ausgangsübertragers wandten wir uns an die Autoren und können nunmehr nähere Angaben veröffentlichen.



Für den Ausgangsübertrager Ü 1 wird ein Kern M 85, Dynamoblech IV, Blechstärke 0,35 mm, ohne Luftspalt, verwendet. Hierbei ist zu beachten, daß die Bleche wechselseitig gestopft werden.

Die Windungszahlen sowie die zugehörigen Drahtstärken und das Wickelschema zeigen die obenstehenden Skizzen.

Die Anschlüsse 1 und 7 entsprechen den Anschlüssen A und B im Bild 5. Die übrigen Anschlüsse sind aus den Skizzen zu entnehmen.