

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



4 | 1962 +

2. FEBRUARHEFT

mit Elektronik-Ingenieur



2. FEBRUARHEFT 1962

Aufhebung der Preisbindung für Fernsehempfänger des Baujahres 1961/62

Über eine eventuelle Aufhebung der Preisbindung für Fernsehempfänger fanden in den letzten Wochen zahlreiche Besprechungen zwischen Vertretern der Industrie, des Groß- und Einzelhandels und des Bundeskartellamtes statt. Am 28. 1. 1962 gab das Bundeskartellamt eine kurze Verlautbarung heraus. Danach werden die Hersteller die Preisbindung für alle Fernsehgeräte des Baujahres 1961/62 umgehend fristgemäß kündigen. Hiervon sind nur einige Spezialtypen ausgenommen, deren Fertigung weiterläuft. In Herstellerkreisen besteht die Absicht, die Geräte des Baujahres 1962/63 neu zur Preisbindung mit marktgerechten Preisen und normalisierter Handelsspanne anzumelden.

Fachtagung „Transistoren bei großer Aussteuerung“

Der NTG-Fachausschuß 3 „Halbleiter“ veranstaltet in Aachen vom 10.-13. 4. 1962 in Zusammenarbeit mit dem VDE Bezirk Aachen eine Fachtagung „Transistoren bei großer Aussteuerung“. Das Programm enthält unter anderem 12 Fachvorträge. Nähere Auskünfte: Geschäftsstelle VDE Bezirk Aachen, Lagerhausstr. 23/27.

Neue Satelliten-Bodenfunkstationen

Das britische Postministerium begann mit dem Bau einer Bodenfunkstation in Cornwall in Südwestengland, die für Versuche mit einem Satelliten-Nachrichtensystem eingesetzt werden soll. Sie soll zum Empfang und zur Übermittlung von telephonischen

telegraphischen und Fernsehsignalen über den Atlantik dienen. Die Signale werden über Satelliten geleitet, die die amerikanische Raumfahrtbehörde im Jahre 1962 starten wird. Die neue Station enthält modernste Funktionseinrichtungen. Hierzu gehört eine schwenkbare Antenne von 25 m Durchmesser, die man automatisch mit großer Genauigkeit auf die Richtung des Satelliten einstellen kann. Die Deutsche Bundespost wird zusammen mit der deutschen Fernmeldeindustrie eine Satelliten-Bodenstation in Raisting (etwa 60 km südwestlich von München) errichten. Der nachrichtentechnische Teil der Anlage wird voraussichtlich von der Siemens & Halske AG und der Telefonen GmbH erstellt werden, während die MAN die Stahlbauaufgaben durchführt.

In Frankreich entsteht eine Sende- und Empfangsstation für das Satelliten-Nachrichtensystem in Lannion (Bretagne).

„Taschenboy 202“, ein neuer Reisesuper von Grundig

Für die Wellenbereiche KMI, kündigte Grundig jetzt einen neuen Reisesuper den „Taschenboy 202“ an. Einige weitere technische Daten: 7 Trans + 2 Dioden, 7 Kreise, Gekentakt-Endstufe 200 mW, perm-dyn. Lautsprecher 8,5 cm Ø, Ferritantenne für M und L, Gehäuseantenne für K, Anschlüsse für zugehörige Wurfantenne sowie für Zusatzlautsprecher oder Kleinhörer, 4 Transistorbatterien je 1,5 V (80 Betriebsstunden), Empfängergergewicht 0,8 kg.

Neuheiten von Sennheiser electronic

„microport-junior“, die drahtlose Sende- und Empfangs-

anlage für den Amateur, wird in zwei Ausführungen vertrieben, und zwar mit Richtmikrofon und ohne Mikrofon.

Neu ist bei Sennheiser noch das Richtmikrofon „MD 407“, das sowohl niederohmig als auch hoch- und niederohmig erhältlich ist; sein Frequenzbereich erstreckt sich von 100 - 12 000 Hz. Zum Richtmikrofon „MD 421“ steht jetzt für einwandfreie Außenaufnahmen bei ganz ungünstigen Witterungsverhältnissen auch ein neuer Windschutzkorb „MZW 22“ zur Verfügung.

Personliches

F.-W. v. Seydlitz Vorstandsmitglied bei Telefonen

Zum ordentlichen Vorstandsmitglied der Telefonen GmbH, Berlin, ist Dr. rer. pol. Friedrich - Wilhelm von Seydlitz berufen worden, der die Leitung des neugeschaffenen Bereiches „Marketing“ übernommen hat.

K. Nowack Vorsitzender der Fachabteilung

Der zum neuen Vorsitzenden der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI gewählte Direktor Kurt Nowack (54 Jahre) leitet als stellvertretendes Vorstandsmitglied der Telefonen GmbH die Gruppe Warengeschäft des Unternehmens. In dieser Gruppe sind Entwicklung, Fertigung und Vertrieb von Fernseh-Rundfunk-, Tonband-, Phono- und Diktiergeräten sowie von Röhren, Halbleitern und Bauelementen zusammengefaßt. Nowack gehört der Firma Telefonen seit 34 Jahren an und war bereits, ehe er 1957 zum Generalbevollmächtigten und 1960 zum stellvertretenden Vorstandsmitglied berufen wurde, mit leitenden Aufgaben im Warengeschäft betraut. Seit fast acht Jahren ist er Mitglied des Beirates der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen.

T. Gutmann Direktor bei Schaub Lorenz

Seit 18. 1. 1962 setzt sich die Geschäftsleitung der Schaub-Lorenz Vertriebs-GmbH, Pforzheim, aus dem bisherigen Geschäftsführer, Dir. Max Rieger, und dem neu bestellten stellvertretenden Geschäftsführer Direktor T. Rudpert Gutmann zusammen.

Gutmann (55 Jahre), der vor 2 1/2 Jahren sein 25jähriges Dienstjubiläum bei Schaub-Lorenz feiern konnte, stieß bereits 1929 zur Rundfunkbranche, und zwar in Spanien, wo er als Verkaufsassistent und später als Verkaufsleiter bei der dortigen Philips-Gesellschaft arbeitete. Im Jahre 1934 übernahm er bei Schaub-Lorenz den Geschäftsbereich Export.

Neuer Vorstand der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI

Im Mittelpunkt der Mitgliederversammlung am 25. Januar standen die Neuwahlen von Vorstand und Beirat der Fachabteilung. Im Hinblick auf die in der Zukunft noch umfangreicheren und vielfältigeren Aufgaben schien es zweckmäßig, den Vorstand zu einem fünfköpfigen Präsidium zu erweitern. Zum Vorsitzenden wurde K. Nowack (Telefonen) gewählt, zu Präsidialmitgliedern Dipl.-Ing. K. Herlenstein (Philips), P. Metz (Metz), W. Meyer (Blaupunkt) und Konsul B. Piper (Loewe Opto).

In den Beirat, der insgesamt 15 Mitglieder zählt und dem auch die Herren des Präsidiums angehören, wurden gewählt: Dipl.-Kfm. G. Böhm (Körting), K. Baron von Brackdorff (Graetz), Dipl.-Ing. A. Kögl (Siemens), G. Kubetschek (Kuba), M. Mende (Nordmende), Dr. H. Meyer-Oldenburg (Saba), Dr. P. Matle (Wega), M. Rieger (Schaub-Lorenz), Dr. G. Schwarz (Blaupunkt), O. Siewek (Grundig). In dieser Zusammensetzung zeigt der Beirat, das für die praktische Arbeit der Fachabteilung wichtigste Gremium, wieder einen guten Querschnitt der in der Fachabteilung vertretenen Mitgliedsfirmen.

Zu Delegierten für die Delegiertenversammlung des ZVEI wurden gewählt: M. Rieger (Schaub-Lorenz), Dr. H. Meyer-Oldenburg (Saba), als Stellvertreter Dr. P. Matle (Wega) und G. Schweimler (AEG).

Die Leitung der Exportkommission der Fachabteilung bleibt bei W. Meyer (Blaupunkt), die der Technischen Kommission bei Dipl.-Ing. A. Boam (Graetz) und die der Fachunterabteilung Röhren und Halbleiter-Elemente bei H. Maier (Telefunken).

H.-L. Stein (Graetz) bleibt der Leiter des Ausstellungsausschusses sowie der Werbekommission. Die Leitung der Pressestelle der Fachabteilung bleibt weiterhin in den Händen von Dipl.-Kfm. A. Sanio (Philips).

FT-Kurznachrichten	98
Transistorisierung im Kleinsenderbau ...	101
Ein UHF-Tuner mit Halbleiter-Bauelementen	102
Produktionsentwicklung der Rundfunk- und Fernsehindustrie im Jahr 1961	105
Tonband-Anrufbeantworter als Gesprächspartner	106
Aussteuerungsmesser für Tonbandgeräte ..	108
Die Selbstherstellung einer Einspeisepule zum Abgleich von Magnetgeräten ..	109
Der Weg zur Meisterprüfung	110
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Die Anwendung von Anodendrosseln in der Verstärker- und Impulstechnik	111
Für den KW-Amateur	
QRP-Staion für mobilen Betrieb	115
Nachträglicher Anschluß von Raumhalteinrichtungen	119
FT Postel-Ecke	
Kleinverstärker für Mikrofon, Schallplatten- und Tonbandwiedergabe	120
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	121
Transistorverstärker	122
Neue Bücher	125
Zuletzt notiert	
Reiseempfänger 1962, Zwischenübersicht	126

Unter Titelbild: Bei der Überprüfung von Reiseempfängern auf ihre Klimafestigkeit schwanken die Temperaturen in der Klimakammer zwischen großer Kälte (-75°C) und dem Siedepunkt (+100°C). Aufnahme: telefonen-bild

Aufnahmen: Verfass. Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeld, Kuch, Neubauer, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfass. Seiten 99, 100, 127 und 128 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwahldienst 0311) Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin Fernschreib-Anschluß: 0184352 Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jönicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Dielenbach, Berlin u. Kempen/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chemphagen; Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postfachkonto: FUNK-TECHNIK PSC/A Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf. berechnet. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. - Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin



Steigenden Umsatz

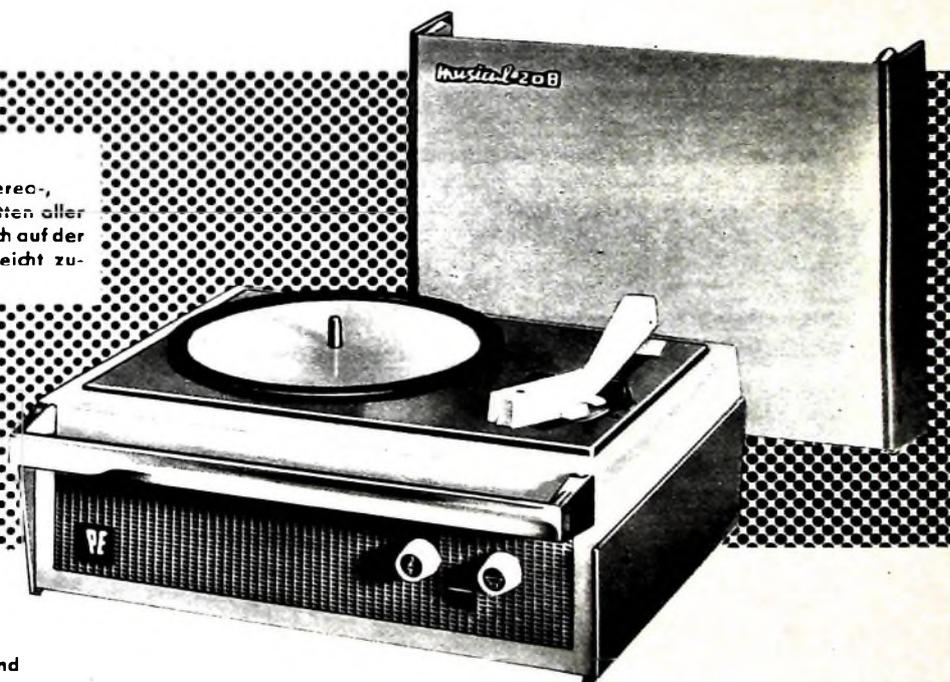
brachten die neuen PE Geräte in den vergangenen Monaten. In den kommenden Monaten werden aus unserem erfolgreichen Lieferprogramm die Batterie-Phonokoffer

PE Musical 20 B und PE Musical 20 BN

sicher interessante Umsatzträger.

PE Musical 20 B

zum Abspielen sämtlicher Stereo-, Mikro- und Normal-Schallplatten aller Größen geeignet. Batteriefach auf der Rückseite des Phonokoffers leicht zugänglich.



PE Musical 20 BN

Phonokoffer für Batterie- und Netzbetrieb



Perpetuum-Ebner

Plattenspieler · Plattenwechsler · Phonokoffer



Fertigungsprobleme – und wie sie gelöst wurden: Die Metall-Keramik-Technik

Wenn in einem Hochvakuumraum von weniger als $0,5 \text{ cm}^3$ Röhrenelektroden auf über 1000°C erhitzt werden, ist Glas als Gehäusematerial nicht mehr geeignet.

Hier mußte ein Material für Röhrenkolben gefunden werden, das auch bei höchsten Temperaturen formbeständig ist und auf $1/1000$ mm genau bearbeitet werden kann.

So entstand die Metall-Keramik-Technik.

Alle Spezial- und Senderöhren, deren Herstellung und Betrieb die höchsten Forderungen an Wärmebeherrschung und Fertigungsgenauigkeit stellen, werden in den Röhrenfabriken der Siemens & Halske AG in Metall-Keramik-Bauweise hergestellt.

Aber das ist nur eine der vielen Lösungen, die für die Fertigung von Siemens-Spezialröhren entwickelt wurden. Die Spanngittertechnik gehört genauso dazu wie zwischenschichtfreie Spezialkathoden und neue Systemkonstruktionen.

**Für spezielle Aufgaben
Siemens-Spezialröhren**



162-03-4

Auf allen Gebieten der Spezialröhrenfertigung wurden in den Röhrenfabriken des Hauses Siemens neue Wege gefunden, um der Industrie für jeden Zweck die hochentwickelte Spezialröhre geben zu können. Überall dort, wo Aufgaben überdurchschnittliche Anforderungen mit sich bringen, sind Siemens-Spezialröhren am richtigen Platz.

**Senderöhren · Wanderfeldröhren · Klystrons · Schelbentrioden ·
Spezialverstärkerröhren · Weltverkehrsrohren · Hochspannungs-
Gleichrichterröhren und Stromtore · Geiger-Müller-Zählrohre**

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Transistorisierung im Kleinsenderbau

Seit Jahren bemüht sich die Industrie, dem Transistor im Senderbau einen ähnlichen Erfolg zu erschließen, wie es auf dem Gebiet der Empfangstechnik gelang. Doch sind diesem Bestreben gewisse Grenzen gesetzt; noch ist es nicht möglich, HF-Leistungstransistoren mit ausreichenden HF-Leistungen in Serie zu fertigen. Immerhin zeigt das Anwendungsgebiet der kleinen Funksprechgeräte mit Ausgangsleistungen bis etwa 1 Watt bemerkenswerte Erfolge.

Ganz allgemein darf man feststellen, daß die Transistorisierung im Kleinsenderbau noch sehr im Fluß ist. Für den Anwendungsbereich der Funksprechgeräte sind meistens Frequenzen in den UKW-Bereichen interessant. Man strebt hier eine störungsfreie Übermittlung auch über nicht allzu kurze Entfernungen an. Diese Aufgabenstellung macht es heute noch schwierig, zu den dafür erwünschten hohen Ausgangsleistungen zu gelangen. Ähnlich wie bei Röhren, fallen auch bei Transistoren maximal zulässige HF-Leistung und Wirkungsgrad mit höher werdender Frequenz mehr oder weniger stark ab.

Als eine technisch gut vertretbare Lösung bietet sich zunächst die Teiltransistorisierung der Funksprechgeräte an. Modulatorstufen, Stromwandler und ähnliche Einrichtungen lassen sich bei den hier interessierenden Leistungen und Modulationsverfahren ohne weiteres transistorisieren. Auch die Vorstufen des Sender-HF-Teiles können mit Transistoren bestückt werden. Die bezüglich konstanter Ausgangsleistungen über einen größeren Bereich kritischen Sender-Endstufen enthalten vielfach noch Spezialröhren. Bei den eingebauten Empfangsgeräten geht man bei neueren Konstruktionen jedoch weitgehend zur Volltransistorisierung über.

Die Teiltransistorisierung spielt übrigens auch bei der Neuentwicklung kommerzieller Sendeinrichtungen eine immer größere Rolle. Für die Steuerung von Kurzwellensendern sind beispielsweise dekadisch einstellbare Steuersender wichtig, mit denen man jede gewünschte Frequenz im Bereich von 1,2...30 MHz einstellen und über beliebige lange Zeit mit Quarzgenauigkeit konstanthalten kann. Ein solches Gerät kommt heute mit nur 15 Röhren, 14 Transistoren und 14 Halbleiterdioden aus; der Frequenzteiler ist dabei volltransistorisiert. Ein solcher früher in Gestaltform geleiteter Steuersender ist jetzt nicht viel größer als ein üblicher KW-Stationsempfänger.

Aber erst eine Volltransistorisierung vermag alle Vorzüge der Transistor-technik für den Senderbau zu erschließen. Die bis heute in Deutschland und im Ausland bekanntgewordenen Transistorsender liefern, von Ausnahmen abgesehen, im UKW-Bereich Ausgangsleistungen unter 0,5 Watt. Auf dem Markt ist zum Beispiel ein Kleinsender für Sprechverbindungen in einer Richtung erhältlich. Er wird an Stellen eingesetzt, von denen laufend Meldungen und Nachrichten an eine Zentrale abgegeben werden müssen, der Empfang von Antworten jedoch nicht notwendig ist. Diesen „Salosender“ hat man den im 80-MHz-Band eingesetzten UKW-FM-Funksprechgeräten angepaßt. In der Zentrale können sehr empfindliche und hochwertige Spezialempfänger eingesetzt werden. Bei dieser Technik kommt man deshalb mit einer Sendeleistung von 100 mW aus. Obwohl es sich um einen Sender in Subminiaturtechnik handelt, arbeitet das Gerät mit mehreren Stufen und Quarzsteuerung. Hohe mechanische und elektrische Stabilität gewährleistet die gedruckte Schaltung auf Epoxyd-Glas-Hartgeweblplatten. Der Sender ist mit den Transistoren 4xOC 604, 4xOC 615, 1xASZ 10, 1x2N1142 und mit vier Halbleiter-Dioden bestückt. Mit zehn Deac-Zellen (je 1,25 V, 150 mA) erreicht man eine Sendezeit von drei Stunden. Unter normalen Voraussetzungen hat dieser Transistor-Miniatursender mit einem

elektrisch verkürzten, versenkbaren $\lambda/4$ -Strahler eine Reichweite von 1...2 km.

Mit Transistoren sind auch Miniatursender für drahtlose Mikrofonanlagen ausgerüstet. Für solche Zwecke stehen die beiden Sendekanäle 36,7 und 37,1 MHz zur Verfügung. Die Sender arbeiten frequenzmoduliert (± 40 kHz Hub, Preemphasis 50 μ s). Irgendwelche Probleme hinsichtlich der geringen Sendeleistung bestehen kaum, denn in den meisten Fällen will man nur Entfernungen bis etwa 100 m überbrücken, wobei hochempfindliche Spezialempfänger eingesetzt werden.

In Deutschland stagniert die Entwicklung transistorisierter Kleinsender unter anderem offenbar wegen der geringen Einsatzmöglichkeit dieser Geräte. Oft wurde schon betont, daß man einem technisch so hochentwickelten Land mit vielfältigen kommerziellen Aufgaben die im Ausland so bewährte Einrichtung eines „Citizen's Band“ auf die Dauer nicht vorenthalten kann. In letzter Zeit kamen Schweden und Österreich als neue Länder hinzu, die es den Bürgern gestatten, Funksprechverbindungen im privaten und geschäftlichen Bereich zu betreiben.

Der amerikanische Markt enthält auf diesem Gebiet an volltransistorisierten Funksprechanlagen in den Formen der Handsprechfunk- oder der mobilen Autosprechfunkgeräte ein vielseitiges Angebot. So besteht ein preiswertes 4-Transistoren-Funksprechgerät eines USA-Fabrikanten für den Bereich 26,97...27,27 MHz aus einem quarzgesteuerten Sender und einem Superregenerativ-Empfänger und ergibt Reichweiten bis etwa 1,5 km. Ein hochwertigeres 9-Transistoren-Funksprechgerät enthält empfangsmäßig einen vollständigen Super und gestaffelt Reichweiten bis 4,5 km. Die Bedienung wurde mit Hilfe moderner Schaltungstechnik sehr vereinfacht; Sender und Empfänger sind quanzkontrolliert.

Von besonderem Interesse sind auch transistorisierte Kleinsender für den Kurzwellenamateur. Mobilfunk, UKW-Tätigkeit und ähnliche Aufgaben verlangen Sende- und Empfangseinrichtungen, die sich leicht transportieren lassen. Wenn es sich um größere Leistungen handelt, verwendet man röhrenbestückte Sender mit transistorisierten Modulatoren und Stromversorgungsgeräten. Im Ausland gibt es aber auch volltransistorisierte Amateursender, wie das Beispiel des englischen Amateurs G 3 NWF zeigt. Mr. M. Bond in Chislehurst (Kent) arbeitet mit 10 Watt Transistor-Ausgangsleistung im 40-m-Band. In der Endstufe sind zwei Silizium-Leistungstransistoren des Typs TK202A in Gegentakt-Schaltung eingesetzt. Als Treiber enthält die Vorstufe einen Transistor des gleichen Typs, während sich im Quarzoszillator der Transistor TK252A bewährt hat. Man darf erwarten, daß der Amateurfunk manche Anregung für die Transistorisierung von Kleinsendern geben wird.

Wer sich mit den augenblicklich aus deutscher Fertigung stammenden Transistoren Kleinsender in Subminiaturtechnik aufbauen will, kann mit einem Transistor OC 615 in Eintakt-Schaltung immerhin mit 30 mW Ausgangsleistung rechnen. Neuere Transistoren lassen günstigere Ergebnisse zu. Ein Sender mit einer Eintakt-Endstufe AFZ 10 liefert bis zu 150 mW. Das Maximum an HF-Leistung bietet wohl gegenwärtig eine 2xALZ 10 enthaltene Gegentakt-Endstufe mit etwa 0,6...1 Watt Ausgangsleistung im Frequenzbereich bis 30 MHz.

Das Interessengebiet des Funkamateurs reicht, wenn es sich um transistorisierte Geräte handelt, mindestens bis 144 MHz. Wie die Erfahrungen des FUNK-TECHNIK-Labors zeigen, bietet es keine nennenswerten technischen Schwierigkeiten, einen sechsstufigen quanzkontrollierten Sender für das 2-m-Band mit den Spezialtransistoren 2xAFY 11 in der Endstufe aufzubauen. Hoffen darf man, daß geeignete HF-Leistungstransistoren in nicht allzu ferner Zeit der Entwicklung nach neue und entscheidende Impulse geben werden.

Werner W. Diefenbach

Ein UHF-Tuner mit Halbleiter-Bauelementen

Es wird der Versuchsaufbau eines mit Halbleiter-Bauelementen bestückten UHF-Tuners für Fernsehempfänger beschrieben. In dieser Schaltung findet in der Mischstufe eine Siliziumdiode und im Oszillator ein Transistor Verwendung. Die Mischstufe wird mit der in einer Verzerrerstufe gewonnenen dritten Harmonischen der Oszillatorfrequenz gesteuert. Die Einhaltung der Störstrahlungsbedingungen, die bei der Diodenmischung erhebliche Schwierigkeiten macht, ist durch eine Kompensationschaltung, die man durch einen besonderen Bandfilteraufbau erreicht, gewährleistet.

Fortschritte in der Entwicklung und Fertigung von Transistoren haben den Anwendungsbereich für diese Bauelemente zu immer höheren Frequenzen erweitert. So bereiten zum Beispiel die Erzeugung und die Verstärkung von Frequenzen im Bereich um 200 MHz heute keine Schwierigkeiten mehr. Dadurch wurde es möglich, die HF- und ZF-Stufen eines Fernsehempfängers mit Transistoren zu bestücken. Lediglich für den UHF-Bereich stehen noch keine geeigneten Transistoren zur Verfügung (Grenzfrequenz um 1000 MHz). Um trotzdem einen im HF-Teil vollständig mit Halbleiter-Bauelementen bestückten Fernsehempfänger aufbauen zu können, wurde die Standardschaltung des mit Röhren bestückten UHF-Tuners (Vorstufe und selbstschwingende Mischstufe) verlassen und die in den USA gebräuchliche Anordnung (Diodenmischer mit Eingangsbandfilter) angewendet.

1. Oszillator- und Mischstufe

Um den Bereich 470 ... 790 MHz empfangen zu können, muß der Oszillator bei der üblichen Zwischenfrequenz (33,4/38,9 MHz) von etwa 510 ... 825 MHz durchstimbar sein. In diesem Frequenzbereich ist zur Durchsteuerung einer Mischdiode nach Art der Punktkontakt-Siliziumdiode 1N82A eine Oszillatorleistung von etwa 0,2 bis 0,5 mW erforderlich. Diese HF-Leistung läßt sich im betrachteten Frequenzgebiet zum Beispiel durch eine Tunneldiode oder durch die Ausnutzung von Oberwellen eines Transistoroszillators aufbringen. In der beschriebenen Schaltung wird von der zweiten Möglichkeit Gebrauch gemacht. Die zur Mischung benötigte Oberwelle ließe sich zwar durch geeignete Ansteuerung an der Mischdiode selbst erzeugen (Oberwellenmischung), jedoch tritt bei diesem Verfahren ein Verlust an Verstärkung und Grenzempfindlichkeit ein. Außerdem kann man die im Transistoroszillator durch dessen nichtlineares Verhalten entstehenden Oberwellen ausnutzen. Versuche haben gezeigt, daß der Oberwellengehalt der Oszillatorspannung beim Durchstimmen stark schwankt und von Exemplarstreuungen des Schwingtransistors erheblich beeinflußt wird. Daher wurde eine zusätzliche Verzerrerstufe benutzt.

Dem angegebenen Bereich der Oszillatorfrequenz entspricht ein Grundwellenbereich von 255 ... 412 MHz bei Verwendung der zweiten und von 170 ... 274 MHz bei Verwendung der dritten Harmonischen. Die Schaltung wurde für die dritte Harmonische ausgelegt. Man bleibt damit im wesentlichen in dem Frequenzbereich, für den der hier verwendete Transistor AF 102 bestimmt ist.

Die Prinzipschaltung des Oszillators zeigt Bild 1. Der Transistor AF 102 arbeitet in der üblichen Schwingerschaltung mit kapazitiver Rückkopplung. Sein Schwingkreis L_1, C_1 ist auf den Grundwellenbereich $f_1 = 170 \dots 274$ MHz abgestimmt. Ein auf

die dritte Harmonische abgestimmter Schwingkreis (Topfkreis) ist über den Koppelkondensator C_3 und die Verzerrerdioden OA 90 mit dem Grundwellenkreis verbunden. Durch den einem Impuls ähnlichen Ladestrom von C_3 wird im Topfkreis das benötigte Oszillatorsignal $f_3 = 510 \dots 822$ MHz erzeugt, das man über eine Schleife auskoppeln und der Mischstufe zuführen kann.

Die Kopplung zwischen Mischstufe und Verzerrerkreis muß so dimensioniert sein, daß dem Mischer einerseits genügend Oszillatorspannung zugeführt, andererseits aber ein möglichst geringer Anteil der Empfangsenergie von der Oszillatorschaltung absorbiert wird. Abgesehen von aufwendigen Brückenschaltungen, läßt sich das nur durch eine große Reserve an Oszillatorspannung erreichen, die eine genügend lose Kopplung zwischen Mischer und Oszillator zuläßt.

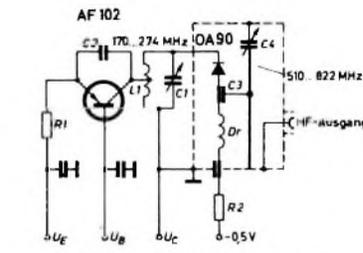


Bild 1. Prinzipschaltung des Oszillators und Vervielfachers

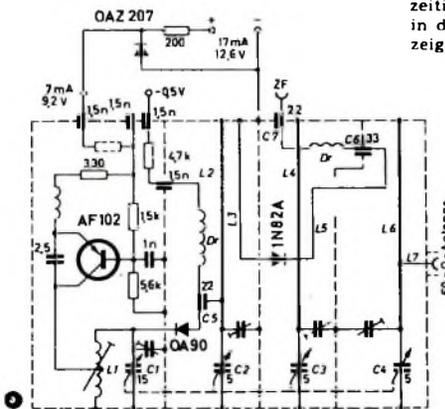
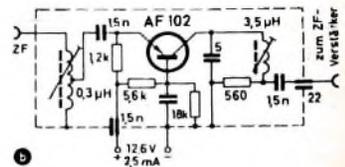


Bild 2a. Gesamtschaltbild des UHF-Tuners mit stabilisierter Betriebsspannung ($L_1 = 3$ Wdg. 0,5 mm Cu versilbert auf 9 mm ϕ , Anzapfung bei 2 Wdg.)

Bild 2b (unten). ZF-Verstärker



Aus diesem Grunde sollte die Güte der beiden Oszillatorkreise möglichst hoch sein, indem man beispielsweise die Spule L_1 aus breitem, versilbertem Kupferband herstellt. Die Gleichstromeinstellung des Schwingtransistors AF 102 muß so erfolgen, daß seine Grenzwerte ausgenutzt werden, wobei selbstverständlich Schwankungen der Betriebsspannung sowie Exem-

plar- und Einzelteilstreuungen zu berücksichtigen sind. Dabei ist aber zu bedenken, daß für Halbleiter-Bauelemente grundsätzlich absolute Grenzwerte angegeben werden. Darauf wird bei der Beschreibung der Stabilisierung der Betriebsspannung noch einmal eingegangen.

Der in bezug auf hohe Ausgangsspannung günstigste Lastwiderstand R_2 der OA 90 ist etwa 4,7 kOhm. Um ein sicheres Anschwingen des Oszillators zu gewährleisten, muß die Diode mit etwa 0,5 V in Sperrichtung vorgespannt sein.

2. Aufbau

Bild 2a zeigt die Zusammenschaltung von Oszillator und Mischstufe. Zur Abstimmung des Eingangsbandfilters und der beiden Oszillatorkreise dient ein Vierfach-Drehkondensator, dessen Pakete jedoch mit Rücksicht auf hohe Betriebsgüte der einzelnen Kreise nicht für die gleiche Kapazität ausgelegt werden können. Es hat sich als günstig erwiesen, für den noch mit „konzentrierten“ Schaltelementen aufgebauten Grundwellenkreis C_1, L_1 eine Kapazitätsvariation von etwa 15 pF vorzusehen. Für die kapazitive Abstimmung der Topfkreise ist eine Kapazitätsvariation von etwa 5 pF am geeignetsten.

Die Mischdiode zum Beispiel 1N82A, ist mit zwei Koppelschleifen verbunden. L_3 koppelt die Oszillatorspannung aus dem Oberwellenkreis aus, während die Empfangsspannung über L_5 zur Diode gelangt. Die ZF-Spannung wird der Mischstufe über L_5 und den anschließenden Tiefpaß C_6, D_7, C_7 entnommen. L_5 koppelt gleichzeitig einen Teil der Oszillatorspannung in das Bandfilter ein. Versuche haben gezeigt, daß sich die zulässige Antennen-

strahlung auch bei einer Beschränkung der Bandfilterdurchlaßbreite auf maximal 16 MHz und bei einwandfreiem Abgleich ohne besondere Maßnahmen kaum einhalten läßt. Daher wurde auf eine Kompensationschaltung zurückgegriffen, die bereits bei einem älteren Valvo-UHF-Tuner (dort allerdings in Verbindung mit einer selbstschwingenden Gitterbasis-

Mischstufe) angewendet wurde¹⁾. Dabei ist die Diodenkoppelschleife L 5 wie üblich mit dem Sekundärkreis gekoppelt. Ein kleiner Abschnitt von L 5 führt jedoch durch einen Durchbruch im Querschott in den primären Topfkreis und induziert dort eine Gegenseitigkeit zu der über die Bandfilterkopplung in den Primärkreis gelangenden Oszillatorspannung. Auf diese Weise läßt sich ein ausreichender Sicherheitsabstand zum zulässigen Grenzwert der Störstrahlung erreichen. Um die Störstrahlungssicherheit noch weiter zu steigern, kann man durch ein Loch in der Kammerwand eine kapazitive Kopplung zwischen den Statoren von C 2 und G 3 herbeiführen und damit die Oszillatorspannung bereits am Sekundärkreis reduzieren.

Die HF-Spannung am Oberwellenkreis ist im günstigsten Fall 1 V, während am Anodenkreis einer selbstschwingenden Röhrenmischstufe (PC 86) mehr als 20 V HF-Spannung auftreten. Weil man ähnliche Impedanzverhältnisse annehmen darf, sind die Chassisströme beim mit Halbleiter-Bauelementen bestückten Tuner um mehr als eine Größenordnung niedriger, so daß bei diesem die Chassisstrahlung bei sorgfältigem Aufbau kaum noch störend wirken kann.

Der Antenneneingang wurde, um besser messen zu können, für den Anschluß eines 60-Ohm-Kabels ausgelegt. Dabei ist der primäre Bandfilterkreis galvanisch angekoppelt. Für einen 240-Ohm-Anschluß muß man eine symmetrische Koppelschleife verwenden.

3. Meßergebnisse

Die Leistungsverstärkung der Mischstufe mit der 1N82A von der Antennenbusse bis zum ZF-Ausgang beträgt $V_{N \text{ Misch}} \approx 0,3$, und zwar bei einer von 11 MHz auf 17 MHz am oberen Bandende ansteigenden Bandbreite B (Bild 3). Bei dieser geringen Leistungsverstärkung hängt die Grenzempfindlichkeit N stark von der Rauschzahl des nachfolgenden ZF-Verstärkers ab. Sie lag bei den im Mustergerät erprobten Diodenexemplaren bei 10 KTs, wenn der im folgenden beschriebene ZF-Vorverstärker mit dem Transistor AF 102 ($F_{z \text{ ZF}} = 0,7$) verwendet wird (Bild 4). Die zweite Kurve im Bild 4 gilt für einen ZF-Verstärker mit $F_{z \text{ ZF}} = 1,8$. Wegen der Diodenstreuungen muß man aber wohl durchweg mit ungünstigeren Werten der Grenzempfindlichkeit rechnen.

1) Otten, W.: Ein UHF-Kanalwähler. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 1, S. 10-11

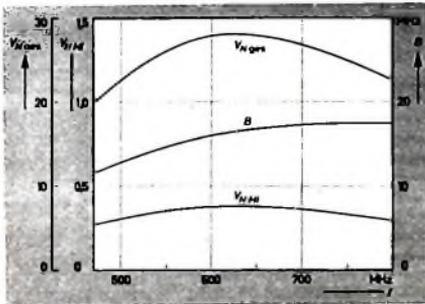


Bild 3. Mischverstärkung $V_{N \text{ Misch}}$, Gesamtverstärkung $V_{N \text{ ges}}$ (Mischer und ZF-Vorverstärker) sowie HF-Bandbreite B in Abhängigkeit von der Frequenz f

Bild 5 zeigt den am 60-Ohm-Antenneneingang auftretenden Anteil der ersten, zweiten und dritten Harmonischen der Oszillatorspannung. Die Amplitude der „Nebenwellen“ liegt unter 0,5 mV, während die Spannung der für die Mischung ausgenutzten dritten Harmonischen unter 2 mV bleibt. Harmonische höherer Ordnungszahl sind am Eingang kaum noch nachzuweisen.

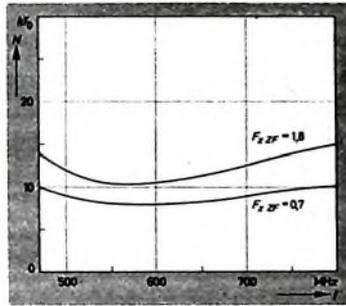


Bild 4. Grenzempfindlichkeit N bei einer zusätzlichen Rauschzahl $F_{z \text{ ZF}}$ des ZF-Verstärkers von 1,8 und 0,7

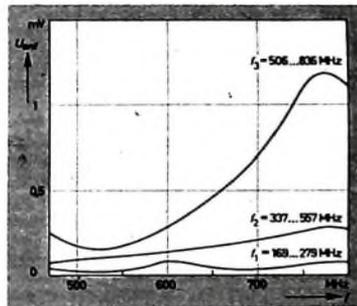


Bild 5. Klemmspannung U_{01} der ersten, zweiten und dritten Harmonischen des Oszillators am 60-Ohm-Antenneneingang des UHF-Tuners nach Bild 2a

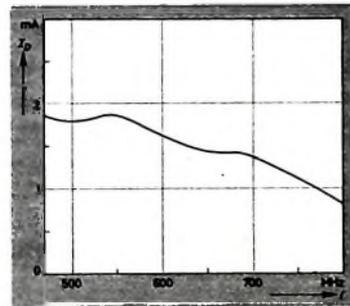


Bild 6. Frequenzgang des Richtstroms der Mischdiode

Der Richtstrom I_D der Mischdiode schwankt zwischen 0,8 und 1,8 mA (Bild 6). Weil die am Verzerrerkreis zur Verfügung stehende Spannung recht konstant ist, wird der Gang des Diodenstroms hauptsächlich durch die frequenzabhängige Impedanz des durch L 3, L 5 (Bild 2a) und die Diodenkapazität gebildeten Kreises bestimmt. Die Eigenresonanz dieses Kreises sollte daher außerhalb des UHF-Bereiches liegen, um eine zu starke Änderung des Diodenstroms zu vermeiden. Die aus Bild 6 ersichtlichen Änderungen haben praktisch keine Bedeutung.

Auch die ZF- und Spiegelfestigkeit wurden bestimmt. Die ZF-Dämpfung ist im gesamten Bereich mehr als 10⁴mal, während die Spiegeldämpfung bei etwa 200fach liegt. Damit werden die entsprechenden Werte üblicher, mit Röhren bestückter Tuner eingehalten.

4. ZF-Vorverstärker

Ein VHF-Kanalwähler mit dem AF 102 in der Vor- und der Mischstufe weist eine Leistungsverstärkung von $V_N \approx 250$ auf, der hier beschriebene UHF-Tuner hat dagegen im Mittel nur $V_N \approx 0,2$ (unter Berücksichtigung von Diodenstreuungen). Bei Einrechnung eines Rauschzahlverhältnisses von $F_{UHF}/F_{VHF} \approx 3$ ergibt sich eine notwendige Verstärkungsreserve des ZF-Verstärkers von

$$\frac{V_{N \text{ VHF}} \cdot F_{VHF}}{V_{N \text{ UHF}} \cdot F_{UHF}} \approx \frac{250 \cdot 3}{0,2 \cdot 15} \approx 400$$

Diese Reserve muß der ZF-Teil des Fernsehempfängers aufweisen, wenn mit dem beschriebenen UHF-Tuner auch bei geringem Signal/Rausch-Verhältnis noch die volle Aussteuerung der Bildröhre erhalten bleiben soll.

Hat der ZF-Teil nicht die erforderliche Verstärkungsreserve, so ist die Einschaltung eines Vorverstärkers notwendig. Dazu kann man entweder die Mischstufe des VHF-Kanalwählers oder aber eine zusätzliche Verstärkerstufe benutzen. Für den Versuchsaufbau wurde ein ZF-Vorverstärker mit dem Transistor AF 102 verwendet (Bild 2b), der eine Leistungsverstärkung von 70...80 bei etwa 6 MHz Bandbreite hat und mit dem Tuner eine Einheit bildet. Die Gesamtverstärkung des Tuners einschließlich ZF-Vorverstärker ist $V_{N \text{ ges}} \approx 25$ (Bild 3). Die Rauschzahl beträgt $F_{z \text{ ZF}} \approx 0,7$. Dieser günstige Wert wirkt sich vorteilhaft auf die Grenzempfindlichkeit bei UHF-Empfang aus (Bild 4). Wenn es erforderlich wird, läßt sich der UHF-Teil auch in die automatische Verstärkungsregelung des Empfängers einbeziehen. Dann muß man die Basis des Transistors AF 102 im Bild 2b statt an den Basisspannungsteiler an die Regelleitung legen.

5. Stabilität der Oszillatorfrequenz

Die Stabilität der Oszillatorfrequenz hängt von den als Funktion der Betriebsspannung auftretenden Schwankungen der Transistorparameter, der mehr oder weniger festen Ankopplung des Transistors an den Abstimmkreis und der Gesamtkreiskapazität ab. Weil sich bei der gewählten Art der Kreisabstimmung die Kreiskapazität mit wachsender Frequenz stark vermindert, ist am oberen Ende des Abstimmereiches eine verhältnismäßig geringe Frequenzkonstanz zu erwarten.

Eine Untersuchung ergab, daß die von der Speisespannung abhängige Frequenzdrift nicht nur vom Schwingtransistor, sondern auch von der Verzerrdiode bewirkt wird. Die vom Transistor verursachte Drift läßt sich, wie erwähnt, durch losere Ankopplung an den Kreis herabsetzen. Dazu legt man den Kollektor an eine Anzapfung der Schwingkreisspule. Einer beliebigen Verbesserung der Frequenzkonstanz sind bei diesem Verfahren aber Grenzen gesetzt, weil der wirksame Kollektor-Arbeitswiderstand und damit die Schwingamplitude absinken. In diesem Zusammenhang ist zu berücksichtigen,

daß die Verzerrerstufe dem Oszillatorkreis eine wesentlich höhere Leistung entnimmt, als man vergleichsweise für die Steuerung der Mischstufe im VHF-Kanalwähler benötigt. Außerdem ist es nicht sinnvoll, die Konstanz der Oszillatorschaltung selbst über eine bestimmte Grenze hinaus zu steigern, weil auch die Verzerrerdioden infolge der Spannungsabhängigkeit des Stromflußwinkels der durch die Diode fließenden Stromstöße die Frequenzkonstanz beeinflussen. Im leitenden Zustand der Diode ist nämlich der Oszillatorkreis L_1, C_1 durch die Impedanz des Verzerrerkreises (in erster Linie C_5) belastet, im gesperrten Zustand durch die wesentlich geringere Diodenkapazität.

Mit dem unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte gewählten Anzapfungsverhältnis der Kreisspule war die Frequenzverwerfung bei $\pm 10\%$ Speisepennungsschwankungen bei den untersuchten Transistoren AF 102 ≤ 1 MHz (Die Verzerrerdioden allein bewirkt bei $\Delta U_1 = +10\%$ eine Frequenzänderung von etwa $-0,3$ MHz bei $f = 800$ MHz.) Die Änderung der Drift Δf im Frequenzbereich 470 bis 800 MHz bei Speisepennungsänderungen von 8,6 auf 9,5 V geht aus Bild 7 hervor, das einige charakteristische Kurven zeigt. Estreten sowohl positive als auch negative Frequenzabweichungen auf.

Für die erforderliche Verbesserung der Frequenzkonstanz kommt eine Stabilisierung der Betriebsspannung mittels Zenerdiode oder eine automatische Scharf-Abstimmung in Betracht. Die zuletztgenannte Möglichkeit bietet gleichzeitig den Vorteil der bequemeren Sendereinstellung. Beide Schaltungsmaßnahmen sollen in den folgenden Ausführungen noch näher besprochen werden.

6 Nachstimm-schaltung

Nach den Kurven im Bild 7 ist mit einer maximalen Frequenzdrift von ± 1 MHz infolge von Schwankungen der Betriebsspannung zu rechnen. Um auch noch Temperatureinflüsse und Einstellfehler zu erfassen, sollte der maximale Frequenzhub der Nachstimm-schaltung aber mindestens ± 2 MHz sein. Mehrere Möglichkeiten zur Frequenzbeeinflussung des Transistoroszillators wurden untersucht.

Zunächst legt der bereits erwähnte Einfluß der Verzerrerdioden auf die Oszillatorfrequenz den Gedanken nahe, die Diode OA 90 gleichzeitig auch als Nachstimm-dioden auszunutzen. Mittels Änderung der Diodevorspannung erhält man aber nur im oberen Teil des Frequenzbereiches eine brauchbare Frequenzänderung, am unteren Randende ist der erreichbare Hub so gering, daß dieses Verfahren praktisch ausscheiden muß. Besser läßt sich die Nachstimmung durch eine in Sperrichtung vorgespannte Diode BA 109, die speziell als Nachstimm-dioden für UHF-Tuner entwickelt wurde, verwirklichen. Dabei besteht die Möglichkeit, die Nachstimm-dioden kapazitiv, transformatorisch oder über eine Drosselspule an den Kreis anzuschließen (Bild 8).

Bei der kapazitiven Ankopplung nach Bild 8a ergibt sich der Frequenzhub zu

$$\Delta f = f \cdot \Delta C' / 2 C' \quad (1)$$

Darin bedeutet C' die Gesamt-Kreiskapazität und $\Delta C'$ deren durch die Diode bewirkte Änderung. $\Delta C'$ läßt sich durch das Verhältnis C_k/C_d einstellen und ist praktisch frequenzunabhängig (C_d = mittlerer Wert der Diodenkapazität).

Für den vorliegenden Fall der kapazitiven Schwingkreisabstimmung gilt für die

Kreiskapazität

$$C' = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot f^2 \cdot L_1} \quad (2)$$

wobei L_1 konstant und für die Frequenz $f = 506 \dots 826$ MHz einzusetzen ist. Setzt man Gl (2) in Gl (1) ein, so erhält man für den Frequenzhub

$$\Delta f \approx 2 \pi^2 \cdot f^3 \cdot \Delta C' \cdot L_1 \quad (3)$$

Der Frequenzhub variiert also mit der dritten Potenz der Frequenz. Das bedeutet eine Hubänderung von 1:4,3 über den Bereich der Oszillatorfrequenz, und daher kommt die kapazitive Ankopplung nicht in Betracht.

In der Schaltung nach Bild 8b wirkt die Nachstimm-dioden D über eine Koppelschleife L_2 auf den Schwingkreis L_1, C_1 ein. Bei dieser Anordnung läßt sich eine Streuresonanz des Diodenkreises im 200-MHz-Bereich praktisch kaum vermeiden. Eine Resonanz auf der Oszillatorfrequenz führt aber zu einem Schwingloch. Daher ist auch diese Schaltung ungeeignet.

Als weitere Möglichkeit ist noch die Schaltung nach Bild 8c zu untersuchen. Darin liegt parallel zur Schwingkreisspule L_1 eine Serienschaltung, die aus der Nachstimm-dioden D und der Spule L_k besteht. Voraussetzung für eine einwandfreie Funktion dieser Schaltung ist, daß der Zweig L_k, C_d innerhalb des Abstimm-bereiches von L_1, C_1 und des Regelbereiches von C_d induktiv bleibt ($L_k \cdot C_d > L_1 \cdot C_1$). Außerdem muß die Eigenkapazität C_0 von L_k möglichst klein sein ($L_k \cdot C_0 \ll L_1 \cdot C_1$). Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich für den Frequenzhub aus einer Näherungsrechnung ein der Frequenz reziproker Verlauf. Damit hält sich die Änderung des Hubes über den Frequenzbereich innerhalb geeigneter Werte.

Bild 9 zeigt die Gesamtschaltung des Tuners mit automatischer Frequenzregelung. Der Frequenzverlauf des maximalen Regelhubes ($-U_{\text{regel}} = 0 \dots 16$ V) ist im Bild 10 dargestellt. Der Hub variiert zwischen etwa ± 2 MHz am oberen und ± 4 MHz am unteren Ende des Abstimm-bereiches. Die Durchsteuerung der Mischdioden ändert sich beim Regeln der BA 109 kaum, wie aus Bild 11 hervorgeht. Es empfiehlt sich,

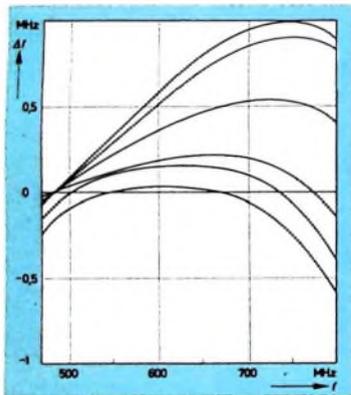


Bild 7 Frequenzdrift bei Änderung der Speisepennung von 8,6 auf 9,5 V für verschiedene Transistoren des Typs AF102

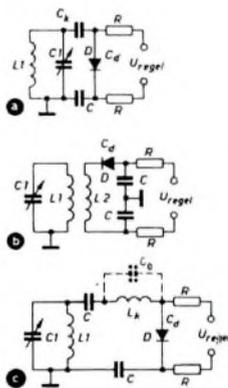


Bild 8 Nachstimm-schaltung mit kapazitiver (a), transformatorischer (b) und induktiver (c) Kopplung ($C = 1,5$ nF, $R = 200 \dots 500$ kOhm)

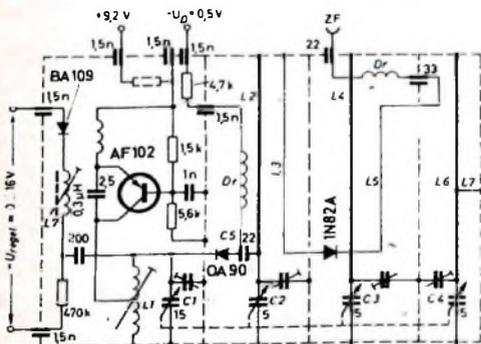


Bild 9 Gesamtschaltung des UHF-Tuners mit automatischer Frequenzregelung

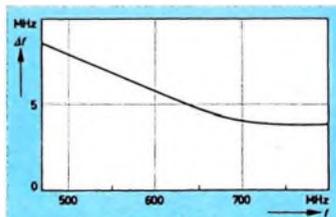


Bild 10 Frequenzgang des Regelhubes Δf bei Änderung der Frequenzregelspannung zwischen 0 und -16 V

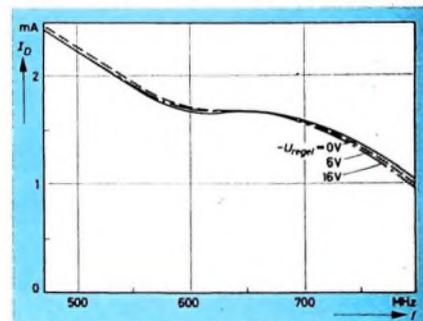


Bild 11 Richtstrom der Mischdioden bei Regelspannung von 0, -6 und -16 V an der Nachstimm-dioden

L_k einstellbar zu machen, um Kapazitätsstreuungen der Nachstimm-dioden ausgleichen zu können. Durch die An-schaltung der BA 109 ist natürlich mit einer Schwächung der Oszillator-amplitude und damit der Durchsteuerung der Mischdioden zu

rechnen. Das läßt sich aber wenigstens teilweise durch Änderung der Kopplung zwischen L2 und L3 ausgleichen. Versuche haben ergeben, daß der Richtstrom bei der 1N82A im Hinblick auf die Rausch- und Verstärkungseigenschaften mehr als 0,5 mA betragen sollte. In den Tuner wurden verschiedene Transistoren des Typs AF 102 eingesetzt, deren bei 200 MHz gemessene Steilheit g_{21h} an der unteren Grenze lag. Dabei blieb der Richtstrom der Mischdiode in allen Fällen über dem angegebenen Mindestwert.

7. Stabilisierung der Betriebsspannung

Die Schwingungsschaltung ist für eine Speisepannung von rund 9 V ausgelegt, so daß für die Stabilisierung die Zenerdiode

Tab. 1. Daten der OAZ 207

$-I_Z$ [mA]	min. [V]	$-U_Z$ mittel [V]	max. [V]	r_Z [Ohm]
1	8,0	9,1	9,0	< 28
5	8,6	9,2	9,8	< 15
20	8,8	9,4	10,0	< 10

OAZ 207 mit $U_Z = 9,2$ V verwendet werden kann. Bei der Dimensionierung der Stabilisierungsschaltung sind die Toleranzen der Zenerdiode zu beachten. Aus Tab 1 entnimmt man, daß bei einem bestimmten Querstrom $-I_Z$ Abweichungen

der stabilisierten Spannung bis zu 6,5 % möglich sind. Das würde in einem bei 9,5 V abgeglichenen Tuner im ungünstigsten Fall zu einer Frequenzablage des Oszillators von 650 kHz führen. Dieser Wert kann wegen der HF-Bandbreite von 11...17 MHz noch in Kauf genommen werden. Außerdem ist nachzuprüfen, ob die zulässige Kollektorverlustleistung des AF 102 (50 mW) eingehalten wird.

Ist die vom Netzteil gelieferte Spannung $12,8$ V ± 10 % und liegt in der Zuleitung zur Zenerdiode ein Vorwiderstand von 200 Ohm, so ergibt eine Nachrechnung, daß bei Zenerdioden an der oberen und unteren Streubereichsgrenze der Zenerspannung keine Überlastung des Transistors oder der Zenerdiode zu befürchten ist. Dabei wurde eine Oszillatorstufe nach Bild 2a zugrunde gelegt.

Die verbleibende Frequenzschwankung ist im ungünstigsten Fall (Maximalwerte von U_Z und r_Z) $< \pm 100$ kHz bei $f = 800$ MHz, bezogen auf $\Delta U_0 = \pm 10$ %. In einer praktisch ausgeführten Schaltung wurde eine Frequenzänderung $< \pm 60$ kHz bei $\Delta U_0 = \pm 10$ % gemessen.

Die Zenerdiode sollte im Fernsehempfänger so untergebracht werden, daß sie sich während des Betriebes möglichst wenig erwärmt. Wegen der Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung (bei der OAZ 207 etwa 6 mV/°C) ist sonst mit stärkeren Schwankungen der Oszillatortfrequenz zu rechnen.

Produktionsentwicklung der Rundfunk- und Fernsehindustrie im Jahr 1961

Rückkehr zu einem normalen Lagerbestand auf dem Sektor Fernsehen: 300 000 Fernsehempfänger weniger produziert als 1960. Rundfunkgeräteproduktion auf gleicher Höhe wie 1960. Ausblick auf das Jahr 1962

Aus Anlaß ihrer Generalversammlung gab die Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI einen umfassenden Überblick über die Entwicklung der Rundfunk- und Fernsehindustrie im Jahr 1961, dessen wichtigste Punkte nachstehend wiedergegeben sind.

Produktion Fernsehen

Das Jahr 1961 stand für die Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie unter dem Zeichen der Produktionsverminderung sowie der Rückkehr zu einem normalen Lagerbestand auf dem Sektor Fernsehen. Die Hersteller sahen sich zu entsprechenden Maßnahmen genötigt, nachdem sich infolge der Verzögerung des „Zweiten Fernsehprogramms“ erhöhte Lagerbestände bei Industrie und Handel angesammelt hatten. Dank der Bemühungen jedes einzelnen Herstellers konnten Produktionseinschränkungen erreicht werden, mit denen später ein Lagerabbau einherging. Von Januar 1961 bis November 1961 stellte die Industrie 376 845 Fernsehempfänger weniger her (-18,3 %) als in der gleichen Zeit des Vorjahres. Insgesamt wurden in dem genannten Zeitraum 1 681 767 Empfänger gefertigt gegenüber 2 068 612 Stück von Januar 1960 bis November 1960. Wertmäßig betrug diese Produktionsverringerrung 11 %, der Produktionswert sank von 1,210 Mrd. DM auf 1,077 Mrd. DM.

Einschließlich des Monats Dezember 1961, für den die statistischen Ergebnisse noch nicht vorliegen, rechnet die Industrie für 1961 insgesamt mit einem Produktionsrückgang um etwa 500 000 Geräte auf 1,78 Mill. Stück. (Die Produktion 1960 verzehnlachte 2,28 Mill. Fernsehgeräte.)

Zur Normalisierung der Lage trug auch die mit Beginn des „Zweiten Fernsehprogramms“ ab Mai vorigen Jahres schlagartig verstärkt auftretende Nachfrage nach Fernsehgeräten bei. Das Jahr 1961 brachte der Bundes-

post insgesamt 1 252 768 neue Teilnehmer, das sind nur rund 7000 Teilnehmer weniger als 1960. Insgesamt waren am Jahresende 1961 5 887 530 Teilnehmer registriert.

Die Entwicklung der Fernsehteilnehmerzahl ist aber neuerdings nicht mehr der alleinige Maßstab für den Umsatz. Es muß noch berücksichtigt werden, daß erstmals im Jahre 1961 der sogenannte Ersatzkauf beim Absatz von Fernsehgeräten eine Rolle gespielt hat. Vielleicht 100 000 Geräte oder noch mehr wurden im letzten Jahr als Ersatz älterer Geräte angeschafft.

Die Bilanz des Jahres 1961 ergibt bei Fernsehgeräten einen Abbau der Lagerbestände von mehr als 400 000 Geräten Ende 1960 auf weniger als 280 000 Stück am 31. Dezember 1961. Umgerechnet entspricht dieser Lagerbestand etwa 1/2 Monatsproduktionen. Das kann als durchaus normal bezeichnet und sogar als großer Erfolg verbucht werden, nachdem der Lagerbestand im Verlauf des letzten Jahres zwischenzeitlich einmal auf 630 000 Geräte angestiegen war. Die Bestände im Handel dürften jetzt ein normales Ausmaß haben, wenn nicht sogar noch niedriger als normal sein.

Rundfunk

Anders war im abgelaufenen Jahr die Lage bei Rundfunkgeräten. Das Rundfunkgerät hat sich nach wie vor neben dem Fernsehgerät behaupten können. Das geht auch aus der Produktionsstatistik des letzten Jahres hervor. In der Zeit von Januar 1961 bis November 1961 stellte die Industrie 4 265 018 Rundfunkgeräte aller Art her und hat damit die gleiche Produktionshöhe erreicht wie in der gleichen Zeit des Vorjahres. Der entsprechende Produktionswert belief sich auf rund 720 Mill. DM (Vorjahr 702 Mill. DM). Ungefähr je 45 % der Produktion entfielen auf sogenannte Rundfunk-Helmpfänger sowie auf Koffer- und Autoradios. Etwa 10 %

machte die Produktion von Musiktromen aus. Die Herstellung von Koffer- und Autoempfängern konnte wiederum ausgedehnt werden. Sie erreichte eine Höhe von 1 904 275 Stück (Januar 1961–November 1961) im Gegensatz zu 1 800 826 Stück (Januar 1960–November 1960). Wertmäßig trat eine noch größere Steigerung ein, und zwar von rd. 218 Mill. DM auf rd. 255 Mill. DM.

Mit 1 968 413 Helmpfängern sowie 392 322 Musiktromen hielt sich die Produktion dieser Gerätegruppen etwa auf der Höhe des Vorjahres.

Export (Jan. bis einschl. Oktober)

Fernsehgeräte-Ausfuhr stark abgeschwächt

Die Exportsituation ist für die Hersteller von Rundfunk- und Fernsehgeräten infolge der zunehmenden Konkurrenz auf den Weltmärkten schwieriger geworden. Besonders stark trat diese Tendenz im vergangenen Jahr bei Fernsehgeräten auf. Während in dem Zeitraum Januar 1960 bis Oktober 1960 noch rund 472 000 Fernsehgeräte exportiert werden konnten, waren es im gleichen Zeitraum des Jahres 1961 nur rund 307 000 Stück, das heißt etwa 35 % weniger. Der Exportwert nahm noch stärker ab, und zwar von 225 Mill. DM auf 133 Mill. DM. Diese ungünstige Entwicklung machte sich auf allen Exportmärkten bemerkbar, und zwar sowohl in Europa als auch in Übersee, wobei der Anteil, der auf überseeische Länder entfällt, nach wie vor gering ist. Er beträgt nur etwa 14...15 %.

Rundfunkgeräte-Export konnte sich behaupten

Die Lage bei Rundfunkgeräten war dagegen wesentlich besser. Der Auslandsabsatz dieser Geräte entsprach insgesamt dem des Vorjahres. Bei einigen Gerätearten – so zum Beispiel Kofferempfängern, Autosupern und Musiktromen – konnte er noch gesteigert werden.

Insgesamt wurden von Januar 1961 bis Oktober 1961 von der westdeutschen Rundfunkindustrie 1 631 513 Rundfunkgeräte aller Art im Werte von 258 Mill. DM exportiert (Vorjahr 1 587 292 Stück im Werte von 252 Mill. DM).

Kofferempfänger hatten hieran einen Anteil von etwa 35 %, das heißt 567 282 Geräte (Vorjahr 498 584) mit einem Produktionswert von rund 62 Mill. DM (Vorjahr 54 Mill.). fanden Absatz im Ausland. Gegenüber dem Vorjahr bedeutet das eine Steigerung von rund 14 %. Etwa 10 % des Gesamtexports entfielen auf Autoempfänger, die in den ersten 10 Monaten des Jahres 1961 in einer Stückzahl von 160 461 (Vorjahr 140 278) im Ausland abgesetzt wurden. Die stückzahlmäßige Steigerung betrug hier ebenfalls 14 %, wertmäßig sogar rund 22 % (von rund 18 Mill. DM auf rund 22 Mill. DM). Die Ausfuhr von Musiktromen belief sich von Januar 1961 bis Oktober 1961 auf 191 957 Stück (Vorjahr 172 231) mit einem Wert von rund 84 Mill. DM (Vorjahr 81 Mill. DM). Mengenmäßig betrug die Exportsteigerung rund 11 %.

Nicht ganz auf dem Vorjahresniveau hielt sich der Export von Heim-Rundfunkempfängern, die mit einem Anteil von rund 45 % (708 833 Stück) die größte Gruppe im Gesamtexport bilden.

Ausblick auf das Jahr 1962

Die Aussichten für das Jahr 1962 werden von der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI als durchaus günstig angesehen, und zwar unter der Voraussetzung, daß man bei der Planung vernünftige Maßstäbe anlegt. Selbstverständlich wird es in absehbarer Zeit nicht möglich sein, wie im Jahre 1960 wieder 2,28 Mill. Fernsehgeräte zu produzieren, aber eine Produktion von 1,8 bis 1,7 Mill. Fernsehgeräten für das Jahr 1962 könnte den Möglichkeiten des Absatzes im In- und Ausland entsprechen.

Der Absatz für Rundfunkgeräte, der sich 1961 nur ganz wenig von dem des Vorjahres unterschied, dürfte auch für das Jahr 1962 in etwa dem gleichen Umfang gegeben sein.

Tonband-Anrufbeantworter als Gesprächspartner

DK 681 84 083 8: 621 395,9

Bereits seit längerer Zeit gibt es eine Anzahl von Geräten, die es ermöglichen, ankommende Telefonanrufe in Abwesenheit des Teilnehmers automatisch aufzunehmen und zu beantworten. Es sind dies einerseits selbständige Einheiten, die alle zur Sprachansage und -aufzeichnung sowie zur Steuerung erforderlichen Elemente in sich vereinigen, und zum anderen durch zusätzliche Steuereinrichtungen zu „Anrufbeantwortern“ ergänzte Heimtonbandgeräte. Die Verwendung eines mit einer Zusatzeinrichtung kombinierten Tonbandgerätes zur automatischen Aufnahme von Telefongesprächen ist naheliegend, da zur Sprachaufzeichnung und -wiedergabe ohnehin das Magnettonverfahren angewendet wird. Daß diese Möglichkeit bisher jedoch nur in wenigen Fällen ausgenutzt wurde, liegt wohl vor allem daran, daß die erforderlichen Steuereinrichtungen noch einen relativ großen Aufwand erforderten. Hinzu kommt, daß beim überwiegenden Teil der handelsüblichen Heimtonbandgeräte nicht die Möglichkeit gegeben ist, ohne nachträglichen Eingriff die Geräte von einer anzuschließenden Zusatzeinrichtung aus in geeigneter Weise zu steuern.

Das Vierspur-Tonbandgerät „Magnetophon 76“ läßt sich jedoch durch einen neuartigen Steuereteil in einfacher Weise zu einem automatischen Telefon-Anrufbeantworter ergänzen. Der grundlegende Unterschied des hier beschriebenen Gerätes gegenüber anderen dieser Art besteht darin, daß die Steuerung durch auf den Tonträger aufgezeichnete

Absagetexte kündigt ihm schließlich die Beendigung der Aufsprache an. Die Dauer einer Gesprächsverbindung ist von der Deutschen Bundespost mit 60 bis maximal 65 s vorgeschrieben. Dies läßt sich dadurch in einfacher Weise einhalten, daß in immer wiederkehrendem Zyklus die Steuerungssignale sowie die An- und Absagetexte in den entsprechenden Abständen auf dem zum Anrufbeantworter gehörenden Tonband aufgesprochen sind. Bild 1 zeigt in schematischer Darstellung die zeitliche Folge von Text und Steuerungssignalen auf dem Band. Bei Verwendung eines Doppelspielbandes (15-cm-Spule) können insgesamt etwa 85 Gespräche aufgenommen werden. Das zur Anrufbeantwortung erforderliche Tonband wird zu jedem Gerät entsprechend den Angaben des jeweiligen Benutzers fertig besprochen geliefert.

Im folgenden sei an Hand des Blockschaltbildes (Bild 2) kurz das Zusammenwirken des Zusatzteiles „Anrufbeantworter“ mit dem „Magnetophon 76“ dargestellt. Ein ankommender Ruf läßt über die Steuereinrichtung des Anrufbeantworters das in Stellung „Schnellstop“ stehende Tonbandgerät im Rhythmus des Rufes anlaufen. Das Zusammentreffen eines Rufes und des von Sp 2 A kommenden Steuerungssignales (praktisch erfolgt dies während des zweiten ankommenden Rufes) bewirkt das Schließen der Amtschleife. Damit ist die Verbindung hergestellt und bleibt so lange bestehen, bis nach Ablauf von 60 s der Ausschaltimpuls die Endauslösung und damit die Trennung der Gesprächsverbindung einleitet. Die Weiche des An-

rufbeantworters über den Anschluß Bu 2 dem Tonbandgerät entnommen wird.

Der Transistor T 1 verstärkt die über den Synchroanschluß zugesprochenen An- und Absagetexte. Die Verstärkung der Steuerungssignale in dieser Stufe wird durch Resonanzkreise so weit herabgemindert, daß sie das zulässige Maß in Richtung Amtsleitung nicht überschreitet. Der Transistor T 2 verstärkt die Steuerimpulse, T 3 arbeitet als Schalter.

Befindet sich der Anrufbeantworter in Bereitschaft, dann stellen C 22, C 23 in Verbindung mit dem Gleichrichter Gl 6 und dem Relais A eine Impedanz dar, die der eines zweiten Weckers entspricht. Bei ankommendem Ruf wird die Rufwechselspannung durch Gl 6 gleichgerichtet, und A zieht an. Die beiden Umschaltkontakte des Relais werden betätigt. Der Kontakt α' überbrückt über Bu 2 die Schnellstoptaste des Tonbandgerätes, und das Band läuft jeweils für die Dauer des ankommenden Rufsignals. Im Verlauf des ersten oder des nachfolgenden Rufes passiert nun der auf dem Band aufgezeichnete Einschaltimpuls den Tonkopf und gelangt über den hochohmigen Synchroausgang des „Magnetophon 76“ auf den Eingang des Anrufbeantworters.

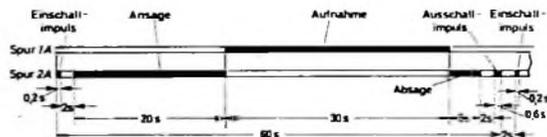


Bild 1. Schematische Darstellung der zeitlichen Folge von Steuerimpulsen und Text auf dem speziell für die Anrufbeantwortung vorgesehenen Tonband

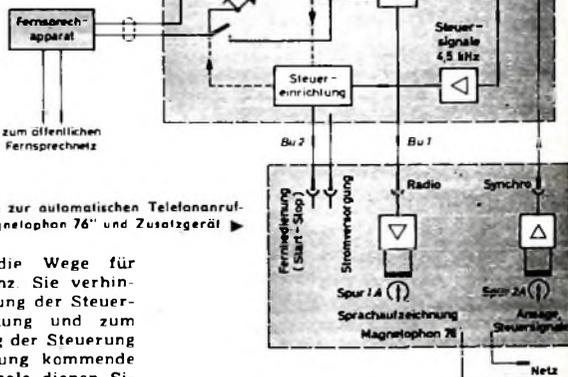


Bild 2. Blockschaltbild der Anlage zur automatischen Telefonanrufbeantwortung, bestehend aus „Magnetophon 76“ und Zusatzgerät

tonfrequenzsignale und nicht durch einen besonderen mechanisch angetriebenen Steuermechanismus vorgenommen wird. Der Anschluß erfolgt ohne Eingriff in den mechanischen oder elektrischen Aufbau des Tonbandgerätes. Das Zusatzgerät benötigt kein eigenes Netzteil, die Stromversorgung erfolgt vom Tonbandgerät aus. Beim vierspurigen „M 76“ ist die Möglichkeit vorhanden, auf der einen Spur des Tonbandes eine Aufnahme zu machen und gleichzeitig eine von der ersten Spur unabhängige Aufzeichnung auf der zweiten Spur abzuhören.

Diese Möglichkeit wurde ausgenutzt, indem die auf der Spur 2 A (Bild 1) aufgezeichneten Steuerungssignale sowie An- und Absagetexte „abgehört“ werden, während auf der Spur 1 A die Nachricht des Anrufenden aufgezeichnet wird. Der Ansagetext gibt dem Anrufenden von der Aufzeichnungsmöglichkeit Kenntnis, und der

rufbeantworters trennt die Wege für Signal- und Sprachfrequenz. Sie verhindert einmal eine Übertragung der Steuerungssignale auf die Amtsleitung und zum anderen eine Beeinflussung der Steuerung durch etwa von der Leitung kommende Störsignale. Als Steuerungssignale dienen Sinustöne mit einer Frequenz von 4,5 kHz, die mit dem maximal möglichen Pegel auf das Band aufgesprochen werden. Diese Art der Steuerung ist nicht nur hinsichtlich des Aufwandes für das Zusatzgerät vorteilhaft, sondern sie gewährleistet auch die erforderliche Betriebssicherheit. Insbesondere wird damit sichergestellt, daß bei Aufliegen eines falschen Tonbandes keine Gesprächsverbindung zustande kommt.

Elektrischer Aufbau und Wirkungsweise

Im Bild 3 ist die Schaltung des Anrufbeantworters dargestellt. Das Gerät wird mit 26 V Gleichspannung betrieben, die

Sp 1 und C 6 stellen einen Saugkreis dar, dessen Resonanzfrequenz auf die Frequenz der Steuerungsimpulse abgestimmt ist. Über die Anzapfung von Sp 1 gelangt der Impuls zum Transistor T 2. Hier wird er selektiv verstärkt, über die Sekundärwicklung des Übertragers U 2 ausgekoppelt und gelangt über die Begrenzerschaltung, bestehend aus Gl 1, Gl 2 sowie den Widerständen R 12, R 13, R 17, R 18 auf den Eingang der selektiven Schaltstufe. Die Begrenzerschaltung ist in bekannter Weise ausgeführt und hat die Aufgabe, eventuelle Pegelunterschiede bei den einzelnen Tonbandgeräten zu kompensieren.

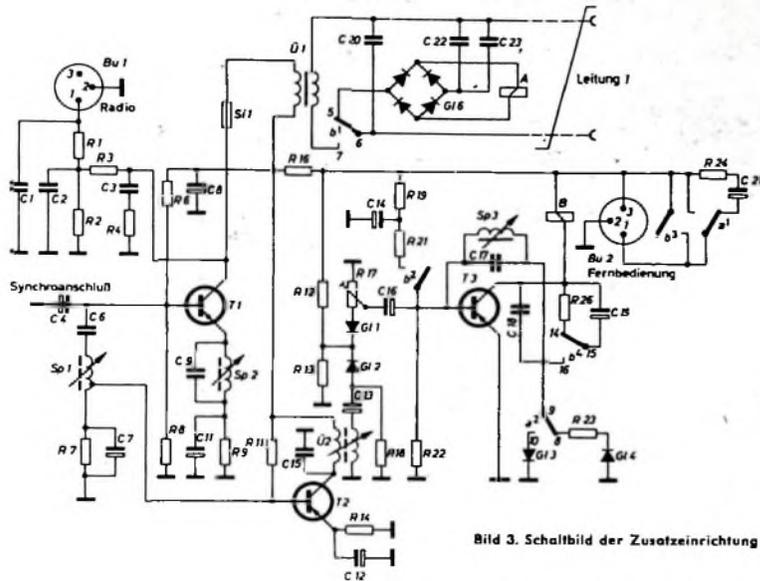


Bild 3. Schaltbild der Zusatzrichtung

Die Schaltstufe stellt, gemäß ihrer Wirkungsweise, praktisch einen bistabilen Flip-Flop dar, dessen Kippvorgang durch ein Wechselspannungssignal ausgelöst wird. Eine an der Basis von T3 stehende Wechselspannung wird, sofern ihre Frequenz mit der Eigenfrequenz des im Gegenkopplungszweig liegenden Sperrkreises Sp3, C17 übereinstimmt, im Transistor verstärkt, wobei der Scheinwiderstand des Relais B als Arbeitswiderstand wirkt. Die verstärkte Spannung wird an der Diode G1 gleichgerichtet (die Strecke 9, 10 des Relaiskontaktes a' ist geschlossen), und das Basispotential des Transistors, der vorher lediglich Reststrom führte, wird negativ. Damit nimmt auch die Verstärkung erheblich zu, der Kollektorstrom steigt an, so daß sich der gesamte Vorgang bis zum Anziehen des Relais sehr schnell aufschaukelt. Die Schnelligkeit des Kippvorganges wird praktisch durch die Größe von C18 bestimmt, der die Wechselspannung vom Kollektor auf die Diode koppelt. In der vorliegenden Schaltung wurde die Einschaltzeit auf etwa 150 ms festgelegt. Hat Relais B angezogen, dann erhält der Transistor über den Relaiskontakt b' negative Basisspannung; es fließt ein Kollektorstrom, dessen Höhe (≈ 20 mA) praktisch durch den Widerstand des Relais B bestimmt wird.

Zugleich mit dem Einschalten des Relais wird außerdem ein Spannungsstoß über C19 und Kontakt b' (von 15 nach 16) auf die Basis von T3 übertragen. Das verhindert, ebenso wie der im Einschaltmoment erhöhte Basisstrom infolge des aufgeladenen C14, eine sofortige Wiederabschaltung durch das kurzzeitig fort-dauernde Einschaltssignal. Außerdem hat die Einschaltung von C19 eine starke Verzögerung des Ausschaltvorganges ($\approx 0,5$ s) zur Folge.

Mit dem Anziehen von B wird aber über b' auch nach dem Abfall von Relais A die Schnellstoppaste kurzgeschlossen und weiterhin über b' die Gleichstromschleife für die Amtsleitung und damit die Gesprächsverbindung hergestellt. Der Übertrager U1 ist so dimensioniert, daß sich bei einem Gleichstromwiderstand von $R = 100$ Ohm

der erforderliche Scheinwiderstand im Frequenzbereich von 300 ... 3400 Hz ergibt.

Die Ausschaltung erfolgt im Prinzip ähnlich wie die Einschaltung: Das Ausschaltssignal wird im jetzt geöffneten Transistor verstärkt und, da A nicht erregt ist, nunmehr mittels G14 gleichgerichtet. Gemäß der Polung von G14 wird jetzt das Basispotential in positiver Richtung verschoben, der Strom fällt auf ≈ 1 mA ab; der Transistor sperrt sich selbst.

Die weiteren Vorgänge sind eindeutig: b' schaltet um nach 5, 6 und bereitet so den Weg für das nächste Rufsignal vor, b' öffnet. Die Abschaltung des Tonbandgerätes erfolgt jedoch infolge der Zeitkonstante von R24, C21 mit einer Verzögerung von ≈ 1 s. Damit ist gewährleistet, daß das Band so lange weiterläuft, bis der gesamte Ausschaltimpuls den Tonkopf passiert hat.

Die Dauer für den Einschaltimpuls ist 0,2 s, die des Ausschaltimpulses 0,6 s. Die Unterscheidung von Ein- und Ausschaltimpuls nach ihrer Länge verhindert, daß bei irgendwelchen Betriebsstörungen (beispielsweise vorübergehender Netzausfall, unsachgemäße Bedienung) Ein- und Ausschaltung außer Tritt geraten.

Wie aus der Schaltung zu ersehen ist, gelangt einerseits die von der Amtsleitung kommende Nachricht über U1 und die entsprechenden Spannungsteiler und Frequenzkorrekturglieder zur Aufzeichnung auf den Radio-Eingang (Bu 1) des Tonbandgerätes. Außerdem wird aber der Melde- und Absagetext von Spur 2 A auf Spur 1 A umkopiert, so daß beides später beim Abhören lückenlos aufeinanderfolgt.

Die eingangs bereits erwähnte Unterdrückung der Impulsfrequenz im Sprechkanal wird im wesentlichen durch den Saugkreis Sp1, C6 und den im Emittierzweig von T1 liegenden Sperrkreis Sp2, C9 erreicht.

Bild 4 zeigt einen Blick in das Innere des Gerätes. Eine Gabelvorstellung des Zusatzgerätes vermittelt Bild 5.

Abschließend sei erwähnt, daß es auch bei angeschlossenem Anrufbeantworter mög-

lich ist, den Telefonapparat wie gewohnt zu benutzen. Ferner kann sich der Angerufene jederzeit selbst in eine gerade stattfindende automatische Gesprächsaufnahme einschalten. Er muß dazu nur

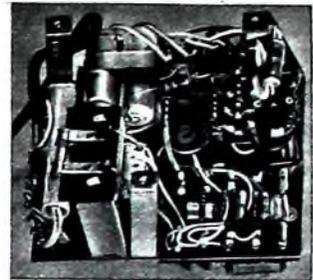


Bild 4. Innenansicht des Anrufbeantworters



Bild 5. Ansicht des an der Rückseite des „Magnaphon 76“ aufgesetzten und mit dem Telefon verbundenen Zusatzgerätes „Anrufbeantworter“

den Hörer abnehmen. Hierbei trennt der Gabelumschalter die Verbindung zwischen Telefonapparat und Anrufbeantworter. Der vom Anrufbeantworter kommende Text gelangt nun nicht mehr auf die Leitung. Die Schaltfunktionen des Gerätes bleiben jedoch unbeeinflusst. Das Tonbandgerät wird also auch in diesem Falle nach Ablauf von 60 s zum Stillstand kommen.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Januarheft 1962 unter anderem folgende Beiträge:

- Anwendungen der Tunneldiode
- Anwendungen thermoelektrischer Bauelemente
- Abgestimmter Niederfrequenzverstärker
- Eine Synthese aus Schmitt-Trigger und Multivibrator
- Radifizierender Verstärker, insbesondere zur Verarbeitung von Einspritzwärteln bei Dieselmotoren
- Praktische Dimensionierung von Univibratoren und Untersetzstufen
- Die Elektronenrechner-Ausstellung in London
- Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Parabolisches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft
 Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
 BERLIN-BORSIGWALDE

Ziemlich selbstbau

Aussteuerungsmesser für Tonbandgeräte

Aussteuerungsmesser gehören zu den unbedingt erforderlichen Hilfsmitteln des anspruchsvolleren Tonbandfreundes. Ein im Tonbandgerät zur Aussteuerungskontrolle eingebautes Magisches Auge oder ein Magischer Strich zeigt optisch zwar eine Übersteuerung an, aber eine Aussteuerung im direkten Sinne ist das keinesfalls. Hinzu kommt noch, daß oft die Abstimmanzeigeröhren sehr frequenzabhängig arbeiten und die Aufnahmen beim Abhören Verzerrungen aufweisen, die auf Übersteuerungen zurückzuführen sind.

Um nun wirklich studiomäßig aussteuern zu können, ist zunächst einmal vorauszusetzen, daß der Aussteuerungsmesser eine Verstärkerschaltung hat, die neben

der Regelspannung (Bild 2) Der Anodenstrom weist ebenfalls einen leicht exponentiellen Charakter auf. Die an der Anode von R61 überlagerte Gleichspannung wird über den Spannungsteiler R7 (5 MOhm) und R8 (600 kOhm) dem ersten System von R62 zugeführt. Die gewählte Dimensionierung des Spannungsteilers ergibt einerseits einen möglichst geringen Nebenschluß zur EAF 42, andererseits wird der als Gitterableitwiderstand der ECC 40 hochstzulässige Wert von R8 nicht überschritten. Bei einer Aussteuerung von 0 dB erhält R61 den an R6 auftretenden Spannungsabfall der Diodenstrecke als Gittervorspannung. Sie hat einen Wert von etwa 0,5 ... 1 V, wobei die Anodenspannung etwa 90 V ist.

mentes M einregeln. R16 (5 kOhm) und R17 (10 kOhm) im Anzeigekreis dienen als Vorwiderstände des Meßgerätes. R17 braucht während des Betriebes nicht nachgeregelt zu werden.

Es empfiehlt sich, das Gerät sehr sorgfältig zu eichen, um eine ausreichende Genauigkeit der Anzeige zu gewährleisten. Mit Hilfe des Eingangspotentiometers P1 und des Meßgerätevorwiderstandes R17 kann der Skalverlauf nach den jeweiligen Gegebenheiten verändert werden. Will man verschiedene Tonspannungsquellen wahlweise aussteuern, dann empfiehlt es sich, je umschaltbaren Eingang einen besonderen Spannungsteiler zu verwenden.

Eine betriebsmäßig ausreichende Eichmöglichkeit vor jeder Aufnahme ist durch Betätigen des Kellogschalters in Richtung „Eichen“ möglich. Dabei wird von der Wechselstromheizung der Röhren über den zuvor exakt eingestellten Spannungsteiler R16 (100 Ohm) eine Spannung dem Eingang zugeführt, die das Instrument auf 0 dB ausschlagen lassen soll. Eventuelle Korrekturen werden nur mit P1 vorgenommen. Die Schalterstellung „Eichgenerator“ ermöglicht eine ganz genaue Eichung bei Zuführung von Normpegeln verschiedener Frequenzen.

Der Aufbau eines solchen Aussteuerungsmessers ist unkritisch; es sind lediglich die üblichen Verdrahtungsvorschriften für Tonfrequenzverstärker zu beachten.

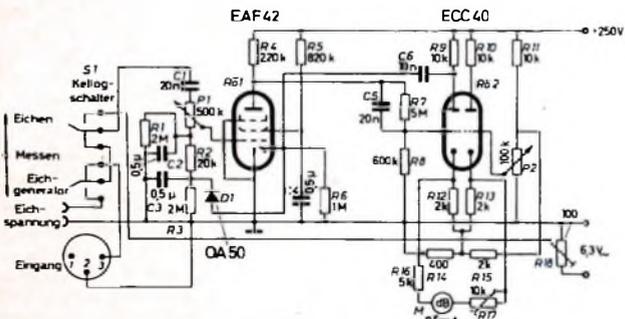


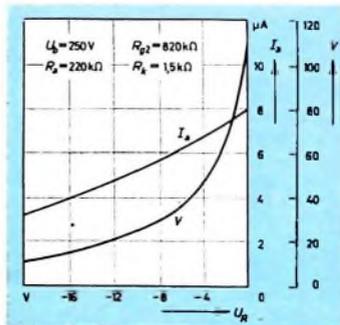
Bild 1. Schaltung des Tonband-Aussteuerungsmessers

Bild 2 (unten) Anodenstrom und Verstärkung der EAF 42 in Abhängigkeit von der Regelspannung U_R am ersten Gitter

logarithmischer Verstärkung einen Bereich von mindestens -30 ... +5 dB beherrscht, wobei das Meßgerät richtungsabhängig elektrisch gedämpft wird, so daß es schnell ausschlägt und langsam zurückkehrt. Der Eingang soll hochohmig sein, um einen Ausgangsspannungsverlust zu vermeiden. Im Aufsatz „Tonstudio-Einrichtung“ leider nicht käuflich im Heft 20/1961, S. 736-737, wurde ein entsprechender Aussteuerungsmesser [1] beschrieben, der nachstehend etwas näher erläutert ist.

Bild 1 zeigt die Schaltung. In der mittleren Stellung des Kellogschalters S1 gelangt die Modulation über C1 (20 nF) und den Einstellregler P1 (500 kOhm) zum Steuergitter von R61 (EAF 42). Die verstärkte Ausgangsspannung wird über den Kopplungskondensator C5 (20 nF) von der Anode abgenommen und dem Gitter des ersten Systems von R62 (ECC 40) zugeführt. C6 (10 nF) nimmt die abermals verstärkte Tonfrequenz von der Anode des ersten Systems der ECC 40 ab; an der Diodenstrecke von R61 wird sie gleichgerichtet und dient anschließend zur Regelung der EAF 42. Die Germaniumdiode D1 verhindert dabei, daß sich der Ladekondensator C3 (0,5 µF) über eine Parallelschaltung von R6 (1 MOhm) und R3 (2 MOhm) entlädt. Es tritt eine langsame Entladung von C3 über R3 ein, die die gewünschte richtungsabhängige Dämpfung ergibt. Die Gleichspannung gelangt nun über die zusätzliche Siebkette R2 (20 kOhm), C2 (0,5 µF) an das untere Ende von P1 und zum Steuergitter der EAF 42.

Die Spannungsverstärkung von R61 ist nahezu logarithmisch in Abhängigkeit von



Dem Spannungsteilerverhältnis R7, R8 entsprechend liegt eine bestimmte, dem Chassis gegenüber positive Gittervorspannung an R62. Deshalb wird die Katode der ECC 40 mit Hilfe der Widerstände R11 (10 kOhm), R15 (2 kOhm) und R14 (400 Ohm) in Verbindung mit dem Katodenwiderstand R12 (2 kOhm) des ersten Systems hochgelegt. Würde man die Katode nur mit einem Katodenwiderstand hochlegen, dann ergäbe das eine zu starke Gegenkopplung.

Das zweite System von R62 läuft zur Vermeidung einer Nullpunktauswanderung unausgesteuert als Brückenweig mit dem Potentiometer P2 dient lediglich zur Einstellung der Gittervorspannung, um die Spannung zwischen den Katoden auf Null zu bringen. Mit P2 läßt sich somit der elektrische Nullpunkt des zwischen den Katoden eingeschalteten Anzeigeeinstru-

Schrifttum

- [1] Junghans, W.: Magnetbandspieler-Selbstbau München, Radio-Praktiker-Bücherei Nr. 10/10a, Franzis-Verlag

Magnetton-Nachrichten

Die Abgellung von urheberrechtlichen Ansprüchen

Die GEMA erhebt seit langem den Anspruch, daß die Ausnahme von urheberrechtlich geschützten Werken auf Tonband auch für den persönlichen Gebrauch gebührenpflichtig sei. Ein kürzlich gegen den Besitzer eines Tonbandgerätes ergangenes Gerichtsurteil, gegen das allerdings Berufung eingelegt wurde, erklärt bereits den Besitz eines Tonbandgerätes als entsprechend gebührenpflichtig. Sowohl die Vereinigungen von Tonband-Amateuren als auch die Hersteller von Tonbandgeräten stehen dagegen nach wie vor auf dem Standpunkt, allein der Besitz eines Tonbandgerätes könne die Zahlung urheberrechtlicher Gebühren nicht begründen. Auch eine einmalige Abgellung von Urheberansprüchen wurde deshalb, wie bereits schon in früheren Jahren, abgelehnt. So schriebens dazu die deutschen Tonbandgeräthehersteller in einer Stellungnahme jetzt unter anderem:

„Was die Abgellung urheberrechtlicher Ansprüche beim Gebrauch eines Tonbandgerätes betrifft, so hat die Industrie immer den Standpunkt vertreten, daß es Sache der GEMA und sonstiger Berechtigter ist, diese Ansprüche bei den in Betracht kommenden Tonbandgeräteebsitzern geltend zu machen. Zudem steht die Urheberrechtsrelorm vor der Tür, bei der entschieden werden muß, ob die private Tonbandvervielfältigung gebührenpflichtig oder von Urheberansprüchen frei sein soll, wie es der ursprüngliche Entwurf des Bundesjustizministeriums mit bis heute nicht widerlegten Gründen (insbesondere Freihaltung der persönlichen Sphäre) vorgeschlagen hat.“

Die Selbstherstellung einer Einspeisespule zum Abgleich von Magnettongeräten

DK 621 317: 681.84.083.8

Zur Einstellung des Wiedergabeteils eines Magnettongerätes dient im allgemeinen der Frequenzgangteil eines DIN-Bezugsbandes, der einen definierten Frequenzgang des Bandflusses in Form von Einzeltonen oder einen Gleittonteil enthält. Werden beim Ablufen dieses Teils des Bezugsbandes die Entzerrungsglieder im Wiedergabeverstärker so eingestellt, daß an seinem Ausgang eine konstante, frequenzunabhängige Spannung auftritt, so erfolgt die Aufzeichnung bei geradlinigem Überalles-Frequenzgang des Magnettongerätes entsprechend der auf dem Bezugsband aufzeichneten Norm.

Ein anderer Weg, den Frequenzgang des Wiedergabeteils einzustellen, besteht darin, das laufende Band durch eine Einspeisespule zu ersetzen, die von einem Ton-generator gespeist und vor den Wiedergabekopf geschoben wird. Dabei können jedoch die wellenlängenabhängigen Einflüsse (Spaltdämpfung) nicht erfaßt werden; man muß dann also die Speisespannung entsprechend verändern.

1. Mechanischer Aufbau der Einspeisespule

Bild 1 zeigt die Abmessungen der Spulenhalterung, die aus einem 8 mm breiten und 1,5 mm dicken Kunststoffband besteht. Zwei kleine Kunststoffstege nehmen die achterförmig ausgeführte Spulenwicklung (35 Wdg 0,05 mm CuL, Induktivität etwa 15 µH) auf, wobei die verlöteten Drahtenden von Spule und Zuleitungskabel durch zwei Löcher geführt werden. Bei thermoplastischen Kunststoffen empfiehlt es sich, die Verbindungsstellen an den Löchern mittels eines geeigneten Klebstoffes zu fixieren. Der 200-Ohm-Linearisierungswiderstand ist in einem der beiden Bananenstecker des Zuleitungskabels eingebaut. Eine ausgeschnittene Gummihülse sorgt dafür, daß kein Masseschluß beim Einschieben der Spule in das Tonbandgerät auftritt (Bild 2).

2. Elektrische Eigenschaften der Spule

Die Einspeisespule hat eine Induktivität von etwa 15 µH. Wegen des vorgeschalteten Linearisierungswiderstandes von 200 Ohm kann der Frequenzgang des Spulenstroms auch noch bei 20 kHz vernachlässigt werden. Die Eingangsspannung

und die von der Spule erzeugte magnetische Feldstärke sind daher im interessierenden Tonfrequenzbereich für alle Frequenzen durch die gleiche Proportionalitätskonstante verbunden.

Wie Bild 3 zeigt, schiebt man die Einspeisespule von oben zwischen den Tonkopf und die Andruckplatte. Die Abmessungen der Spule sind so gewählt, daß die Betätigung der Andruckplatte des Tonkopfes ohne weiteres möglich ist, da bei den meisten Heim-Tonbandgeräten erst in der Betriebsstellung „Wiedergabe“ die elektrische Verbindung von Tonkopf und Verstärker hergestellt wird. Die Lage der Einspeisespule ist bei der Messung nicht besonders kritisch. Man erhält im Tonkopf den maximalen Fluß, wenn man sie senkrecht einführt und in eine der Spurlage entsprechende vertikale Lage bringt. Wegen der achterförmigen Wicklung bildet sich vor dem Tonkopf ein bipolares Magnetfeld aus, das den Verhältnissen bei Längsmagnetisierung eines Tonbandes ähnelt. Wesentlich ist allerdings, daß die Spule während der Messung ihre Lage nicht verändert, damit der Tonkopf immer in gleicher Weise von den magnetischen Feldlinien durchsetzt wird.

3. Meßschaltung

Die für die Messung erforderliche Schaltung zeigt Bild 4. Der Tongenerator 1 speist über den veränderbaren Abschwächer 2 (zum Beispiel ein Potentiometer) die Spule 3, deren Eingangsspannung U_e durch das Tonfrequenz-Röhrenvoltmeter 4 kontrolliert wird. Die im Tonkopf 5 induzierte NF-Spannung wird im Wiedergabeverstärker 6 durch Verändern von Trimm-einrichtungen so entzerrt, daß das am Ausgang des Gerätes (Diode-normbuchse, Radioausgang) angeschlossene Tonfrequenzvoltmeter 7 im gesamten zu übertragenden Frequenzbereich möglichst konstante Spannung anzeigt. Bei den meisten Heim-Tonbandgeräten ist für den Überalles-Frequenzgang eine maximale Abweichung von ± 3 dB gegenüber 1000 Hz zugelassen. Bei der Prüfung des Wiedergabeteils mittels Einspeisespule sollten die Unterschiede jedoch kleiner bleiben, da durch den Aufnahme Kanal noch zusätzliche Abweichungen auftreten können.

4. Der genormte Frequenzgang des Spulenstroms

Um den auf einem Bezugsband aufgezeichneten Bandfluß nachzubilden, muß an der Einspeisespule ein entsprechender Frequenzgang der Eingangsspannung U_e mittels eines Abschwächers eingestellt werden. Außerdem ist die wellenlängenabhängige Spaltdämpfung zu berücksichtigen.

Der Bandflußverlauf entspricht im allgemeinen dem Impedanzverlauf einer Paral-

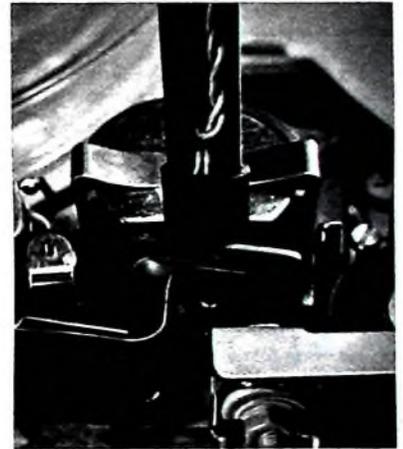


Bild 3. Einführen der Einspeisespule bei einem Heim-Tonbandgerät

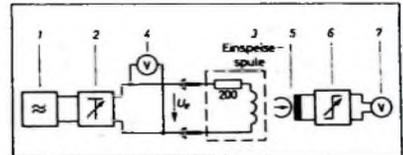


Bild 4. Meßschaltung

elschaltung eines Kondensators mit einem ohmschen Widerstand, der durch die Zeitkonstante $\tau = R_1 \cdot C_1$ beschrieben wird. Daraus ergibt sich der Frequenzgang [1]

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot \tau^2}}; \quad \omega = 2\pi \cdot f \quad (1)$$

Da noch die Wellenlängenabhängigkeit bei der Abtastung eines Tonbandes erfaßt werden muß, multipliziert man Gl. (1) noch mit der Spaltfunktion und erhält dann

$$U_s = U_e \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot \tau^2}} \cdot \frac{\sin \pi \frac{s}{\lambda}}{\pi \frac{s}{\lambda}} \quad (2)$$

Darin bedeutet s die effektive Spaltbreite des Wiedergabekopfes und $\lambda = \frac{v}{f}$ die sich

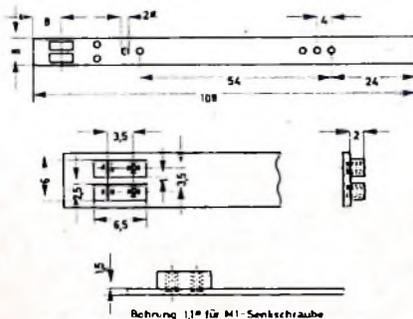


Bild 1. Maßskizzen für die Spulenhalterung



Bild 2. Einspeisespule mit Schutzhülse

Der Weg zur Meisterprüfung

aus Bandgeschwindigkeit v und Frequenz f ergebende Wellenlänge der Aufzeichnung [1]. Bei tiefen Frequenzen ($\omega \ll \frac{1}{\tau_1}$; $s \ll \lambda$) ist $U_c = U_0$. Man wählt U_0 zweck-

mäßigerweise so, daß das Voltmeter V im Bild 4 dabei Vollausschlag zeigt (0 dB). Dann kann die Einspeisefunktion nach Gl (2) für die gewünschte Zeitkonstante r und Spaltbreite s direkt in dB angegeben werden.

Bei den neueren Entzerrungsvorschlägen ist allerdings bei den niedrigeren Bandgeschwindigkeiten auch im Bereich tiefer Frequenzen ein Anstieg des Bandflusses vorgesehen, der sich durch den Impedanzverlauf einer RC-Reihenschaltung darstellen läßt [1]. Berechnet man das auf den ohmschen Anteil bezogene Übertragungsmaß, so ergibt sich

$$\frac{|R|}{R} = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \cdot \tau_1^2}}; \tau_1 = R_1 \cdot C_1 \quad (3)$$

Man erkennt, daß nach Gl. (3) der Bandfluß bei tiefen Frequenzen mit dem Faktor $\frac{1}{\omega \cdot \tau_1}$ (6 dB/Oktave) zunimmt, wenn

der Bereich $\omega \ll \frac{1}{\tau_1}$ betrachtet wird. In

diesem Fall ergibt sich der am Abschwächer 2 einzustellende Frequenzgang für die Einspeisepule durch Multiplikation der Gleichungen (2) und (3) zu

$$U_c = U_0 \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{\omega^2 \cdot \tau_1^2}}{1 + \omega^2 \cdot \tau_1^2}} \frac{\sin \pi \frac{s}{\lambda}}{\pi \frac{s}{\lambda}} \quad (4)$$

Die beschriebene Einspeisepule sollte in erster Linie für Relativmessungen eingesetzt werden, zum Beispiel bei Festlegung des Frequenzganges im Wiedergabeteil. Zweckmäßigerweise bringt man die Einspeisepule so vor dem Wiedergabekopf an, daß sich etwa die maximale Hörfeld-EMK ergibt. Die Spannung U_0 ist so zu wählen, daß sich die bei Vollaussteuerung ergebenden Pegelverhältnisse am Ausgang des Wiedergabeverstärkers einstellen. Die Vollaussteuerung wird durch eine Testaufzeichnung eines Sinustons unter Beobachtung des Aussteuerungsmessers bei einer verhältnismäßig niedrigen Frequenz (etwa 300 Hz) ermittelt. Bei Studiogeräten ist das Einführen der Spule in Bandlaufrichtung leichter. In diesem Fall müssen dann die Kunststoffstege auf der Spulenhalterung um 90° versetzt werden.

Bei der Messung des Frequenzganges im Wiedergabeteil des Magnettongeräts mit Hilfe der Einspeisepule muß natürlich stets der Ausgang des Entzerrers zum Anschluß des Spannungsmessers benutzt werden, um Klangerregglieder in der NF-Endstufe zu umgehen. Die dreipolige Ausgangsnormbuchse liefert bei den Heim-Tonbandgeräten zwischen den Anschlußpunkten 3 und 2 je nach Gerätetyp und Einstellung des Lautstärkereglers einen NF-Pegel von etwa 0,5...1 V.

Schrifttum

[1] Schmidt, H.: Über die Entzerrung von Magnettonanlagen. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 23, S. 825-826

Das Radio- und Fernsehtechniker-Handwerk ist an der beruflichen Weiterbildung von Lehrling, Geselle und Meister sehr interessiert. Die Heranbildung eines qualifizierten Facharbeiter- und Meisternachwuchses bereitet den Spitzenorganen erhebliche Sorgen, vor allem im Hinblick auf die notwendigen Rationalisierungsmaßnahmen und wegen der immer weiter zunehmenden Kürzung der Arbeitszeit.

Der Handwerker und vor allem der Handwerksmeister von heute darf, wenn er mit überdurchschnittlichen Leistungen aufwarten und seinen Stand auch im öffentlichen Leben würdig vertreten will, nicht allein mit dem handwerklichen und betriebswirtschaftlichen Rüstzeug seiner Meisterlehre und Gesellenzeit ausgestattet sein. Er muß über gute technische, naturwissenschaftliche (Physik, Chemie) und mathematische Kenntnisse verfügen. Die dazu notwendigen Voraussetzungen kann der junge, wenn auch begabte Funk- und Fernsehtechniker nicht aus eigener Kraft entwickeln. Wer deshalb seine handwerkliche Berufslaufbahn beispielsweise mit der Meisterprüfung krönen will, sollte sich bereits als Lehrling und später auch als junger Geselle darauf einstellen. Er muß ständig an sich arbeiten, praktische Erfahrungen sammeln und das fachtheoretische Wissen erweitern. Möglichkeiten dazu sind der Besuch von Fachkursen der Innungen, Aufbauklassen der Berufsschulen, Kursen fachlicher und allgemeiner Art der Volkshochschulen und Volkshilfswerke, die ständige Lektüre der Fachzeitschriften und einschlägigen Fachbücher oder auch die Teilnahme an einem technischen Fernunterricht (Selbstunterricht).

Als wertvollste und zugleich erfolgreichste Vorbereitung auf die Meisterprüfung darf wohl ein ein- oder mehrmögiger Besuch einer Meisterschule angesehen werden. Dem Radio- und Fernsehtechniker-Handwerk stehen eine Anzahl guter, mit modernsten Lehrwerkstätten ausgerüsteter Meisterschulen zur Verfügung. Der Unterricht an diesen Lehranstalten dient der systematischen Ordnung von Theorie und Praxis zu einer organischen Gesamtheit. Er ermöglicht es, die Fähigkeiten, die durch die tägliche Arbeit in der Werkstatt nicht von selbst weiterentwickelt wurden, fachtheoretisch zu untermauern und das Können durch das notwendige Maß an Wissen in betriebstechnischer, kaufmännischer und berufspädagogischer Hinsicht zu ergänzen.

Der Fach- und Meisterschulbesuch setzt eine ordnungsmäßige und erfolgreich durchgeführte Lehrzeit voraus und baut auf den Berufsschulkenntnissen auf, die in den Gesellenjahren ständig erweitert werden müssen.

Die Meisterprüfung kann man im allgemeinen nach fünfjähriger Gesellenzeit ablegen. Sie wird abgenommen von dem zuständigen Ausschuss der Handwerkskammern, Meisterschulen und Innungen sind nicht berechtigt, Meisterprüfungen durchzuführen.

Die fachlichen Vorschriften für die Meisterprüfung im Radio- und Fernsehtechniker-Handwerk sehen unter anderem gute theoretische und praktische Kenntnisse auf den Gebieten Werkstoffkunde, Isolierstoffe, Betriebskunde, Grundlagen der Elektrizitätslehre, Hoch- und Niederfrequenztechnik, Besondere Fachkunde, Fachrechnen und Fachzeichnen vor. Auch die an das Fach gebundenen gesetzlichen und sonstigen Vorschriften müssen dem Prüfling vertraut sein.

Über die Kosten der Lehrgänge (Studiengebühren, Lehrmittel, Unterkunft) sowie über die Dauer des Studiums geben die Meisterschulen auf Anfrage Auskunft.

Für die Vorbereitung auf die Meisterprüfung sind beispielsweise nachstehende Schulen für Radio- und Fernsehtechniker geeignet:

1. Staatliche Meisterschule für das Elektrowerke, (17a) Karlsruhe (Baden), Adlerstraße 28.
Vorbereitung auf die Meisterprüfung, Dauer des Lehrgangs 5 Monate.
2. Elektrotechnische Lehranstalt des Physikalischen Vereins, (16) Frankfurt, Gräßstraße 48.
Ausbildung zum Techniker, Fachrichtung Elektrotechnik, Dauer 1 Jahr.
3. Meisterschule des Elektrohandwerks (Radio- und Fernsehtechniker-Fachschule), (23) Oldenburg, Heiliggeiststraße 5
Vorbereitung auf die Meisterprüfung, Dauer des Lehrgangs 5 Monate.
4. Bundesfachlehranstalt für das Elektrowerke, (23) Oldenburg, Donnerschwertstraße 176.
Ausbildung im Vollunterricht 4-6 Monate; nach Wahl in den Fachrichtungen: Elektro-Installation, Elektro-Maschinenbau, Elektro-Mechanik, Rundfunk- und Fernsehtechnik. Elektronik Schulheim ist vorhanden. Nach Abschluß des Lehrgangs kann die Meisterprüfung vor der Handwerkskammer Oldenburg abgelegt werden.
5. Meisterschule für das Elektrohandwerk, (14a) Stuttgart-W., Jobststraße 10
Vorbereitung auf die Meisterprüfung auch für Radio- und Fernsehtechniker, Dauer des Lehrgangs 5 Monate.
6. Meisterschule für das Elektrohandwerk mit Internat, (14b) Reutlingen, Karlstr. 40
7. Staatliche Meisterschule für Elektrotechnik, (17b) Freiburg (Breisgau), Engelbergstraße 2.
8. Fachschule für Elektrotechnik, (17a) Mannheim.
9. Städtische Fachschule für Maschinenbau und Elektrotechnik, (20b) Salzgitter-Liebenstedt.
10. Fachschule für Feinmechanik, Optik und Elektrotechnik, (14b) Schweningen (Neckar)

Da auch die regionalen Innungen von Zeit zu Zeit Sonderlehrgänge für die Vorbereitung auf die Meisterprüfung veranstalten, empfiehlt sich eine Rückfrage nach örtlichen Schulungsmöglichkeiten bei dem jeweils zuständigen Obermeister oder eventuell auch beim Bundesfachgruppenleiter für Radio- und Fernsehtechnik im Zentralverband der Elektrohandwerke, Funkingenieur und Obermeister Hans Roglin, Hamburg 36, Neue Rabenstraße 28.

*

Es ist eine Fülle von Einrichtungen und Maßnahmen zur Fortbildung der Radio- und Fernsehtechniker vorhanden. Im Ermessen des einzelnen liegt es, ob und in welchem Umfang er davon Gebrauch machen will. Er muß sich selbst entscheiden, ob er das Meisterideal als Ausbildungsziel wählt und bereit ist, systematisch darauf hinzuwirken. Die Möglichkeit besteht heute mehr denn je.

Ältere Meister sollten sich darüber informieren, nach welchen Gesichtspunkten heute die Junghandwerker zum Meister ausgebildet werden, die als ihre Mitarbeiter und später als ihre Wettbewerber in die Berufspraxis eintreten. Auch der aktive Meister muß ständig an sich weiter arbeiten, wenn er auf der Höhe seiner Leistung bleiben will. Er darf sich im eigenen Interesse nicht von der Jugend überholen lassen. Sch.

Die Anwendung von Anodendrosseln in der Verstärker- und Impulstechnik

DK 421.375.018.756:421.375.121

Mit Anodendrosseln in speziellen RCL-Netzwerken läßt sich die obere Grenzfrequenz von Widerstandsverstärkern erhöhen. In der Verstärker- und Impulstechnik wird diese sogenannte L-Kompensation immer dann angewandt, wenn mit geringem Aufwand eine Verkürzung der Anstiegs- und Verzögerungszeit bei gleichzeitig erhöhter oberer Grenzfrequenz erreicht werden soll.

1. Allgemeine Gesichtspunkte für den Bau von Breitbandverstärkern
In einer normalen Breitband-Widerstandsverstärkerstufe ist die obere Grenzfrequenz f_o durch den Arbeitswiderstand R und die Störkapazität C begrenzt. Die Störkapazität setzt sich aus der Anoden-Katodenkapazität C_{ak} , der Anoden-Schirmgitterkapazität C_{ag2} , der Anoden-Bremsgitterkapazität C_{ag1} , der unvermeidbaren Schaltkapazität C_s und der Eingangskapazität C_e der nachfolgenden Verstärkerstufe beziehungsweise des an R angeschalteten Netzwerks zusammen. In der Eingangskapazität C_e einer Verstärkerstufe (Pentode) sind die Steuergitter-Katodenkapazität C_{g1k} , die Steuergitter-Schirmgitterkapazität C_{g1g2} und die Miller-Kapazität C_m enthalten. C_m entsteht durch Anodenrückwirkung der zwischen Steuergitter und Anode liegenden Kapazität C_{ag1} (Miller-Effekt). Die Steuergitter-Anodenkapazität C_{ag1} wirkt bei einer Verstärkerstufe mit der Verstärkung V so, als ob zwischen Steuergitter und Katode eine Kapazität

$$C_m = (1 + V) C_{ag1}$$

vorhanden ist. Es gilt also

$$\begin{aligned} C &= C_{ak} + C_{ag2} + C_{ag1} + C_s + C_e \\ C_e &= C_{g1k} + C_{g1g2} + (1 + V) C_{ag1} \end{aligned} \quad (1)$$

Da in Breitbandverstärkern der Arbeitswiderstand R wesentlich kleiner als der innere Widerstand R_i der Verstärkerstufe ist, sei für die folgenden Ableitungen

$$R \ll R_i \quad (2)$$

vorausgesetzt. Das ist zulässig, weil Pentoden, die in der Verstärker- und Impulstechnik breiteste Verwendung finden, einen sehr großen inneren Widerstand R_i haben. Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung einer Widerstandsverstärkerstufe und das dazugehörige Strom-Ersatzschaltbild ($R_i \gg R$) für hohe Frequenzen. Ohne Gegenkopplung gilt für die Verstärkung S die Beziehung

$$S = S \cdot \mathfrak{R} \quad (3)$$

Darin ist S die Steilheit der Verstärkerstufe im Arbeitspunkt und \mathfrak{R} der Wechselstromwiderstand des Anodenkreises der Verstärkerstufe. Aus Bild 1 ergibt sich wegen $R \parallel C$

$$\mathfrak{R} = \frac{R}{1 + j\omega \cdot R \cdot C} \quad (4)$$

Die obere Grenzfrequenz errechnet sich aus Gl. (3), Gl. (4) und der Bedingung, daß bei der oberen Grenzfrequenz f_o

$$|\mathfrak{R}(f_o)| = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{S \cdot R}{\sqrt{2}} = \frac{S \cdot R}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f_o \cdot R \cdot C)^2}} \quad (5)$$

gilt. Man erhält dann

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (6)$$

Aus Gl. (6) ist ersichtlich, daß die obere Grenzfrequenz f_o durch Verkleinerung von R und C erhöht werden kann.

Zuerst seien die Möglichkeiten zur Verkleinerung von C besprochen. Nach Gl. (1) muß C durch Verwendung von Röhren mit kleiner

Katoden-Anodenkapazität C_{ak} , kleiner Steuergitter-Anodenkapazität C_{ag1} , kleiner Steuergitter-Schirmgitterkapazität C_{g1g2} usw. sowie durch kapazitätsarmen Aufbau möglichst kleingehalten werden. Bild 2 zeigt den Einfluß der Steuergitter-Anodenkapazität C_{ag1} (Miller-Effekt). Der Miller-Effekt bewirkt, daß die Steuergitter-Anodenkapazität C_{ag1} einer Verstärkerstufe mit der Verstärkung V so wirkt, als ob C_{ag1} fehlt, dafür aber eine Kapazität

$$C_m = (1 + V) C_{ag1}$$

zwischen Steuergitter und Katode liegt. Dieser Effekt wird unter anderem beim Miller-Integrator ausgenutzt. In Breitbandverstärkern ist der Miller-Effekt aber wegen der Vergrößerung der schädlichen Kapazität C unerwünscht. Da Pentoden eine sehr kleine Steuergitter-Anodenkapazität haben, werden hauptsächlich Pentoden in Breitband-Widerstandsverstärkern verwendet.

Für die Bandmittenverstärkung V_m gilt nach Gl. (5)

$$V_m = S \cdot R \quad (7)$$

Eliminiert man in Gl. (7) den Anodenwiderstand R mit Gl. (6), so folgt

$$V_m \cdot f_o = \frac{S}{2\pi \cdot C} \quad (8)$$

Das Produkt $V_m \cdot f_o$, das sogenannte Bandbreitemaß, hängt vom Verhältnis S/C ab. Für Breitbandverstärker wählt man Röhren mit möglichst großem S/C -Verhältnis. Die obere Grenzfrequenz f_o erhöht sich bei Verkleinerung des Arbeitswiderstandes R . Bei unverändertem C bleibt dabei das Bandbreitemaß nach Gl. (8) konstant.

In Breitbandverstärkern finden sehr oft folgende Röhrentypen Verwendung: 6AC7, 6AG7, 6AK5, EF 95, EF 96, EF 42, EF 30, E 80 L, E 280 F. Die Typen E 80 L und E 280 F sind in Spannungstechnik ausgeführte Langlebensdauerrohre. Sie zeichnen sich durch große Steilheit und großes S/C -Verhältnis aus.

1.1 Erhöhung der oberen Grenzfrequenz durch Gegenkopplung

Weitere Möglichkeiten zur Erhöhung der oberen Grenzfrequenz sind durch die verschiedenen Gegenkopplungsarten gegeben. Hier sei jedoch nur eine spezielle frequenzabhängige Stromgegenkopplung (Bild 3) besprochen. Der Katodenwiderstand R_k ist mit einem Kondensator C_k

$$C_k = \frac{R \cdot C}{R_k} \quad (9)$$

überbrückt. Bei dieser speziellen Stromgegenkopplung erhöht sich die obere Grenzfrequenz auf

$$f_o' = f_o (1 + S_k \cdot R_k) \quad (10)$$

ist die obere Grenzfrequenz der nichtgegengekoppelten Verstärkerstufe und S_k die sogenannte Katodensteilheit. Liegt bei Pentoden der Schirmgitterkondensator an der Katode, so gilt

$$S_k = S \quad (11)$$

Liegt der Schirmgitterkondensator nicht an der Katode, so kann man die Katodensteilheit in guter Näherung mit der Formel

$$S_k = \frac{S_a + S_{g2}}{S_a} S \quad (12)$$

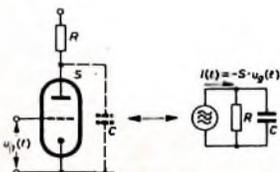


Bild 1. Widerstandsverstärkerstufe und Strom-Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen

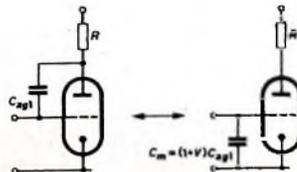
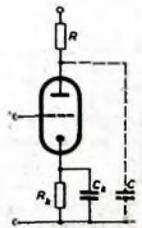


Bild 2. Einfluß des Miller-Effektes auf die schädliche Kapazität C

Bild 3. Frequenzabhängige Stromgegenkopplung mit $R_k \cdot C_k = R \cdot C$



berechnen. Darin bedeutet \mathfrak{S}_a den Anoden- und \mathfrak{S}_{g2} den Schirmgitterwechselstrom.

Im gleichen Maß, wie durch die spezielle frequenzabhängige Stromgegenkopplung nach Bild 3 die obere Grenzfrequenz f_o' ansteigt, geht die zugehörige Bandmittverstärkung V_m' zurück. Es gilt

$$V_m' \cdot f_o' = V_m \cdot f_o$$

Daraus folgt

$$V_m' = \frac{V_m}{1 + S_k \cdot R_k} = \frac{S \cdot R}{1 + S_k \cdot R_k} \quad (13)$$

1.2 Erhöhung der oberen Grenzfrequenz durch L-Kompensation

Aus der Formel für die Verstärkung einer nichtstromgegekoppelten Widerstandsverstärkerstufe (Gl. (3)) ergibt sich eine sehr einfache Möglichkeit zur Erhöhung der oberen Grenzfrequenz. Man verändert den Arbeitswiderstand R durch die Reihenschaltung einer kleinen Induktivität, die in der Nähe der oberen Grenzfrequenz den wirksamen Arbeitswiderstand auf

$$\Re = R + j \omega \cdot L$$

erhöht. Da außerdem die Induktivität der durch die Störkapazität C verursachten Phasendrehung entgegenwirkt, fällt die Verstärkung mit steigender Frequenz weniger stark ab. Dadurch liegt aber die obere Grenzfrequenz höher. Man spricht dann von L-Anhebung, L-Kompensation oder Shuntkompensation.

Im einfachsten und häufigsten Fall schaltet man mit dem Anodenwiderstand R eine Spule mit der Induktivität $L = \alpha \cdot R^2 \cdot C$ in Reihe (Bild 4). Wird verlangt, daß ein Rechteckimpuls nicht überschwingen soll, so muß $\alpha = 1/4$ gewählt werden.

Wie das Hochfrequenz Ersatzschaltbild von Bild 4 zeigt, stellt der L-kompensierte Anodenkreis einen gedämpften Schwingkreis dar.

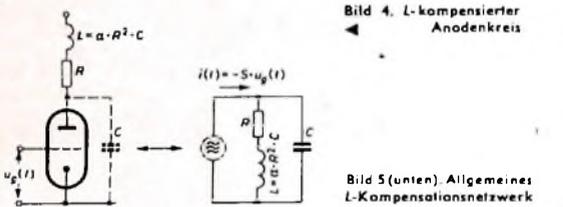
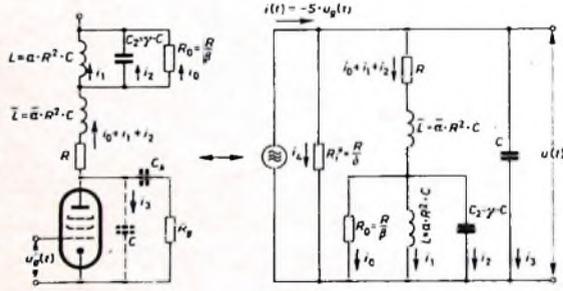


Bild 4. L-kompensierter Anodenkreis

Bild 5 (unten). Allgemeines L-Kompensationsnetzwerk



Dieser Schwingkreis ist entdämpft, wenn $R = 0$ wird. Seine Resonanzfrequenz ergibt sich aus der Thompsonschen Gleichung zu

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (14)$$

2. Allgemeines L-Kompensationsnetzwerk

Jetzt sei ein sehr allgemeines L-Kompensationsnetzwerk zur Anhebung der oberen Grenzfrequenz betrachtet. Spezialfälle dieses allgemeinen Netzwerkes stellen sehr wichtige, aber einfacher zu realisierende L-Kompensationsnetzwerke dar. Bild 5 zeigt links die Schaltung und rechts das Strom-Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen. R_t^* ist die Parallelschaltung des inneren Widerstandes R_t der Verstärkerröhre und des Gitterableitwiderstandes R_g der nachfolgenden Verstärkerstufe

$$\frac{1}{R_t^*} = \frac{1}{R_t} + \frac{1}{R_g}$$

Im Strom-Ersatzschaltbild kann der Einfluß von R_g und R_t für $R_t \gg R$ und $R_g \gg R$ vernachlässigt werden

Die Ausgangsspannung $u(t)$ läßt sich für beliebige Eingangsspannungen $u_g(t)$ berechnen. Dazu geht man zweckmäßigerweise so vor, daß der durch L fließende Strom $i_1(t)$ berechnet wird. $i_1(t)$ ist mit dem Anodenstrom $i(t)$ durch eine lineare Differentialgleichung vierter Ordnung mit konstanten Koeffizienten verknüpft

$$i(t) = -S \cdot u_g(t) = \sum_{k=1}^4 a_k \frac{d^k}{dt^k} i_1(t) \quad (15)$$

Hat man $i_1(t)$ aus Gl. (15) unter Beachtung aller Anfangsbedingungen berechnet, dann kann die Ausgangsspannung $u(t)$ aus einer linearen Differentialgleichung dritter Ordnung durch einfache Differentiation des durch L fließenden Stroms $i_1(t)$ berechnet werden

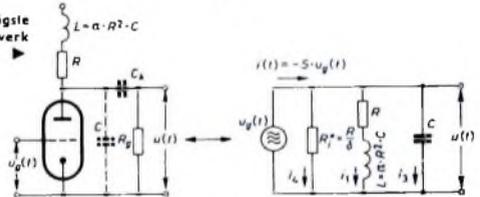
$$u(t) = \sum_{k=1}^3 b_k \frac{d^k}{dt^k} i_1(t) \quad (16)$$

Die Konstanten a_k und b_k ergeben sich aus dem Ersatzschaltbild in Bild 5. Dieses Verfahren zur Berechnung der Ausgangsspannung $u(t)$ erweist sich bei der praktischen Durchführung als sehr vorteilhaft und übersichtlich.

2.1 Spezielles L-Kompensationsnetzwerk

Das spezielle L-Kompensationsnetzwerk erhält man aus Bild 5 für $\bar{L} = 0, R_0 \rightarrow \infty, C_2 = 0$ (Bild 6). Für den Gesamtstrom i gilt dann

$$i = i_1 + i_3 + i_4 \quad (17)$$



Aus der Gleichheit der Spannungen an R_t^*, C und der Serienschaltung von R und L folgt

$$R_t^* \cdot i_4 = i_1 \cdot R + L \cdot \dot{i}_1 = \frac{1}{C} \int_0^t i_3 dt = u(t)$$

Daraus ergibt sich

$$i_4 = \frac{1}{R_t^*} (i_1 \cdot R + L \cdot \dot{i}_1), \quad i_3 = C (\dot{i}_1 \cdot R + L \cdot \ddot{i}_1) \quad (18)$$

Setzt man Gl. (18) in Gl. (17) ein, so wird

$$i = \left(1 + \frac{R}{R_t^*}\right) i_1 + \left(\frac{L}{R_t^*} + R \cdot C\right) \dot{i}_1 + L \cdot C \cdot \ddot{i}_1 \quad (19)$$

An dieser Stelle ist es zweckmäßig, folgende Abkürzungen einzuführen:

$$L = \alpha \cdot R^2 \cdot C, \quad \delta = \frac{R}{R_t^*}, \quad \tau = R \cdot C \quad (20)$$

Damit geht die Differentialgleichung (19) über in

$$-S \cdot u_g = i = (1 + \delta) i_1 + (1 + \alpha \cdot \delta) \tau \cdot \dot{i}_1 + \alpha \cdot \tau^2 \cdot \ddot{i}_1 \quad (21)$$

Führt man in Gl. (21) noch

$$\mu = \frac{1 + \alpha \cdot \delta}{2 \alpha \cdot \tau}, \quad \omega^{**} = \frac{4 \alpha - (1 - \alpha \cdot \delta)^2}{4 \alpha^2 \cdot \tau^2} = \frac{A}{4 \alpha^2 \cdot \tau^2} \quad (22)$$

ein, so folgt

$$\frac{\mu^2 + \omega^{**2}}{1 + \delta} i = (\mu^2 + \omega^{**2}) i_1 + 2 \mu \cdot \dot{i}_1 + \ddot{i}_1 \quad (23)$$

Als Anfangsbedingung wird vorausgesetzt, daß zur Zeit $t = 0$

$$i_1 = 0, \quad \dot{i}_1 = 0$$

gelten soll. Durch Anwendung des Faltungssatzes der Laplace-Transformation erhält man aus Gl. (23) die Lösung

$$i_1(t) = \frac{\mu^2 + \omega^* \tau}{1 + \delta} \int_0^t i(t-\xi) \frac{\sin \omega^* \cdot \xi}{\omega^*} e^{-\mu \cdot \xi} d\xi \quad (24)$$

Die Konstanten μ und ω^* sind aus Gl. (22) zu entnehmen.

Für den durch L fließenden Strom $i_1(t)$ sind drei Fälle möglich: der Schwingfall, der Kriechfall und der aperiodische Grenzfall. Welcher dieser drei Fälle eintritt, hängt von der Größe

$$\Delta = 4\alpha - (1 - \alpha \cdot \delta)^2 \quad (25)$$

ab. Je nach dem Vorzeichen von Δ ergeben sich drei Möglichkeiten:

$\Delta > 0$; $\omega^* > 0$: Schwingfall (überkritische Kompensation),

$\Delta = 0$; $\omega^* = 0$: aperiodischer Grenzfall (kritische Kompensation),

$\Delta < 0$; $\omega^* = j|\omega^*|$: Kriechfall (unterkritische Kompensation).

2.1.1 Schwingfall ($\Delta > 0$)

Für den Schwingfall gilt Gl. (24).

2.1.2 Kriechfall ($\Delta < 0$)

Der Kriechfall ist für die L -Kompensation weniger wichtig, weil er größere Anstieg- und Verzögerungszeiten als der Schwing- und aperiodische Grenzfall zeigt. Wegen $\Delta < 0$ gilt dann $\omega^* = j|\omega^*|$. Aus Gl. (24) ergibt sich

$$i_1(t) = \frac{\mu^2 - |\omega^*|^2}{1 + \delta} \int_0^t i(t-\xi) \frac{\sinh |\omega^*| \cdot \xi}{|\omega^*|} e^{-\mu \cdot \xi} d\xi \quad (26)$$

$$\left(\sinh z = \frac{e^z - e^{-z}}{2} \right)$$

Ein Sonderfall der unterkritischen Kompensation (Kriechfall) tritt für $L = 0$ ein. Diesem Fall entspricht das nichtkompensierte Netzwerk. Aus der allgemeinen Differentialgleichung (21) erhält man die Lösung

$$i_1(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t i(t-\xi) e^{-\frac{1+\delta}{\tau} \xi} d\xi \quad (27)$$

Hier handelt es sich um die Aufladung der parallel zu $R \parallel R_1$ liegenden Störkapazität C (Bild 7). Die Anstieg- und Verzögerungszeit eines Stufenimpulses ist also im nichtkompensierten Fall größer als bei Kompensation.

2.1.3 Aperiodischer Grenzfall ($\Delta = 0$)

Der aperiodische Grenzfall folgt aus Gl. (24) durch den Grenzübergang $\lim_{\omega^* \rightarrow 0} i_1(t)$ unter Beachtung von $\lim_{\omega^* \rightarrow 0} \frac{\sin \omega^* \cdot \xi}{\omega^*} = \xi$

$$i_1(t) = \frac{\mu^2}{1 + \delta} \int_0^t i(t-\xi) e^{-\mu \cdot \xi} \cdot \xi d\xi \quad (28)$$

Die Bedingung für die Induktivität $L = \alpha \cdot R^2 \cdot C$ bei kritischer Kompensation ergibt sich aus Gl. (25) wegen $\Delta = 0$ zu

$$\alpha = \frac{1}{(1 + \sqrt{1 + \delta})^2} \quad (29)$$

Sind der Arbeitswiderstand R , die Störkapazität C und der Widerstand $R_1 = R \parallel R_0$ gegeben, so kann man mit Gl. (29) die für die kritische Kompensation erforderliche Induktivität $L = \alpha \cdot R^2 \cdot C$ berechnen. Da bei Pentoden $R_1 \gg R$ und $R_0 \gg R$ ist, das heißt $\delta \ll 1$, folgt aus Gl. (29)

$$\alpha = \frac{1}{4} \quad (30)$$

Dieser Wert wird auch im allgemeinen im Schrifttum angegeben.

Zahlenbeispiel: $R = 2 \text{ k}\Omega$, $C = 20 \text{ pF}$

Für kritische Kompensation ist eine Induktivität

$$L = \frac{1}{4} R^2 \cdot C = 0,25 \cdot 4 \cdot 10^4 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 20 \mu\text{H}$$

erforderlich. Die Realisierung der kritischen Kompensation wird später besprochen.

2.2 Berechnung der Ausgangsspannung $u(t)$

Die durch die L -Kompensation hervorgerufene Impulsverformung erkennt man am besten, wenn an das Gitter der Verstärkerröhre steile Rechteckimpulse gelegt werden. An der Anode beobachtet man dann mit Hilfe eines Oszillografen verformte Impulse. Aus der Impulsverformung kann leicht auf den Kompensationsgrad geschlossen werden: Überschwängen bedeutet $\alpha > \frac{1}{4}$, vergrößerte Anstiegszeit $\alpha < \frac{1}{4}$.

Als Induktivität L verwendet man eine kleine, auf einen Stiefelkörper gewickelte Spule. Der erforderliche L -Wert läßt sich durch einen Ferritkern einstellen.

Man kann die durch die L -Kompensation verursachte Impulsverformung sehr leicht rechnerisch ermitteln. Zunächst muß $i_1(t)$ mit den Gleichungen (24) bis (28) für einen vorgegebenen Gesamtstrom $i(t) = -S \cdot u_g(t)$ berechnet werden. Für die Ausgangsspannung $u(t)$ gilt

$$\frac{u(t)}{R} = i_1(t) + \alpha \cdot \tau \cdot \dot{i}_1(t) \quad (31)$$

Die Ausgangsspannung $u(t)$ ergibt sich nach Gl. (31) durch Differentiation des durch L fließenden Stroms $i_1(t)$. Für die folgende Rechnung wird $R_1 \gg R$ vorausgesetzt.

Gibt man auf das Steuergitter der Verstärkerröhre einen steilen negativen Stufenimpuls u_g , so tritt ein positiver Anodenstromimpuls $i = -S \cdot u_g$ auf. Der Anodenstrom i verteilt sich auf die Reihenschaltung von R und L und auf die Störkapazität C . Berechnet man $i_1(t)$ für einen Stufenimpuls i (Heavisidesche Sprungfunktion) und geht damit in Gl. (31) ein, so folgt

$$\frac{u(t)}{i \cdot R} = 1 - \left(\frac{1 - 2\alpha}{\sqrt{4\alpha - 1}} \sin \frac{\sqrt{4\alpha - 1}}{2\alpha \cdot \tau} t + \cos \frac{\sqrt{4\alpha - 1}}{2\alpha \cdot \tau} t \right) e^{-\frac{t}{2\alpha \cdot \tau}} \quad (32)$$

Für $\alpha > \frac{1}{4}$ liegt der Schwingfall und für $\alpha < \frac{1}{4}$ der Kriechfall vor.

Im ersten Fall ist wegen $\alpha > \frac{1}{4}$ die Funktion $e^{-\frac{t}{2\alpha \cdot \tau}}$ kleiner als für $\alpha < \frac{1}{4}$. Daher ergeben sich für kritische und überkritische Kompensation kürzere Anstieg- und Verzögerungszeiten als für unter- oder nichtkompensierte Verstärkerstufen. Der aperiodische Grenzfall zeigt kein Überschwängen ($\alpha = \frac{1}{4}$). Aus Gl. (32) folgt für diesen Fall nach Ausführung des Grenzüberganges $\lim_{\alpha \rightarrow \frac{1}{4}} u(t)/i \cdot R$

$$\frac{u(t)}{i \cdot R} = 1 - \left(1 + \frac{t}{\tau} \right) e^{-\frac{2t}{\tau}} \quad (33)$$

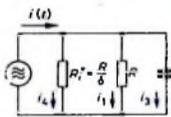


Bild 7. Aufladung der Störkapazität C durch den Strom $i_1(t)$

Bild 8. Verlauf der Ausgangsspannung $u(t)$ eines L -kompensierten Anodenkreises für eine Sprungfunktion $i(t)$

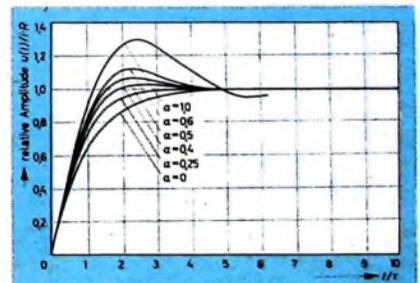
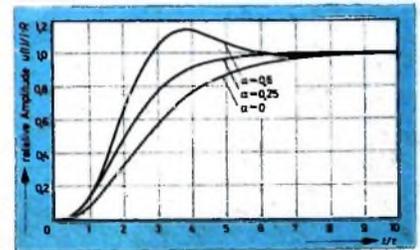


Bild 9. Verlauf von $\frac{u(t)}{i \cdot R}$ bei einem aus drei identischen L -kompensierten Verstärkerstufen aufgebauten Verstärker



Für den nichtkompensierten Verstärker ($L = 0$) erhält man

$$\frac{u(t)}{i \cdot R} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (34)$$

Aus Gl. (33) und Gl. (34) ist ersichtlich, daß eine nichtkompensierte Verstärkerstufe größere Anstieg- und Verzögerungszeiten hat.

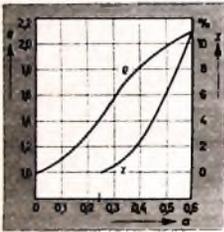
Die in den Gleichungen (32) bis (34) enthaltenen Ergebnisse sind für verschiedene Werte des Parameters α im Bild 8 dargestellt. $i(t)$ ist dabei als Stufenimpuls angenommen. Für $\alpha > 0,25$ tritt mit zunehmenden Werten von α ein immer stärkeres Überschwingen auf. Sind mehrere identische L -kompensierte Verstärkerstufen hintereinandergeschaltet, so vergrößern sich Anstieg- und Verzögerungszeit eines Rechteckimpulses. Bild 9 zeigt die relative Amplitude in Abhängigkeit von t/τ für einen aus drei identischen L -kompensierten Verstärkerstufen aufgebauten Verstärker (für $\alpha = 0$, $\alpha = 0,25$ und $\alpha = 0,5$).

2.3 Verkürzung der Anstieg- und Verzögerungszeit L -kompensierter Widerstandsverstärkerstufen

Ist T_a die Anstiegszeit der nichtkompensierten und T_a' die der L -kompensierten Widerstandsverstärkerstufe, so gibt das Verhältnis

$$\varrho = \frac{T_a}{T_a'} \quad (35)$$

die Verkürzung der Anstiegszeit an. Im Bild 10 sind das Verhältnis $\varrho = T_a/T_a'$ für $\delta = 0$, $R_1^* \gg R$ und das prozentuale Überschwingen χ eines Rechteckimpulses dargestellt. Man sieht, daß erst für $\alpha > 0,25$ Überschwingen auftritt. Bei kritischer Kompensation ($\alpha = 0,25$) wird die Anstiegszeit um den Faktor $\varrho = 1,43$ im Vergleich zur nichtkompensierten Verstärkerstufe verkürzt.



Eine weitere wichtige Größe zur Beurteilung von Verstärkern ist die Verzögerungszeit D eines Rechteckimpulses. Die Verzögerungszeit einer einzelnen L -kompensierten Widerstandsverstärkerstufe [1] läßt sich durch Gl. (36) ausdrücken

Bild 10 Anstiegszeitverkürzung und prozentuales Überschwingen einer einzelnen L -kompensierten Verstärkerstufe (Rechteckimpuls)

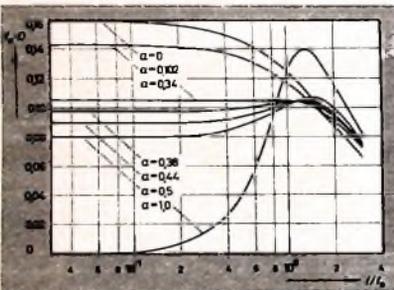


Bild 11. Verlauf der Verzögerungszeit einer L -kompensierten Verstärkerstufe für $\delta = 0$ und verschiedene Werte von α

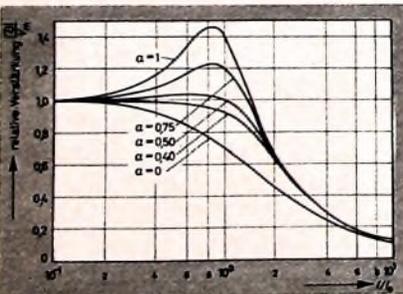


Bild 12. Relative Verstärkung einer L -kompensierten Verstärkerstufe in Abhängigkeit von ω/ω_0 für verschiedene Werte von α

$$D = \frac{1}{2\pi \cdot f} \arctan \left\{ \frac{f}{f_0} \left[1 - \alpha + \left(\alpha \frac{f}{f_0} \right)^2 \right] \right\} \quad (36)$$

Darin bedeutet f_0 die obere Grenzfrequenz der nichtkompensierten Widerstandsverstärkerstufe für den Fall $R_1^* \gg R$ und f die auf den Verstärkereingang gegebene Frequenz. Bild 11 zeigt die sogenannte normierte Verzögerung $f_0 \cdot D$ als Funktion von f/f_0 für verschiedene Werte des Parameters α . Aus Bild 11 kann man entnehmen, daß eine L -kompensierte Verstärkerstufe mit $\alpha = 0,34$ eine über einen weiten Bereich konstante Verzögerungszeit hat. Die zugehörige Anstiegszeitverkürzung ist $\varrho = 1,7$ bei einem prozentualen Überschwingen von $\chi = 1\%$ [1].

2.4 Frequenzverhalten bei L -Kompensation

Bisher wurde nur das Impulsverhalten L -kompensierter Widerstandsverstärkerstufen behandelt. In diesem Abschnitt soll das Frequenzverhalten betrachtet werden. Dabei wird von den Gleichungen (21) und (31) ausgegangen. $i(t)$, $i_1(t)$ und $u(t)$ sollen sich periodisch nach dem Zeitgesetz

$$u(t) = \Re(t) = \bar{u} \cdot e^{j\omega t}, \quad i(t) = \Im(t) = \bar{\Im} \cdot e^{j\omega t}, \\ i_1(t) = \Im_1(t) = \bar{\Im}_1 \cdot e^{j\omega t}$$

ändern. \bar{u} , $\bar{\Im}$ und $\bar{\Im}_1$ sind komplexe Größen, die die Amplituden- und Phasenbeziehungen zwischen $\Re(t)$, $\Im(t)$ und $\Im_1(t)$ beschreiben. Nach Einführung der Abkürzung $\xi = \omega \cdot \tau$ erhält man aus Gl. (21) und Gl. (31)

$$\Re = R(1 + j\alpha \cdot \xi) \Im_1, \quad \Im = [1 + \delta - \alpha \cdot \xi^2 + j(1 + \alpha \cdot \delta) \xi] \Im_1 \quad (37)$$

Aus Gl. (37) folgt für den Wechselstromwiderstand $\mathfrak{R} = \Re/\Im$ des L -kompensierten Anodenkreises

$$\frac{\mathfrak{R}(\xi)}{R} = \frac{1 + j\alpha \cdot \xi}{1 + \delta - \alpha \cdot \xi^2 + j(1 + \alpha \cdot \delta) \xi} = \frac{|\mathfrak{R}(\xi)|}{R} e^{-j\vartheta} \quad (38)$$

Für den Phasenwinkel ϑ gilt

$$\vartheta = + \arctan \frac{\xi [1 - \alpha + \alpha^2 \cdot \xi^2]}{1 + \delta (1 + \alpha^2 \cdot \xi^2)} \quad (39)$$

Die Verstärkung \mathfrak{B} einer einzelnen nichtgegengekoppelten L -kompensierten Widerstandsverstärkerstufe ergibt sich aus Gl. (38) zu

$$\mathfrak{B} = S \cdot \mathfrak{R}$$

Für die Berechnung der oberen Grenzfrequenz ist der absolute Betrag des Wechselstromwiderstandes \mathfrak{R} wichtig. Aus Gl. (38) folgt für die relative Verstärkung

$$\frac{|\mathfrak{B}|}{V_m} = \frac{|S \cdot \mathfrak{R}(\xi)|}{S \cdot R} = \frac{|\mathfrak{R}(\xi)|}{R} \\ = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 \cdot \xi^2}{(1 + \delta)^2 + (\alpha^2 \cdot \delta^2 - 2\alpha + 1) \xi^2 + \alpha^2 \cdot \xi^4}} \quad (40)$$

Diese Gleichung liegt allen weiteren Betrachtungen dieses Abschnittes zugrunde. Für ξ gilt

$$\xi = \omega \cdot \tau = f \cdot 2\pi \cdot R \cdot C = f/f_0 \quad (41)$$

ξ ist also das Verhältnis einer Frequenz f zur oberen Grenzfrequenz f_0 einer nichtkompensierten und nichtgegengekoppelten Widerstandsverstärkerstufe, wobei $R_1^* \gg R$ gelten soll.

Bild 12 zeigt den Betrag der relativen Verstärkung $|\mathfrak{B}|/V_m = |\mathfrak{R}(\xi)|/R$ in Abhängigkeit von $\xi = f/f_0$ für verschiedene Werte des Parameters α . Dabei ist $\delta = 0$ gesetzt, das heißt, $R_1^* = R_1 \cdot R_0/(R_1 + R_0)$ wurde als groß gegenüber R angenommen.

$$\frac{|\mathfrak{R}(\xi)|}{R} = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2 \cdot \xi^2}{1 + (1 - 2\alpha) \xi^2 + \alpha^2 \cdot \xi^4}} \quad (42)$$

Aus Bild 12 und Gl. (42) kann man entnehmen, daß die Verstärkung \mathfrak{B} für $\alpha = \sqrt{2} - 1$ am flachsten verläuft. Für diesen α -Wert ist die Verkürzung der Anstiegszeit $\varrho = 1,9$ bei einem Überschwingen von 3,8% (s. a. Bild 10). Für den interessanten Fall $\delta > 0$ werden noch einige wichtige Formeln angegeben. Der Gang der Rechnung wird dabei aber nur angedeutet. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

[1] Millman, J., u. Taub, H.: Pulse and digital circuits. New York 1956, McGraw-Hill

QRP-Station für mobilen Betrieb

1. Gesichtspunkte für die Konstruktion

Es sollte für den Amateurbetrieb vom Pkw aus ein möglichst kompaktes Gerät entstehen, das einen kompletten Bandempfänger, den Sender, den Modulator sowie die Umformer für die Anodenspannungsversorgung in einer Einheit zusammenfaßt. Die Station kann dann auch unabhängig vom Pkw mit einer besonderen Batterie an beliebigen Stellen verwendet werden. Die zur Verfügung stehende Batteriespannung war 6 V. Um die Kosten niedrigzuhalten, wurde die Konstruktion darauf ausgerichtet, alle Teile, die sich ohne größeren mechanischen Aufwand herstellen lassen, selbst anzufertigen und nach Möglichkeit günstige Angebote an Transistoren auszunutzen.

2. Empfänger

Der mobile Betrieb erfordert einen Empfänger mit so großer Empfindlichkeit, daß auch mit kurzer Antenne noch brauchbarer Empfang möglich ist. Die Anforderungen an Trennschärfe und Bedienungskomfort sind dagegen nicht so hoch wie bei einem festen Stationsempfänger. Trotzdem sollten einige Merkmale größerer Geräte vorhanden sein, zum Beispiel S-Meter, HF-Verstärkungsregelung wahlweise von Hand oder automatisch, gute Spiegelfrequenzsicherheit und eine mindestens für guten Telefonieempfang ausreichende Trennschärfe. Wenn auch der Mobilfunk vorwiegend in Telefonie abgewickelt wird, so sollte doch die Möglichkeit gegeben sein, Telegrafie zu empfangen, das heißt, es ist auch ein RFO vorzusehen, der außerdem zum Einpfeifen des eigenen Sendersenders nützlich ist. Die Leistung der NF-Endstufe sollte in der Größenordnung liegen, wie sie bei Autospern üblich ist, also etwa bei 4-5 W. Die Forderung nach hoher Spiegelfrequenzsicherheit ist - bei vernünftigen technischen Aufwand - durch einen großen Abstand zwischen Eingangs- und Oszillatorfrequenz, die nach guter Trennschärfe dagegen durch eine verhältnismäßig niedrige Zwischenfrequenz zu erfüllen. Um beides zu erreichen, kam nur Doppelüberlagerung in Frage.

Da KW-Transistoren, die aus Gründen der Platz- und Stromersparnis günstig wären,

noch recht teuer sind, enthalten der HF- und ZF-Teil des Empfängers Röhren (Bild 1). Vor der ersten Mischstufe R6 2 ist eine HF-Vorstufe mit der Röhre EF 85 eingesetzt, die sich wegen ihrer günstigen Rauscheigenschaften, Kreuzmodulationsfestigkeit und guten Regelbarkeit für diesen Zweck besonders eignet. Um auch bei großen Eingangssignalen eine Übersteuerung von R6 2 zu vermeiden, wird die Vorröhre voll geregelt. In der Stellung „Hand“ des Schalters S 1 kann die Regelung der HF-Verstärkung mit dem Potentiometer R 8 erfolgen, über das die Kathodenströme von R6 1, R6 3, R6 4 und R6 5 fließen. Bei automatischer Regelung werden die Kathoden dieser Röhren über die bei Handregelung zur Entkopplung dienenden Widerstände R 2, R 13, R 18 und R 21 an Masse gelegt. Zur Abblockung der Kathoden, Schirmgitter und aller „kalten“ Enden der Schwingkreise wurden ausschließlich keramische Scheidenkondensatoren verwendet, die sich auch wegen ihres geringen Platzbedarfs sehr gut bewährt haben.

Die als erste Mischröhre arbeitende ECH 81 (R6 2) wird nicht geregelt, um Frequenzverwertungen des Oszillators zu vermeiden. Aus demselben Grund liegt auch der Oszillatorschwingkreis L 6, C 17, C 18 in der Anodenleitung des Triodenteils von R6 2, und die Speisespannung ist trotz des etwas höheren Aufwandes stabilisiert. Auf die erste Mischstufe folgt das zweikreisige Bandfilter BF 1, das auf 2,925 MHz abgestimmt ist und aus einem Philips-Mikro-Bandfilter für 10,7 MHz hergestellt wurde. Die Windungen (30 μ H) wurden mit HF-Litze 10 \times 0,06 mm ausgeführt. Das erwies sich als lohnend, da sich gegenüber einer mit Volldraht gewickelten Spule gleicher Induktivität eine um 55 % höhere Resonanzspannung ergab.

Die zweite Mischstufe R6 3 kann voll geregelt werden, da ihr Oszillatorteil quartzesteuert ist und daher keine Gefahr einer Frequenzverwertung besteht. Als Steuerquarz wird der Typ „FT 243“ (3,4 MHz) verwendet, der sehr leicht und mit ausreichender Amplitude schwingt. Mit dem Trimmer C 27 zwischen der Anode des Triodenteils und Masse läßt sich die gewünschte Oszillatoramplitude leicht ein-

stellen. Bei den folgenden 475-kHz-ZF-Stufen war wegen des gedrängten Aufbaus besonders auf eine gute Entkopplung zu achten. Neben den Siebgliedern in den Zuleitungen von Anoden- und Regelspannung wird in beiden Stufen eine Schirmgitterneutralisation angewendet, so daß sie vollkommen stabil arbeiten. Die Demodulation erfolgt in Verdopplerschaltung. Bei automatischer Regelung steht daher eine hohe Regelspannung zur Verfügung, die in Verbindung mit der großen Verstärkungsreserve des ZF-Teils auch während der Fahrt durch Stadtgebiete mit stark schwankender Empfangsfeldstärke eine brauchbare Konstanz der Lautstärke ergibt.

Der Telegrafieüberlagerer (Bild 2) ist mit dem Transistor TF 85 (T 8) bestückt, mit dem sich eine Frequenz von 475 kHz noch gut erzeugen läßt. Eine Amplitudenregelung wurde nicht eingebaut. Die Ankopplung ist lediglich so gewählt, daß auch beim Einpfeifen des eigenen Sendersenders Transistoren ein gut hörbarer Überlagerungston entsteht.

Um auch bei Handregelung und kurzgeschlossener Regelspannung eine Abstimmanzeige zu erhalten, wird für das S-Meter ein zusätzlicher Verstärker mit Transistoren (T 9, T 10) verwendet. Die Brückenschaltung ergibt in Verbindung mit der Gegenkopplung durch die verhältnismäßig großen Emittorwiderstände R 31, R 32 neben der Ruhestromkompensation auch eine ausreichende Kompensation der Einflüsse von Temperatur- und Batteriespannungsschwankungen, da diese immer auf beide Transistoren gleichzeitig wirken. Kleine Unsymmetrien, die trotz der Auswahl etwa dangleicher Transistoren auftreten, lassen sich leicht mit dem von der Frontplatte aus bedienbaren Regler R 33 korrigieren.

3. NF-Verstärker

Der NF-Verstärker (Bild 2), der auch als Modulator beim Sendebetrieb dient, ist ausschließlich mit günstig zu beschaffenden Transistoren bestückt. An der Schaltung fällt besonders die ungewöhnlich starke Siebung der Betriebsspannung mit R 44, R 48, R 52, R 55, Dr 9, C 46, C 47, C 48, C 51 und C 52 auf. Das ist jedoch nötig, da der Verstärker zusammen mit den Gleichspan-

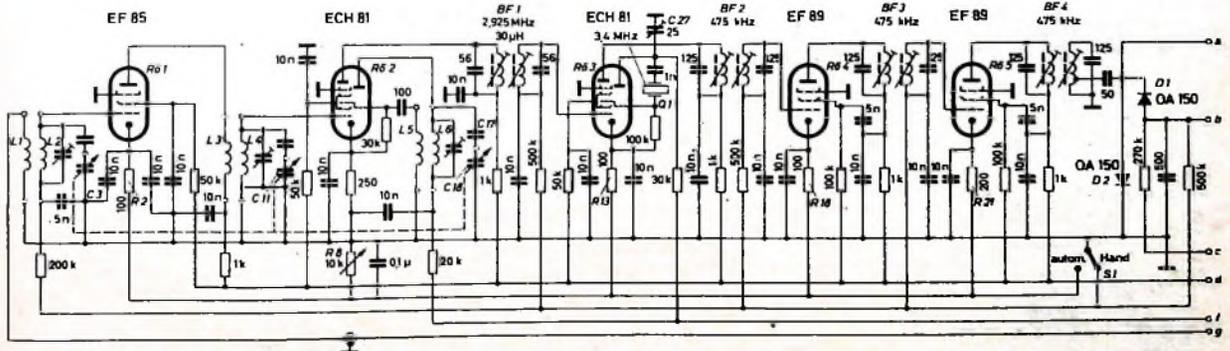


Bild 1. Schaltung des HF- und ZF-Teils des Empfängers

nungswandlern aus einer Batterie versorgt wird. Ohne die starke Siebung wäre der Batteriespannung die Schallfrequenz der Wandler überlagert.

Alle NF-Vorstufen sind gegengekoppelt, teilweise im Emittierkreis, teilweise vom Kollektor zur Basis. Bei der Treiberstufe T 5 bewirkt die im Emittierkreis liegende Wicklung w 3 des Treiberübertragers U 1 die Gegenkopplung. Eine Arbeitspunkt-

„kalten“ Anschluß des Lautstärkepotentiometers R 26 sowie die Abschirmung des Mikrofonskabels an den Batterie-Pluspol zu legen. Der Lautsprecher wird parallel zu einer Hälfte der Primärwicklung des Gegentakt-Ausgangsübertragers U 2 angeschlossen. Zusätzlich ist noch ein Anschluß (Bu 2, Bu 3) für einen niederohmigen Kopfhörer an einer Anzapfung von U 1 vorhanden.

Schwingkreises fließt, entstehen bei der Abstimmung des Anodenkreises Frequenzverwerfungen), ist hier nicht vorhanden. Wegen der verhältnismäßig großen Schwingkreis-Teilkapazitäten können sich verstimmende Änderungen der Röhreneingangskapazität praktisch nicht auswirken, wodurch der VFO sehr unempfindlich gegen Schwankungen der Betriebsspannungen, einschließlich der Heizspannung, wird. Das ist besonders wichtig, da die Batteriespannung ohne aufwendige Stabilisierungsmaßnahmen bei laufendem Motor ansteigt und mit der Motordrehzahl schwankt. Bei starker Anfälligkeit des Oszillators gegen derartige Spannungsänderungen wäre der OM an der Gegenstation bei jedem stärkeren Druck auf das Gaspedal zur Bedienung seiner Empfängerabstimmung gezwungen.

Die Rückwirkungsfreiheit des Senders beim Abstimmen der Treiber- und Endstufe reicht für den vorgesehenen Betrieb aus. Im ungünstigsten Fall beträgt die Verstimmung auf dem 80-m-Band etwa 350 Hz.

Zum Anschluß einer Taste oder eines Strichgebers für Fuchsjagden sind Anoden- und Schirmgitterspannung von R 6 über ein Buchsenpaar (Bu 4, Bu 5) geführt, das bei Foniebetrieb mit einem Kurzschlußstecker überbrückt wird. Zur Temperaturkompensation ist es ausreichend, C 57 aus keramischen Kondensatoren mit entsprechenden Temperaturkoeffizienten zusammensetzen. Bei der Auswahl der Schaltelemente für den VFO ist darauf zu achten, daß für die Schwingkreis-Kondensatoren kräftige Ausführungen verwendet werden, damit sie der hindurchfließende HF-Strom möglichst wenig erwärmt. L 8 wurde mit vergoldetem Draht auf einen keramischen Körper gewickelt und nach dem Festlegen der Bandgrenzen mit einer dünnen Schicht HF-Gießharz bestrichen. Dadurch ergibt sich eine sehr gute mechanische Festigkeit der Wicklung. Um die Frequenzkonstanz weiter zu verbessern, sind Schirmgitter- und Anodenspannung von R 6 stabilisiert.

Eingangskapazitätsänderungen der auf den Oszillator folgenden Treiberrohre R 7 können sich infolge der Parallelschaltung von C 58 (1 nF) ebenfalls kaum auf die eingestellte Frequenz auswirken. Zur Einstellung der Steuerleistung für die Endstufe läßt sich die Gittervorspannung von R 7 mit R 64 regeln. Der Anodenkreis L 9, C 64 der Treiberstufe braucht nur bei größeren Frequenzänderungen nachgestimmt zu werden. Wird er durch ein Bandfilter ersetzt, so fällt jede zusätzliche Nachstimmung fort.

Die Endstufe R 8 arbeitet in C-Betrieb mit etwa 350 V Anodenspannung. In dieser Einstellung kann man die EL 95 ohne weiteres mit 10 W Input betreiben, ohne daß sie dabei überlastet wird, da sie eine Anodenverlustleistung von 6 W verträgt. Als Anodenkreis der Endstufe wurde ein π -Filter gewählt, mit dem sich unterschiedliche Antennen gut anpassen lassen und das beinahe schon zur „klassischen“ Ausstattung einer Mobilstation gehört. Wegen der Parallelspeisung der Röhre können für die Abstimmindrehkondensatoren des Filters Typen mit geringer Spannungsfestigkeit Verwendung finden. In den Gitter- und Anodenleitungen der Endstufe sowie der Treiberstufe liegen Drosseln, um wilde UKW-Schwingungen zu vermeiden.

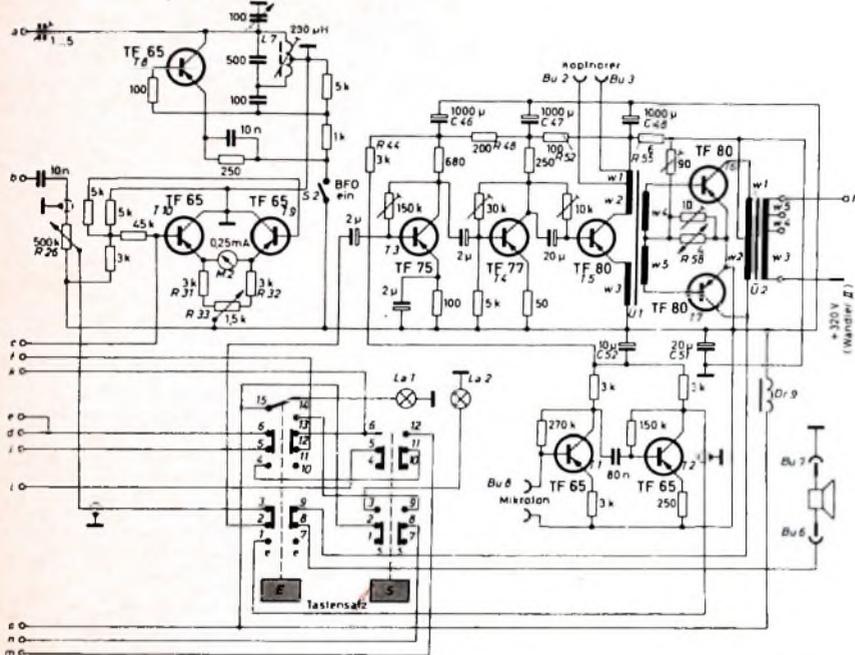


Bild 2. Schaltung des S-Meters, BFO und NF-Verstärkers

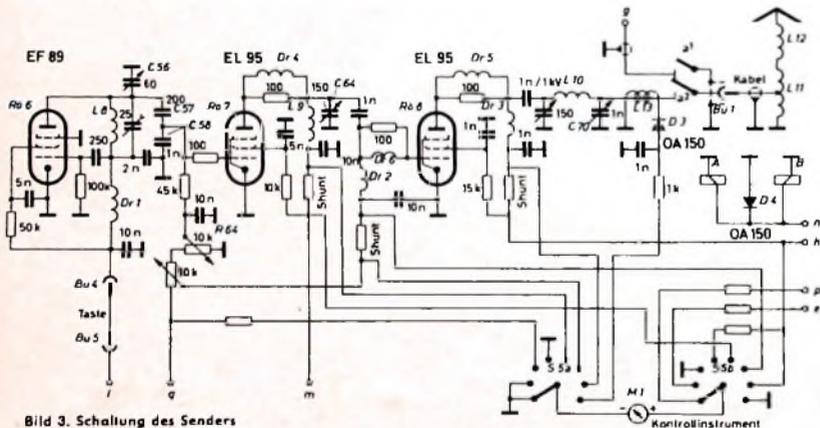


Bild 3. Schaltung des Senders

stabilisierung der Gegentakt-Endstufe bei Temperaturschwankungen wird durch den NTC-Widerstand R 58 erreicht. Einige Schwierigkeiten ergaben sich vor allem dadurch, daß bei den Röhrenschaltungen das Nullpotential am Chassis liegt, mit dem auch der Batterie-Minuspol verbunden ist, während bei Transistorschaltungen der Batterie-Pluspol der gemeinsame, wechselstrommäßig „kalte“ Pol ist. Um Rückwirkungen und Schwingneigung zu vermeiden, war es daher notwendig, den

4. Sender

Für den Oszillator (Bild 3) wurde die Colpitts-Schaltung gewählt, da sie zwar die Vorzüge des Clapp-Oszillators - gute Frequenzstabilität - aufweist, aber seine Nachteile - Amplitudenänderung beim Abstimmen, geringe Ausgangsleistung - nicht hat. Auch die Ursache für die schlechte Rückwirkungsfreiheit der sonst so beliebten Eco-Schaltung, nämlich die Verbindung von Anoden- und Gitterkreis (da der Anodenstrom über einen Teil des

Tab. I. Daten der Spulen für 80 m

Spule	Windungszahl	Induktivität [μH]	Draht	Spulenkörper	Bemerkungen
L 1	12	43	0,3 mm CuL	keramischer	Kammer 1 Kammern 2 und 3; C = 40,8... 48,1 pF, ΔC = 7,3 pF
L 2	40		30 × 0,06 mm CuL	3-Kammer-Körper mit 8-mm-Kern (Mayr)	
L 3	25	43	0,3 mm CuL	keramischer	Kammer 1 Kammern 2 und 3; C = 40,8... 48,1 pF, ΔC = 7,3 pF
L 4	40		30 × 0,06 mm CuL	3-Kammer-Körper mit 8 mm Kern (Mayr)	
L 5	17	0,4	0,3 mm CuL	7-mm-Trolitulkörper	L 5 auf L 6 gewickelt; C = 80,2... 87,6 pF, ΔC = 7,3 pF
L 6	28		0,5 mm CuL	mit Gewidekern	
L 9	38	15	0,4 mm CuL	keramischer Körper, 18 mm ∅	für Q = 12 unter Last
L 10	32	22	1 mm CuL	keramischer Körper, 30 mm ∅	
L 12	90	92	0,8 mm CuL	Plexiglasrohr, 46 mm ∅	

Tab. II. Daten der Spulen für 40 m

Spule	Windungszahl	Induktivität [μH]	Draht	Spulenkörper	Bemerkungen
L 1	10	7	0,3 mm CuL	keramischer	Kammer 1 Kammern 2 und 3; C = 68... 73 pF, ΔC = 5 pF
L 2	16		60 × 0,06 mm CuL	3-Kammer-Körper mit 8-mm-Kern (Mayr)	
L 3	12	7	0,3 mm CuL	keramischer	Kammer 1 Kammern 2 und 3; C = 68... 73 pF, ΔC = 5 pF
L 4	10		60 × 0,06 mm CuL	3-Kammer-Körper mit 8-mm-Kern (Mayr)	
L 5	10	2,5	0,5 mm CuL	7-mm-Trolitulkörper	L 5 auf L 6 gewickelt; C = 98... 103 pF, ΔC = 5 pF
L 6	17		1 mm CuL	mit Gewidekern	
L 9	25	8	0,8 mm CuL	keramischer Körper, 18 mm ∅	für Q = 12 unter Last
L 10	23	11	1,2 mm CuL	keramischer Körper, 30 mm ∅	
L 12	46	38	1 mm CuL	Plexiglasrohr, 46 mm ∅	

Tab. III. Daten der übrigen Spulen und Drosseln

Spule	Windungszahl	Induktivität	Draht	Spulenkörper	Bemerkungen
L 7	86	230 μH	0,18 mm CuL	„T 21/28 HF“ (Vogt)	Anzapfung bei 35 Wdg vom Basisanschluß
L 8	36	10 μH	0,35 mm Cu vergoldet	keramischer Körper, 18 mm ∅	Windungsabstand 0,35 mm
L 11	28	25 μH	0,8 mm CuL	18-mm-Trolitulkörper mit Gewidekern	Abgriff durch Versuch ermitteln
L 13	20		0,3 mm CuL	Pertinaxrohr, 5 mm ∅	Rohr direkt auf die Leitung zum Antennenrelais A schieben (HF-Stromwandler)
Dr 1	}	2,5 mH			Kreuzwicklung
Dr 2					
Dr 3					
Dr 4	}	8	0,36 mm CuL	100-Ohm-Widerstand	
Dr 5					
Dr 6					
Dr 7					
Dr 8	1800		0,2 mm CuL	Siferit-Schalenkern 47 × 28, Luftspalt 0,4 mm	
Dr 9	160		0,8 mm CuL	Siferit-Schalenkern 47 × 28, Luftspalt 0,4 mm	

5. Modulation

Die PA-Stufe wird am Schirmgitter und an der Anode moduliert. Eine Gittermodulationsschaltung erfordert zwar weniger Aufwand, jedoch ist bei der ohnehin geringen Sendeleistung eine möglichst wirkungsvolle Modulationsart nötig. Mit zwei Transistoren TF 80 in Gegentakt-

schaltung lassen sich rund 5 W NF-Leistung erzeugen, die zur Modulation einer 10-W-Endstufe ausreichen.

Zur Kontrolle der Empfänger- und Senderbetriebsspannungen sowie der Ströme in den Senderstufen und des Antennenstroms wird das Instrument M 1 benutzt, das man mit dem Schalter S 5a, S 5b an

die entsprechenden Vorwiderstände oder Shunts legt. Es gestattet folgende Messungen: Batteriespannung, Empfänger- und Treiberstufen-Anodenspannung, negative Gittervorspannung der PA-Röhre, PA-Anodenspannung, Treiber-Anodenstrom, PA-Gitterstrom, PA-Anodenstrom, Antennenstrom. In der Stellung „Antennenstrom“ ist das Instrument nicht geeicht, es dient dann nur zur Maximalanzeige.

6. Betriebsartenumschaltung

Für den Betrieb der Station sind drei unabhängige Schaltungen nötig:

1. Empfang,
2. Einpfeifen des Senderoszillators,
3. Senden.

Die Umschaltung erfolgt hier mit Drucktasten, die praktisch ebenso bequem zu bedienen sind wie eine Taste am Mikrofon und eine schnelle Umschaltung ermöglichen. Vor allem kann man sehr rasch den eigenen Senderoszillator auf eine einfallende Station einpfeifen. Es werden nur zwei Drucktasten benutzt, je eine für Empfang (E) und Senden (S). Zum Einpfeifen sind beide Tasten zu drücken.

Tab. IV. Daten der Übertrager

U 1:	Kern EI 48, Dyn.-Bl. IV, Luftspalt 0,2 mm; w 1 = 50 Wdg, 0,3 mm CuL, w 2 = 320 Wdg, 0,3 mm CuL, w 3 = 60 Wdg, 0,3 mm CuL, w 4, w 5 = 60 Wdg, 0,6 mm CuL (bifilar gewickelt)
U 2:	Kern M 55 × 35, 0,35 mm Permalloy-Blech mit 0,5 mm Luftspalt, 25 % der Bleche gegeneinander geschichtet; w 1, w 2 = 36 Wdg 2 × 0,8 mm CuL (bifilar gewickelt), w 3 = 1750 Wdg, 0,18 mm CuL, w 4 = 250 Wdg, 0,18 mm CuL, w 5 = 250 Wdg, 0,18 mm CuL
U 3:	Siferit-Schalenkern 47 × 28 ohne Luftspalt; w 1, w 2 = 5 Wdg 1,2 mm CuL (bifilar gewickelt), w 3, w 4 = 3 Wdg, 0,5 mm CuL (bifilar gewickelt), w 5 = 300 Wdg, 0,25 mm CuL, w 6 = 100 Wdg, 0,18 mm CuL
U 4:	Siferit-Schalenkern 47 × 28; w 1, w 2 = 13 Wdg, 1,2 mm CuL (bifilar gewickelt), w 3, w 4 = 5 Wdg, 0,5 mm CuL (bifilar gewickelt), w 5 = 800 Wdg, 0,18 mm CuL, w 6 = 50 Wdg, 0,18 mm CuL

6.1 Empfang

Drückt man die Taste E, so erhält der Empfänger über e 5-e 6 Anodenspannung e 11-e 12 legt die stabilisierte Spannung (150 V) an die Oszillatoren, e 2-e 3 schaltet den Ausgang des Demodulators an die Basis von T 3, e 8-e 9 schließt den Lautsprecher an die Primärwicklung von U 2 an, und über e 14-e 15 erhält die grüne Lampe L 1 der Empfängerskala Spannung.

6.2 Einpfeifen

Soll der Senderoszillator eingestellt werden, so muß man zusätzlich die Taste S drücken. Die Oszillatordröhre R 6 erhält dann über s 5-s 6 ihre stabilisierte Betriebsspannung, und die rote Lampe L 2 der Senderskala wird über s 2-s 3 eingeschaltet. Die Einstellung der Senderfrequenz erfolgt entweder auf Schwebungsnull mit dem Träger der empfangenen Station oder mit Hilfe des S-Meters und Telegrafieüberlagerers auf eine beliebige, am Empfänger eingestellte Frequenz.

6.3 Senden

Wird jetzt die Taste S noch etwas tiefer eingedrückt, so springt Taste E heraus, während S eingerastet bleibt. Die Treiberstufe im Sender erhält ihre Betriebsspannung vom Wandler I über e4-e5, s11-s12, und die Relais A und B ziehen an (über e13-e15, s8-s9). Der Kontakt b schaltet den Wandler II ein, der die Anoden- und Schirmgitterspannung für die Sender-Endstufe liefert. Die Antenne wird über a' an das π -Filter angeschlossen und gleichzeitig der Empfängereingang über a' an Masse gelegt. Der Ausgang des Mikrofonvorverstärkers liegt über e1-e2 an der Basis von T3. Die Endstufe ist gegen Zerstörung durch das Einschalten der Anodenspannung geschützt, da die Spannung für das Relais B hinter dem Empfänger-Hauptschalter S3 abgenommen wird, so daß die PA-Anodenspannung nicht ohne Gittervorspannung eingeschaltet werden kann.

7. Stromversorgung

Aus den zur Verfügung stehenden 6 V der Autobatterie erzeugen Gleichspannungswandler mit Transistoren die Betriebsspannungen für Sender und Empfänger. Mit zwei Transistoren TF 80, die günstig zu beschaffen sind, lassen sich bei 6 V Batteriespannung Ausgangsleistungen von rund 12 W (hinter dem Gleichrichter) erreichen. Dabei zeigen die Transistoren auch im Dauerbetrieb kaum Überhitzung, wenn man sie auf einer ausreichenden Kühlfläche montiert. Da diese Transistoren eine Kollektorspitzenspannung von 16 V verlangen, sind sie auch der im Wandlerbetrieb auftretenden etwa zweifachen Batteriespannung gewachsen. Eine Verbesserung des Wirkungsgrades ließe sich mit einer Versorgungsspannung von 12 V erreichen; dann wären aber Transistoren TF 80/30 notwendig.

Die Schaltung der Wandler (Bild 4) zeichnet sich durch sehr leichtes Anschwingen auch unter Vollast aus und vermeidet den zusätzlichen Stromverbrauch durch den üblichen Spannungsteiler. Andererseits steigt auch bei sekundärem Kurzschluß der aufgenommene Strom nicht über den maximal zulässigen Kollektorstrom an, womit der Selbstschutz der Anordnung gegen Zerstörung infolge Kurzschlusses erhalten bleibt. Für die Überträger und Siebdrosseln werden Siferrit-Kerne verwendet, die man zur Geräuschdämpfung und Isolation mit Gießharz tränkt. Daher können die Wandler auf höheren Frequenzen als bei Verwendung üblicher Transformatorbleche schwingen, wodurch man erheblich an Siebmitteln spart.

Im vorliegenden Gerät wurde das Kernmaterial „1300 N“ benutzt, das bis etwa 200 kHz verwendbar ist. Bei der Schwingfrequenz von 3 kHz sind also die Eisenverluste sehr klein, und auch die in der Rechteckspannung enthaltenen zahlreichen Oberwellen werden ohne größere Verluste übertragen. Diese Oberwellen erfordern allerdings eine gute Entstörung und Abschirmung, die sich aber wesentlich leichter als bei einem mechanischen Zerkhacker erreichen läßt. Baut man die Wandler in dichte Metallgehäuse ein und führt die Eingangs- und Ausgangsleitungen über Durchführungskondensatoren, so ist ein ungestörter Empfangsbetrieb auf den Amateurbändern auch in nächster Nähe der Wandler möglich.

Der genaue Abgleich der Wandler auf die sekundäre Belastung erfolgt mit dem Basisvorwiderstand R 71 beziehungsweise R 78. Zuerst wird der Wandlerausgang mit der vorgesehenen Bürde belastet. Ist der Basiswiderstand zu groß, so nimmt die Anordnung primärseitig zu wenig Strom auf, und die Sekundärspannung ist zu niedrig. Bei Verkleinerung von R 71 (R 78) steigt die Ausgangsspannung unter stetiger Zunahme des Primärstroms. Regelt man R 71 (R 78) noch weiter herunter, so erhöht sich die Ausgangsspannung nicht mehr, lediglich der Primärstrom steigt sehr schnell weiter an. Der günstigste Arbeitspunkt mit bestem Wirkungsgrad des Wandlers ist dann erreicht, wenn die

Liste der Spezialteile

3,4-MHz-Quarz („FT 243“)	(Wuttke)
Drehspulinstrument, 0,1 ... 0,5 mA	(Neuberger)
Vollausschlag	(Neuberger)
Drehspulinstrument, 1 mA Vollausschlag	(Neuberger)
Miniaturbandfilter 475 kHz	(Holzinger)
Drucktastensatz, 2 Tasten	(Schadow)
Je 4 Umschalter	(Schadow)
Koaxialkabel	(Holzinger)
Antenne, steckbar mit Federtfuß	(Femeg)
2,8 m lang	(Femeg)
Siferrit-Kerne	(Siemens)
HF-Gießharz „Standofx P 5“	(Holzinger)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

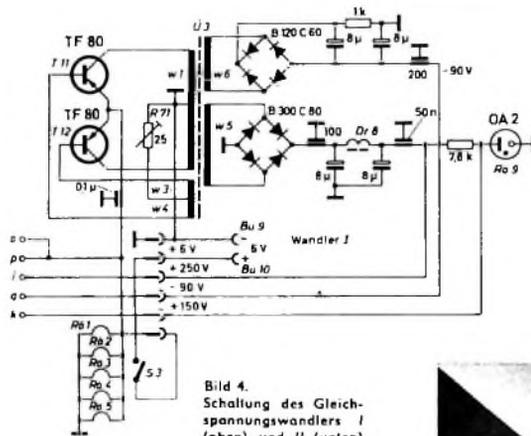


Bild 4. Schaltung des Gleichspannungswandlers I (oben) und II (unten)

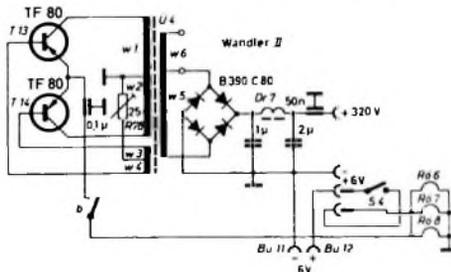


Bild 5. Anschluß des Antennenstabes an Spule L 12 mit Überwurfmutter und Gummi-Schutzkappe

Ausgangsspannung bei Verkleinerung von R 71 (R 78) nicht mehr ansteigt. Nach Erreichen dieses Punktes wird der Basiswiderstand noch geringfügig verkleinert, um auch bei absinkender Batteriespannung ein sicheres Arbeiten zu gewährleisten.

Der Wandler I zur Versorgung des Empfängers sowie der Oszillator- und Treiberstufe des Senders schwingt, solange der Empfänger-Hauptschalter S3 geschlossen ist. Ein übermäßiges Ansteigen der Ausgangsspannung wird durch die dauernde Grundbelastung mit dem Stabilisator OA 2 vermieden. Der Wandler II für die PA-Anodenspannung schwingt dagegen nur bei Drücken der Taste S.

8. Antenne

Für den Betrieb vom Wagen aus und vorwiegend während der Fahrt wird eine Stabantenne von etwa 2,9 m Länge verwendet. Um sie auf Resonanz zu bringen, ist eine Verlängerungsspule (L 12) notwendig, die als „center-loading-coil“ ausgeführt wurde. Die genaue Windungszahl

der Verlängerungsspule ermittelt man zweckmäßigerweise durch Versuch. Dazu wird an das senderseitige Kabelende über einige Windungen ein Griddi-Meter angekoppelt und die Antennenresonanzfrequenz gemessen. Durch Ab- und Zuwickeln wird die Antennenresonanz auf die Mobilfrequenz 3690 kHz getrimmt. Verstimmt man die Antenne - etwa durch Berühren mit der Hand - so muß der Dip verschwinden (ein Zeichen dafür, daß man tatsächlich die Antennenresonanz gemessen hat). Bei der vorliegenden Ausführung hat die Verlängerungsspule für 80 m eine Induktivität von 92 μ H.

Die genaue Anpassung des Antennenfußpunkt-widerstandes an das Kabel erfolgt ebenfalls durch einen Versuch, indem man die Anzapfung an der Fußpunktspule L 11 ändert, bis die eventuell ungleichen Widerstände von Kabel und Antennenfußpunkt transformatorisch angeglichen sind. Gute Dienste leistet dabei ein einfacher Feldstärkeindikator, der zum Beispiel aus einem Schwingkreis mit Diode und mA-Meter bestehen kann. (Wird fortgesetzt)

Nachträglicher Anschluß von Raumhall-einrichtungen

Die Veröffentlichung im Heft 24/1961 der FUNK-TECHNIK¹⁾ hat ein so großes Interesse an der Raumhallergänzung für vorhandene Mono- und Stereo-Anlagen ausgelöst, daß im folgenden noch einige weitere Schaltungen beschrieben werden sollen.

¹⁾ Nachträglicher Anschluß von Raumhall-einrichtungen. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 24. S. 858-860

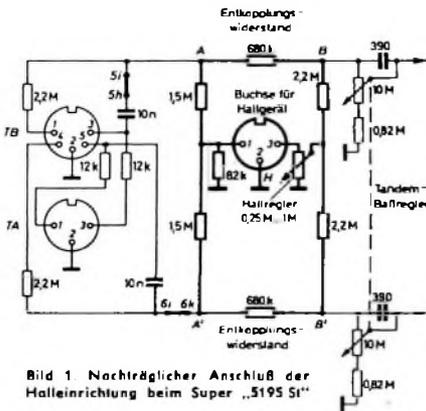


Bild 1 Nachträglicher Anschluß der Halleinrichtung beim Super „5195 St“

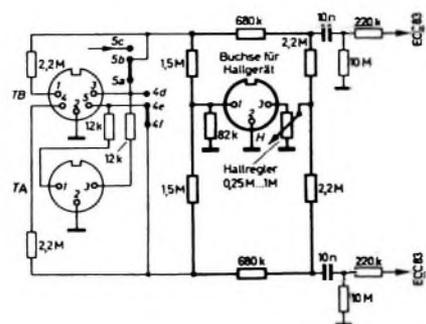


Bild 2 Nachträglicher Anschluß der Halleinrichtung beim Grundig-Stereo-Steuergerät „5299“

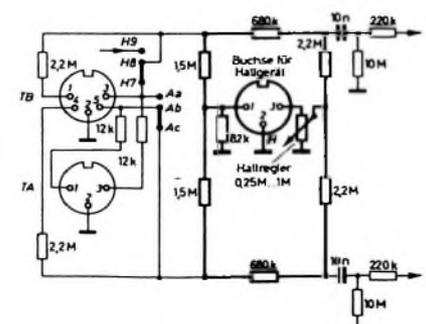


Bild 3 Nachträglicher Anschluß der Halleinrichtung beim Grundig-Stereo-Steuergerät „6199“

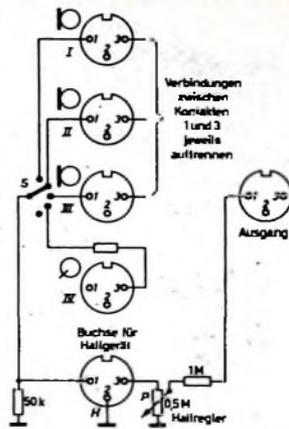


Bild 4. Nachträglicher Anschluß einer Raumhall-einrichtung beim „Regie-Mixer 100“. Es werden die üblichen Tonbandgeräte-Mikrofone mit hoch- und niederohmigem Ausgang benutzt (siehe hierzu Text)

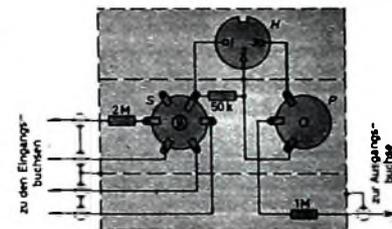


Bild 5. Verdrahtungsskizze des Zusatzkästchens (nach H. R. Seitz; Schmalfilmclub Peine)

Anschaltung bei Stereo-Rundfunk-Tischgeräten und nicht hallvorbereiteten Stereo-Musikschränken

Am Beispiel des Grundig-Supers „5195 St“ zeigt Bild 1 die günstigste Anschlußweise. Die von den Eingangsbuchsen kommende NF-Verbindung wird in jedem Kanal aufgetrennt und an den Trennpunkten je ein 680-kOhm-Widerstand eingefügt. Vor diesen Widerständen, also von den Punkten A und A', führt man einen Doppelzweig-Spannungsteiler nach Masse, dessen Abgriff man an den Kontakt I der Buchse H für das Hallgerät legt. Am Kontakt 3 (Ausgang) dieser Buchse wird der Hallregler angeschlossen. Dafür kann ein Potentiometer von 0,25, 0,5 oder 1 MOhm mit linearer oder logarithmischer Regelkennlinie Verwendung finden. Vom Schleifer des Reglers führen zwei Verzweigungswiderstände zu den Punkten B beziehungsweise B' der Entkopplungswiderstände.

Anschluß bei den Stereo-Steuergeräten „5299“ und „6199“
Die Anschlußschaltungen zur Raumhallergänzung bei diesen lautsprecherlosen Steuergeräten sind in den Bildern 2 und 3 dargestellt. Sie entsprechen weitgehend der Schaltung im Bild 1.

Verwendung der Raumhall-einrichtung „Phonomascope“ beim „Regie-Mixer 100“

Bei diesem Mischpult von Saba ist ein nachträglicher Anschluß ohne Schwierigkeiten möglich. Bei Verwendung eines Eingangsumschalters läßt sich, wie Bild 4 zeigt, der Nachhall sowohl bei den drei Mikrofoneingängen als auch beim Phonoeingang anwenden. Da im Originalzustand die Kontakte 1 und 3 der Mikrofon-Eingangsbuchsen miteinander verbunden sind,

muß diese Verbindung jeweils aufgetrennt werden. Kontakt 3 führt, wie üblich, zu der jeweiligen Transistor-Eingangsstufe, während Kontakt 1 über den Hall-Kanalwähler S an den Eingang (Kontakt 1) der Nachhallbuchse H gelegt wird. Vom Hallregler P gelangt die verhaltete Spannung über einen 1-MOhm-Widerstand zur Ausgangsbuchse des Mischpultes.

Die Zusatzteile können in einem kleinen Kästchen Platz finden (Bild 5). Zu beachten ist, daß übliche mit Normstecker versehene Tonbandgeräte-Mikrofone verwendet werden müssen, bei denen der hochohmige Anschluß auf Kontakt 1, der niederohmige Anschluß auf Kontakt 3 des Steckers liegt. Selbstverständlich kann die Nachhallrichtung auch erst hinter dem Mischpult angeschlossen werden, jedoch entfällt dann die Mischmöglichkeit von verhalten und unverhalten Tonquellen.

Anschluß beim Saba „Regie-Mixer M-S“

Auch in die neuere Ausführung des Saba-Regie-Mixers läßt sich mühelos der Anschluß für die Halleinrichtung einbauen (Bild 6). Die Nachhallstärke, die der Nachhallzeit entspricht, kann zwar am Regler des Hallverstärkers eingestellt werden,

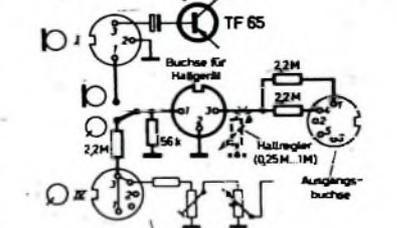
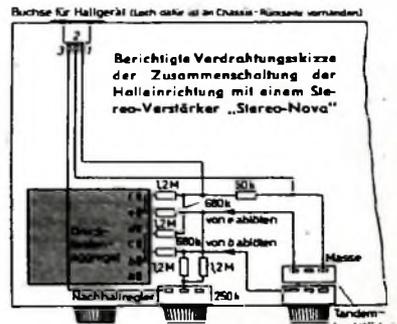


Bild 6 Nachträglicher Einbau der Halleinrichtung „Phonomascope“ beim „Regie-Mixer M-S“

günstiger ist aber der Einbau eines zusätzlichen Hallreglers in das Mischpult (im Bild 6 gestrichelt dargestellt). Der Ausgang führt auf beide Stereo-Kanäle, so daß auch bei Stereo-Aufnahmen eine Verhallung möglich ist.

Bild 9 auf S. 859 der FUNK-TECHNIK 24/1961 enthält einen Zeichenfehler. Die Leitung vom Kontakt 1 der Hallbuchse muß an den Verbindungspunkt zwischen dem 50-kOhm-Widerstand und den beiden 1,2-MOhm-Widerständen führen, während



der rechte 1,2-MOhm-Widerstand am Schleifer des Nachhallreglers mit dem oberen 680-kOhm-Widerstand zu verbinden ist (s. obenstehende Verdrahtungsskizze).

Kleinverstärker für Mikrofon-, Schallplatten- und Tonbandwiedergabe

In dieser Folge der Bastel-Ecke wird der bereits beschriebene kleine Mikrofonvorverstärker¹⁾ durch eine weitere NF- und eine Endstufe zu einem kompletten dreistufigen Universalgerät in Monotechnik ergänzt.

Auf die Mikrofon-Vorverstärkerstufe $R\bar{0}1$ folgt eine weitere NF-Vorstufe $R\bar{0}2$ mit der Pentode EF 804 und einem Eingang für Tonbandgeräte oder Plattenspieler (Bild 1). Mit den Reglern $P1$ und $P2$ kann man Plattenspieler- und Mikrofoneingang

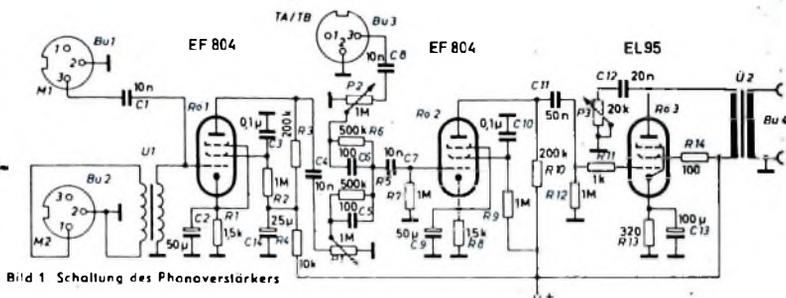


Bild 1 Schaltung des Phonoverstärkers

fer ebenfalls ein Entkopplungsglied liegt von $50\ \mu\text{F}$. Schirmgitter und Anode erhalten über die Widerstände $R9$ (1 MOhm) und $R10$ (200 kOhm) ihre Spannungen. Die Endstufe ist über $C11$ (50 nF) an die NF-Vorstufe gekoppelt. Der Widerstand $R11$ (1 kOhm) vor dem Steuergitter der Endpentode EL 95 soll UKW-Schwingungen verhindern. Das Katodenaggregat besteht aus dem Widerstand $R13$ (320 Ohm) und dem Kondensator $C13$ (100 μF). Das Schirmgitter ist über $R14$ (100 Ohm) an die Betriebsspannung angeschlossen. An der Anode der Endröhre liegt noch die Klangregler-Anordnung $C12, P3$. An $Bu4$ wird der Lautsprecher angeschlossen.

Aufbau
Auf dem Experimentierchassis ist ganz links die Mikrofonvorstufe angeordnet (Bild 2 und 3). Die beiden Mikrofonbuchsen sind auf zwei Winkeln befestigt. Es ist zweckmäßig, $R\bar{0}1$ und $R\bar{0}2$ abzuschirmen. Anschließend folgen auf dem Chassis die NF-Vorstufe mit den Mischreglern und dem Klangregler (Bild 4). Die Endröhre und den Ausgangsübertrager mit dem Doppelbuchsenpaar $Bu4$ kann man auf dem Chassis ganz rechts erkennen.

Die Verdrahtung ist im wesentlichen unkritisch. Man muß nur darauf achten, daß die Gitterzuleitungen möglichst kurz sind oder abgeschirmte Zuleitungen verwendet werden. Außerdem sollte man zentrale Massepunkte anlegen und möglichst kurz verdrahten, ohne die Leitungen zu kreuzen, damit keine unerwünschten Kopplungen auftreten. Die benötigten Spannungen für Heizung und Anode können beispielsweise dem im Heft 17/1961 beschriebenen Netzteil²⁾ entnommen werden.

Einzelteilliste

Normbuchsen „5784“ (3polig)	(Preh)
Doppelbuchse	(Dr. Mozar)
Übertrager „TM 002 Bv 1.1-05“	
1 : 30 / 200	(sennheiser-electronic)
Ausgangsübertrager „A 2“	(Engel)
Potentiometer „4168“, 1 MOhm pos. log	(Preh)
Potentiometer „4168“, 20 kOhm lin.	(Preh)
Drehknöpfe	(Dr. Mozar)
Hochvolt-Elektrolytkondensator, 25 μF , 385 V	(Telefunken)
Kondensatoren	(Wima)
Widerstände	(Raederstein)
Lötosenleiste	(Roka)
Abschirmhauben	(Preh)
Röhrenfassungen „5464“, Pico 9	(Preh)
Röhrenfassung „4892/B“, Pico 7	(Preh)
Röhren EF 804, EL 95	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

²⁾ Netzteil und Einkreisempfänger für Mittel- und Langwellen Funk-Techn. Bd 16 (1961) Nr 17, S. 639, 641-642

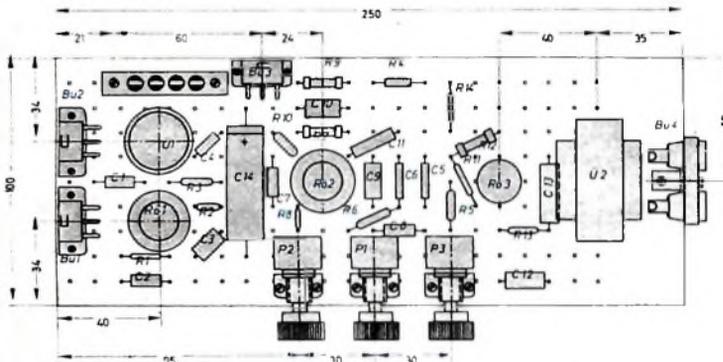


Bild 2 (oben) Abmessungen des Experimentierchassis und Anordnung der Einzelteile



Bild 3. Gesamtansicht des Phonoverstärkers

Bild 4 (unten) Blick auf die NF-Vor- und Endstufe

stetig regeln und miteinander mischen. Die Endstufe mit der Endpentode EL 95 ($R\bar{0}3$) enthält auch einen Klangregler. Dieser Klangregler ist sehr vorteilhaft bei älteren Platten mit hohem Rauschpegel.

Schaltung

Die in $R\bar{0}1$ verstärkte Mikrofonspannung gelangt über den Kopplungskondensator $C4$ zum Regler $P1$ und von dessen Schleifer über ein RC-Glied ($R5, C5$), das aus einem Widerstand von 500 kOhm und einem Überbrückungskondensator von 100 pF besteht, und den Kondensator $C7$ zum Steuergitter von $R\bar{0}2$. Das RC-Glied wirkt als Entkopplungsglied, und außerdem gleicht $C5$ Höhenverluste aus.

Der dritte Eingang ($Bu3$) für Plattenspieler- und Tonbandanschluß ist mit einem 10-nF-Kondensator ($C8$) an den Regler $P2$ angekoppelt, an dessen Schleifer ebenfalls ein Entkopplungsglied liegt



¹⁾ Einstufiger Mikrofonvorverstärker mit hoch- und niederohmigem Eingang Funk-Techn. Bd 17 (1962) Nr 1, S. 15

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Tschaikowskij, Sinfonie Nr. 5
e-mall op. 64 und Sinfonie Nr. 6
h-mall op. 74 (Pathétique)

Leningrader Philharmonie unter
Jewgenij Mrawinskij

Anläßlich der Besprechung der vierten Sinfonie in f-moll (Nr. 17) 1961, S. 635—636) war bereits gesagt worden, daß die Interpretation durch Mrawinskij eine neue Deutung der Mentalität Tschaikowskij's eingeleitet hat. Wenn man jetzt die fünfte und sechste Sinfonie hört, wird dieser Eindruck noch verstärkt. Mag man vielleicht anfangs dem Ungewöhnlichen nach abwartend gegenüberstehen, so schlägt diese vorsichtige Skepsis doch bald in ein zustimmendes Ja um. Die Interpretation Mrawinskij's ist heute nicht mehr wegzudenken und wird auch wohl noch lange Zeit richtungweisend bleiben.

Der musikalische Eindruck von diesen beiden Platten ist ein Erlebnis. Die Technik ist dem Musiker Mrawinskij ein williger Helfer gewesen und hat ein Klangbild festgehalten, das beide Sinfonien in hellstem Glanz erstrahlen läßt. Wie satt und rein erklingen beispielsweise die tiefen Klarinetten in der schicksalhaften Einleitung des Andantes der Fünften und wie schön leiten Streicher und Holzbläser zu dem walzerartigen Seitenthema über. Das Horn-Thema im Andante cantabile hat man nur selten schöner gehört, und wenn nach der Valse mit der immer wieder variierten Melodie eines italienischen Volksliedes dann im Finale das im strahlenden Dur erklingende *Molto* aus dem ersten Satz das Werk ausklingen läßt, ist man von der musikalischen und technischen Leistung gleichermaßen begeistert!

Das gleiche gilt für die h-moll-Sinfonie. Wie hier in der Einleitung das dunkle und geheimnisvolle Thema mit den tiefen Streichern und dem Fagott erklingt und dann von der Melodie der Geigen mit Begleitung der Hörner abgelöst wird, das muß man gehört haben. Aufnahme technisch hervorragend ist auch das *Allegro molto vivace* mit der gewaltigen Steigerung von den huschenden Triolenbewegungen bis zum scharf akzentuierten Marschthema. Das *Adagio lamentoso* voll Resignation und Schmerz läßt Todesahnung aufkommen. Neun Tage nach der Uraufführung am 28. Oktober 1893 starb Tschaikowskij an der Cholera. Der leise Schlag des Tamtam gegen Ende des Satzes setzt gewissermaßen den Schluß unter das Leben, das still und leise verhaucht.

Deutsche Grammophon 138 658/59
SLPM (Stereo)

Danizetti, Lucia di Lammermoor

Lucia: Maria Callas; Edgardo: Ferruccio Tagliavini; Enrico: Piero Cappuccilli; Philharmonia Chorus und Orchester London; Dirigent: Tullio Serafin

Mit dieser 1835 in Neapel uraufgeführten tragischen Oper setzte sich Danizetti endgültig in der musikalischen Welt durch. Sie ist vielleicht sein Meisterwerk, das auch heute noch gelegentlich auf dem Spielplan erscheint, wenn gleich sich seiner Aufführung wegen der hohen Anforderungen an die Stimmen große Schwierigkeiten entgegenstellen. Die düstere und manchmal exaltierte Handlung ist unserem heutigen Denken fremd, aber die Schönheiten der Musik lassen solche Bedenken in den Hintergrund treten. Wer im September 1959 in Berlin Gelegenheit hatte, diese Oper mit der Callas in der Titelfalle zu hören, der ist überzeugt, daß diese Oper auch heute nichts von ihrer Schönheit eingebüßt hat. Die Melodienseligkeit und der Glanz strahlender Stimmen lassen die Schwächen des Librettos dieser tragischen Oper vergessen.

Die vorliegende Aufnahme wird von schönen Stimmen mit internationalem Namen getragen. Allen voran Maria Callas, aber die anderen Stimmen stehen ihr nicht nach. Labend zu erwähnen ist die gute Arbeit des Tonmeisters, der es verstanden hat, den Stimmen sehr viel Präsenz zu geben. Die Raumwirkung ist gut und ohne übertriebene Effekte. Ausgezeichnet kommen auch die Chöre zur Geltung, sei es nun der Chor der Jäger zu Beginn des ersten Aktes mit den begleitenden strahlenden Hörnern oder der Chor im festlichen Schloßsaal des zweiten Aktes, der über die ganze Breite der imaginären Bühne gut verteilt ist.

Von den zahlreichen Höhepunkten der Opernarien seien als ausgezeichnete Beispiele hier nur erwähnt die Kavatine des Enrico mit dem anschließenden Terzett im ersten Akt, die Szene Lucia—Alisa mit der effektvollen Hartenbegleitung im zweiten Bild, das Duett Lucia—Enrico und nicht zuletzt das berühmte Sextett am Ende des zweiten Aktes. Die Wahnsinnsarie der Lucia war von jeher eine Paraderolle der großen Sopranistinnen. — So ist „Lucia di Lammermoor“ auch auf dieser Aufnahme das, was sie immer war: ein hoher Genuß für jeden Belkanta-Freund.

Columbia STC 91096/97
(Stereo)

VALVO



M 1261/MSB

Elektronenröhren
Transistoren
und Dioden
Einzelteile
Hochfrequenz-
Keramik
Dauermagnete
Bausteine

VALVO GMBH HAMBURG 1



W. TAEGER | **Transistorverstärker**

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd 17 (1962) Nr 3, S. 92

10.2 Strom- und Spannungssteuerung

Ist der Ausgangswiderstand der Treiberstufe sehr groß gegenüber dem Eingangswiderstand der Endstufe, so spricht man von einer Stromsteuerung der Endstufe. In diesem Fall hängt der vom Treiber an die Endstufe gelieferte Steuerstrom nicht von den Änderungen des Eingangswiderstandes der Endstufe ab, und der Treiber stellt dann eine ideale Stromquelle dar. Ist dagegen der Ausgangswiderstand der Treiberstufe sehr klein gegenüber dem Eingangswiderstand der Endstufe, so liegt Spannungssteuerung vor, bei der die Steuerspannung nicht von Änderungen des Eingangswiderstandes der Endstufe abhängt. Der Treiber ist also jetzt als ideale Spannungsquelle anzusehen.

Im Bild 25 sind die Kennlinien $-I_C = f(-U_{BE})$ (a) und $-I_C = f(-I_B)$ (b) dargestellt. Hierbei fällt auf, daß die Kennlinie b verhältnismäßig linear verläuft, während die Funktion $-I_C = f(-U_{BE})$ nur in einem kleinen Bereich als einigermaßen linear anzusehen ist. Wegen der besseren Linearität der I_C-I_B -Kennlinie wird heute allgemein die Stromsteuerung angewendet. Dabei muß aber der Ausgangswiderstand der Treiberstufe groß und der Eingangswiderstand der A-Endstufe ist dagegen sehr klein (etwa 100 Ohm), so daß die Bedingung für die Stromsteuerung erfüllt ist.

Bei Endstufen mit mehreren Watt Ausgangsleistung fließen Kollektorspitzenströme von einigen Ampere, so daß man hier auch Spannungssteuerung anwenden kann. Wie Bild 25 zeigt, ist der Funktionsverlauf $-I_C = f(-U_{BE})$ bei hohen Kollektorströmen (und

entsprechend hohen Basisströmen) einigermaßen linear. Dann muß man allerdings die Schaltung so auslegen, daß Verzerrungen bei kleiner Aussteuerung verhindert werden. Das läßt sich zum Beispiel durch eine kräftige Gegenkopplung erreichen (ein Teil des Lastwiderstandes wird in den Emitterkreis gelegt). Um bei Spannungssteuerung den gegenüber dem Eingangswiderstand der Endstufe kleinen Ausgangswiderstand zu realisieren, betreibt man dann den Treibertransistor in Kollektorschaltung. Die kleinere Leistungsverstärkung einer Kollektorstufe erfordert aber eine zusätzliche Verstärkerstufe. Bei der Spannungssteuerung von Gegentakt-Endstufen kann jedoch das Aussuchen von Transistoren mit gleicher Stromverstärkung entfallen, da die Stromverstärkung oberhalb eines Mindestwertes keinen Einfluß auf die Verzerrungsfreiheit hat.

Ein schwerwiegender Nachteil jeder Eintakt-A-Schaltung ist der hohe Leistungsverbrauch, da der Kollektorgleichstrom nicht von der Aussteuerung abhängt und konstant bleibt. Man wendet da-

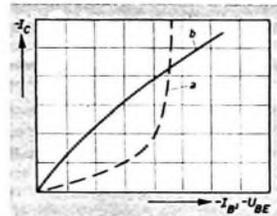


Bild 26. Endstufe mit gleitendem Arbeitspunkt



Bild 25. Kollektorstrom in Abhängigkeit von Basisstrom und Basisspannung; — $-I_C = f(-I_B)$, - - - $-I_C = f(-U_{BE})$

her gern Schaltungen mit gleitendem Arbeitspunkt, sogenannte stromsparende Schaltungen, an (Bild 26). In dieser Schaltung wird der Kollektorgleichstrom so eingestellt, daß er der Amplitude des Kollektorwechselstroms entspricht. Damit erreicht man, daß die aufgenommene Gleichstromleistung proportional der Ausgangsleistung ist. Den sich der Ausgangsleistung anpassenden Kollektorstrom erhält man durch Gleichrichtung eines Teils der



Dekadische Zählröhre EZ 10 B

Die Röhre EZ 10 B ist eine neuartige dekadische Kaltkathodenzählröhre in Miniaturausführung. Ihr Durchmesser beträgt nur 21 mm, ihre Länge 55 mm. Die 10 Ausgangskathoden sind einzeln herausgeführt, was für Vorwahlschaltungen, Koinzidenzschaltungen und Automatikschaltungen aller Art sehr wichtig ist.

- Kaltkathodenröhre mit unsymmetrischen Kathoden, Resultat von Auge und elektrisch ablesbar
- Betrieb mit Einfachimpulsen unkritischer Form und Dauer, Zählfrequenzen bis 10⁶ Impulse/sec.
- Unübertroffen einfache Schaltung ohne Notwendigkeit für stabilisierte Betriebsspannungen

Verlangen Sie bitte nach heute technische Unterlagen über die dekadische Zählröhre EZ 10 B sowie unsere technischen Mitteilungen mit zahlreichen neuen Anregungen und Hinweisen über die Verwendung von Relaisröhren für Wechsel- und Gleichstrombetrieb und von Spannungsstabilisierungsröhren.

ELESTA AG BAD RAGAZ/SCHWEIZ

Telex 53 298 ELEKTRONISCHE STEUERAPPARATE 085 — 9 11 55/54

In der Bundesrepublik:

Fa. Ernst-Günther Hannemann, Gutleutstraße 11, Frankfurt/Main
Telefon: 33 1594 / 33 50 23 · Telex: 04 12598



Tonfrequenz-Ausgangsspannung. Im Bild 26 trägt der Ausgangsübertrager U die zusätzliche Wicklung w_3 , die den entsprechenden Anteil der Ausgangsspannung für die Diode D liefert. Die mit der Diode gleichgerichtete Spannung lädt den Kondensator C auf, und die Kondensatorspannung beeinflusst die Basisvorspannung und damit den Basisstrom. Dadurch ändert sich der Arbeitspunkt bei Änderungen der Ausgangsspannung. Beispielsweise ist bei fehlender Aussteuerung die Grundvorspannung der Basis, die der Spannungsteiler R_1, R_2 erzeugt, so hoch, daß nur ein niedriger Kollektorgleichstrom fließen kann. Dagegen liegt der Arbeitspunkt bei Vollaussteuerung an der Stelle, die der normale A-Betrieb erfordert.

Der Kondensator C ist über den Widerstand R_3 dem Eingangswiderstand des Transistors parallelgeschaltet. Während der positiven Halbwelle der Kollektorwechselspannung wird C entsprechend der Zeitkonstante $C \cdot (R_3 + R_p)$ entladen (R_p ist der Transistor-Eingangswiderstand). Diese Zeitkonstante darf nicht zu klein sein, da sonst die Siebung der Niederfrequenz (Einweggleichrichtung) nicht ausreicht. Andererseits darf die Zeitkonstante aber auch nicht zu groß gewählt werden, da dann die Spannung an C den Amplitudenänderungen nicht schnell genug folgen kann.

10.3 Betriebsgrenzen hinsichtlich Spannung, Strom und Verlustleistung des Transistors

Bild 27 zeigt schematisch die Betriebsgrenzen eines Leistungs-transistors. Die Spannungsausnutzung wird nach unten durch die Knie-Spannung $-U_{kn}$ und nach oben durch die maximale Kollektorspannung $-U_{CEmax}$ begrenzt. Die Knie-Spannung hat für alle Transistoren etwa den gleichen Wert; bei Germaniumtransistoren ist $-U_{kn} = 0,15 \dots 0,3$ V. Ähnliche Verhältnisse gelten für die Ströme. Nach unten begrenzt der Kollektorreststrom $-I_{C0}$ (in Endstufen vernachlässigbar klein) und nach oben der maximale Kollektorstrom $-I_{Cmax}$ die Stromentnahme. Aus dem Produkt

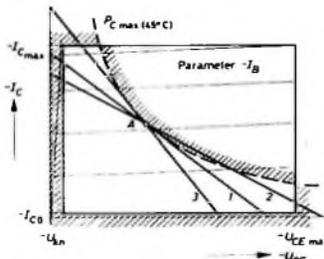


Bild 27. Betriebsgrenzen eines Transistors

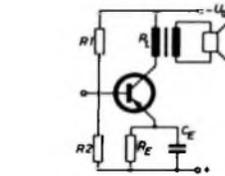


Bild 28. Transistor-A-Endstufe

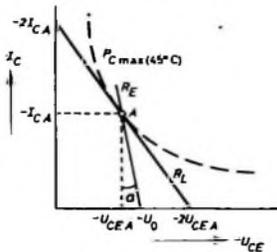


Bild 29. Zur Konstruktion des Arbeitspunktes

von Kollektorspannung und Kollektorstrom ergibt sich die Verlustleistung, die den Maximalwert P_{Cmax} in keinem Fall überschreiten darf.

Der Arbeitspunkt der Verstärkerstufe muß innerhalb des abgegrenzten Bereiches in Bild 27 liegen. Die eingezeichneten Arbeitsgerade 1 erfüllt alle Bedingungen (maximale Leistung, maximale Spannung, maximaler Strom). Dagegen darf der Transistor nicht längs der Geraden 2 oder 3 betrieben werden. Die Gerade 2 führt durch das Gebiet zu großer Verlustleistung, und außerdem wird die höchstzulässige Kollektorspitzen-Spannung überschritten. Die Gerade 3 liegt zwar noch unterhalb beziehungsweise auf der Hyperbel für P_{Cmax} , jedoch wird hier der höchstzulässige Kollektorspitzenstrom überschritten.

Für Endstufen kleiner Leistung (100 ... 300 mW) wendet man häufig die Schaltung Bild 28 an. Das vereinfachte Kennlinienfeld des in dieser Schaltung benutzten Transistors mit dem eingezeichneten Arbeitspunkt zeigt Bild 29. Will man nicht nach dem Prinzip der halben Speisespannung arbeiten, so muß man den Emitterwiderstand derart wählen, daß an ihm 20% der Speisespannung abfallen, um eine genügende Stabilisierung zu erreichen. Es gilt also die Beziehung

$$U_{be} = 0,2 (-U_{be})$$



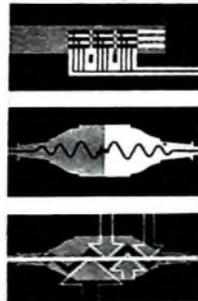
SICHERHEIT

Der Kontakt zum Erfolg



TUCHEL-KONTAKT

der bei jeder Betätigung sich selbst-reinigende Sicherheitskontakt, läßt durch das Arbeitsprinzip der Vielfach-Kontaktgabe seine Leistungsfähigkeit erkennen und gewinnt dadurch bei den ständig steigenden technischen Anforderungen in der Elektronik seine besondere Bedeutung. Den naturbedingten, aggressiven Umwelteinflüssen steht der hohe spezifische Kontaktdruck vieler parallelgeschalteter Kontaktstellen gegenüber, die verlustarm, ohne Zwischenglieder, direkt am Anschlußpunkt enden. Das ergibt konstante geringe Übergangswiderstände — selbst bei starken Betriebserschütterungen.



- 3 polige Kabel-Rund-Kupplung
- Kupplungsstecker T 3079/2 —
- Kupplungsdose T 3080/2
- Flanschdose M T 3081
- Flanschdose B T 3082

Dieses zuverlässige Prinzip eines Kontaktsystems und die Präzision seiner Verarbeitung zu betriebssicheren Kontakteinrichtungen für ein breites Gebiet der praktischen Anwendung schaltet das schwache Glied in der Kette hochwertiger Geräte aus.

Lassen Sie uns bei der Lösung auch Ihrer Probleme helfen.

TUCHEL-KONTAKT GMBH

Heilbronn/Neckar - Postfach 920 - Tel. *88001

SICHERHEIT DURCH DAS **TK** PRINZIP

Der Emitterwiderstand ergibt sich dann zu

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} \approx \frac{0,2(-U_0)}{-I_{CA}} \quad (23)$$

Darin bedeutet $-I_{CA}$ den Kollektorstrom im Arbeitspunkt.

Im Ausgangskennlinienfeld (Bild 29) geht man also vom Punkt $-U_0$ (Speisespannung) um 20% zurück und gelangt dann zur wirksamen Kollektorspannung $-U_{CEA}$ für den Arbeitspunkt A. Da der Spannungsabfall im Ausgangsübertrager noch nicht bekannt ist, wird zunächst mit dem Gleichstromwiderstand Null der Primärwicklung gerechnet. Geht man nun von der Abszisse $-U_{CEA}$ senkrecht nach oben, dann stellt der Schnittpunkt mit der Verlustleistungshyperbel den Arbeitspunkt A dar. Die Parallele zur $-U_{CE}$ -Achse durch A ergibt auf der $-I_C$ -Achse den Kollektorstrom $-I_{CA}$ im Arbeitspunkt. Mit den gefundenen Werten läßt sich aus Gl. (23) der Emitterwiderstand berechnen. Übrigens kann man R_E auch grafisch ermitteln: Der Emitterwiderstand erscheint im Kennlinienfeld als Gerade vom Abszissenpunkt $-U_0$ zum Arbeitspunkt A. Es gilt

$$\tan \alpha = R_E \quad (24)$$

Um den Aussteuerbereich zu erhalten, verbindet man den Ordinatenpunkt $-2I_{CA}$ mit A und verlängert die Linie bis zum Schnitt mit der Abszissenachse. Der abgeschnittene Spannungswert ist $-2U_{CEA}$. Die Verbindungsgerade stellt den Wechselstrom-Arbeitswiderstand R_L dar, für den die Beziehung

$$R_L = \frac{-U_{CEA}}{-I_{CA}} \quad (25)$$

gilt. Bei derartigen Berechnungen kann der Einfluß des Kollektorreststroms $-I_{C0}$ und der Kniespannung $-U_{KB}$ unbedenklich vernachlässigt werden, da das bei Endstufen nur geringe Fehler zwischen 2 und 4% ergibt.

Die maximal erreichbare Ausgangsleistung ist

$$P_{max} = \frac{(-U_{CEA})(-I_{CA})}{2} \quad (26)$$

Aus der geforderten unteren Grenzfrequenz f_u , dem berechneten

Lastwiderstand R_L und der maximal erreichbaren Ausgangsleistung P_{max} kann nun der Ausgangsübertrager berechnet werden. Für den Eisenquerschnitt gilt

$$Q_E = 10 \sqrt{\frac{P_{max}}{I_u}} \quad (27)$$

Damit ist der Kern festgelegt. Die Primärinduktivität ergibt sich bei 3 dB Abfall an der unteren Grenzfrequenz f_u zu

$$L_1 = \frac{R_L}{2\pi \cdot f_u} \quad (28)$$

Dann kann wie üblich die Primärwindungszahl n_1 bestimmt werden. Aus dem Schwingpulswiderstand R_s des Lautsprechers folgt das Übersetzungsverhältnis

$$u = \sqrt{\frac{R_s}{R_L}} \quad (29)$$

und daraus die Sekundärwindungszahl

$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{R_s}{R_L}} = u \cdot n_1 \quad (30)$$

In den meisten Fällen ist der Gleichstromwiderstand des Übertragers sehr klein gegen den Emitterwiderstand, so daß er keinen Einfluß auf den Arbeitspunkt hat.

Man erhält einen etwas höheren Wirkungsgrad der Endstufe, wenn man an Stelle des Ausgangsübertragers eine Drossel verwendet (Bild 30). Hier können nur geringe Verluste durch den die Drossel durchfließenden Gleichstrom entstehen. Man muß also eine Drossel mit möglichst niedrigem Gleichstromwiderstand, aber hohem Wechselstromwiderstand verwenden. Damit erreicht man nämlich, daß der Wechselstrom praktisch nur durch die Lautsprecher-Schwingspule fließt. Außerdem soll der Gleichstromwiderstand des Lautsprechers mindestens eine Größenordnung größer als der der Drossel sein. Liegt zum Beispiel ein Lautsprecher vor, der einen Gleichstromwiderstand von 500 Ohm und eine Impedanz von etwa 625 Ohm hat, so darf die Drossel

1962 wird ein HiFi-Jahr —

ein audioson-High Fidelity-Jahr. Das ist schon jetzt klar zu erkennen. Denn die Ansprüche der Musikfreunde wachsen mit dem technischen Fortschritt. Und unsere wirksame, immer regere Werbung spricht gerade die Kreise an, die für hochwertige audioson-Anlagen in Betracht kommen. Auf dem internationalen Gerätemarkt zählen diese Geräte zur absoluten Spitze. Fachgeschäfte von Rang führen deshalb GARRARD audioson-High Fidelity-Bausteine von Weltruf. Auch Ihre Kunden werden bald danach fragen.

Garrard
audioson

Frankfurt/Main · Beethovenstr. 60 · Telefon 77 15 41

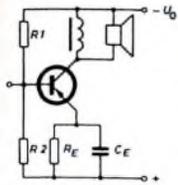


Bild 30. Drossel-A-Endstufe

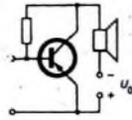


Bild 31. A-Endstufe ohne Drossel und Übertrager (Prinzip der halben Speisespannung)

keinen größeren Gleichstromwiderstand als etwa 60 Ohm und keine kleinere Impedanz als etwa 6 kOhm aufweisen.

Man kann auch noch die Drossel einsparen und nach Bild 31 den hochohmigen Lautsprecher direkt zwischen Kollektor und Batterie legen. Für richtige Anpassung muß der Schwingspulen-Wechselstromwiderstand den Wert

$$R_a = \frac{-U_0}{-2 I_{CA}} \quad (31)$$

haben. Zweckmäßigerweise sollte der verwendete Lautsprecher auch noch den gleichen Gleichstromwiderstand aufweisen, so daß man dann das Prinzip der halben Speisespannung anwenden kann. Wegen der Gleichstromverluste im Lautsprecher ist der maximal erreichbare Wirkungsgrad der Schaltung ohne Übertrager und Drossel aber nur 25%. Neben der vorzüglichen Temperaturstabilität hat die Schaltung jedoch den Vorteil, daß die gesamte abgegebene Wechselstromleistung zum Lautsprecher gelangt; es entfallen also die Übertragungsverluste, die unter Umständen bis zu 50% erreichen können. Da der Übertrager und auch andere sonst erforderliche Schaltelemente fehlen, ist der Frequenzgang der A-Endstufe ohne Übertrager sehr gut.

(Wird fortgesetzt)

NEUE BÜCHER

Elektronik für den Fortschritt. Von W. Sparbier 1962. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde 292 S. m. 439 B. 22 x 26,8 cm. Preis im Kunststoffeinband 32,50 DM

Der Untertitel „Eine Übersicht über den gegenwärtigen Stand und die Bedeutung der Elektronik in Deutschland“ weist schon auf die Art der Behandlung dieser Disziplin hin. Zu jedem von 18 Anwendungsbeispielen – jeweils in sich in abgeschlossenen Abschnitten behandelt – werden die Gründe erläutert, die für die Einführung der Elektronik maßgebend waren, wobei die zur Zeit vorhandenen Möglichkeiten eingehend dargelegt sind. Ist es im ersten Abschnitt „Elektronik – wenig bekannt, aber unentbehrlich“ vorwiegend statistisches Material, das einen eingehenden Einblick in die Verwendung und die Produktion elektronischer Bauelemente gibt, so bringen in den folgenden Abschnitten auch sehr gute, überwiegend farbige Bilder den Beweis, daß die Elektronik heute fast überall festen Fuß gefaßt hat.

Empfänger- und Phontechnik, Nachrichtentechnik, Verkehrswesen, Stahlindustrie, Kohleförderung, Kraftwerke, Verwaltungs- und Bürotechnik, Chemietechnik, Nahrungs- und Genüßmittelindustrie, Verpackungstechnik, Textilindustrie, Papierindustrie und Drucktechnik, Fertigungstechnik, Planung und Wissenschaft, Meßtechnik, Medizin, Elektronik überall, alle diese Abschnittstitel zeigen die Vielfältigkeit der in dem vorliegenden, nicht nur „schönen“, sondern durchaus dokumentarischen Buch behandelten Beispiele.

Die umfangreiche Arbeit hat der Verfasser mit Unterstützung der Valvo GmbH durchgeführt. Sowohl das Bildmaterial als auch ein großer Teil der technischen Unterlagen wurden jedoch von über 120 Industrieunternehmen und Instituten, die Hersteller und Anwender elektronischer Einrichtungen sind, beigegeben. Eine nach übergeordneten Gesichtspunkten durchgeführte authentische Berichterstattung ist dadurch gewährleistet.

Die allgemein verständliche Darstellung vermittelt einem großen interessierten Personenkreis einen sehr angenehm dargebotenen Einblick in die engen Beziehungen der Elektronik zur Technik und Wirtschaft, der auch dem spezialisierten Elektronik-Fachmann manche nützlichen Anregungen für verwandte Gebiete geben kann. J.

Funktionen und Leistungen des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels. Bearbeitet von Dr. G. Otte. Köln 1961/62, Verband deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e. V. DIN A 4. 66 S.

Unter Verwendung auch einiger Beiträge aus der Zeitschrift Rundfunk-Fernseh-Großhandel, gab der VDRG jetzt diese Broschüre in seiner Sammlung „Übersicht auf einen Blick“ heraus.

Der erste Aufsatz (F. Rauh) „Die wichtigsten Funktionen des Großhandels“ vermittelt eine gute Übersicht über die Aufgaben und Leistungen des Großhandels, während der zweite Beitrag „Echte Leistungsentgelte für den Rundfunk- und Fernsehgroßhandel“ auf einer Stellungnahme fußt, die der VDRG anlässlich der Verhandlungen um das Rabattkartell dem Bundeskartellamt unterbreitete. „Erfahrungen mit Marktordnungen“, das dritte Thema der Broschüre, ist der Exzerpt eines Vortrages, den Dr. G. Otte auf der Wiener Tagung der Europäischen Arbeitsgemeinschaft des Rundfunk- und Fernsehgroßhandels Ende 1961 hielt. Kaufmännische Fragen des Großhandels berühren die folgenden Ausführungen von

Lorenz-Lautsprecher



Schallecke SZ II

Der ideale Hi-Fi-Raumtöner DM 86,50*



Phoni

der vielseitig verwendbare Kleinlautsprecher DM 19,50*

Hi-Fi-

Lautsprecher-Baukasten

enthaltend:

- 1 Tieftonlautsprecher
- 1 Mitteltonlautsprecher
- 2 Dyn. Hochtonlautsprecher mit Zubehör und Einbauanleitung DM 98,-*



Lautsprecher für Einbauzwecke

Rundausführungen von 45 bis 300 mm Ø
Ovaltypen von 36 x 102 bis 180 x 260 mm
Flachlautsprecher in rund und oval

Verlangen Sie bitte Prospekte

*unverbindlicher Richtpreis für den Handel



Standard Elektrik Lorenz AG - Stuttgart

Leistungsstarke und preisgünstige RIM-Universal-Mischpultverstärker in Bausatzform und betriebsfertig

RIM-40-Watt-Ultralinear-Kraftverstärker „Gigant S“

Bestens geeignet zur Beschallung von größeren Räumen und Freiräumen. 40 Watt Sprechleistung, Klirrfaktor 2,5% bei 1000 Hz. Ultralinear-Gegentaktendstufe mit 2 EL 34 — 3 mischbare Eingänge: Ml, TA, Tb bzw. Rf, getrennte Höhen- und Tiefenregelung. Frequenzbereich: 30-15000 Hz.



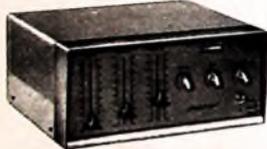
Kompletter Bausatz: DM 289,—, RIM-Baumappe: DM 3.50, Betriebsfertig mit Garantie DM 378,—



RIM-15-Watt-MPV „Tonmeister“

Der meistgekauftete RIM-Verstärker. Mischpultverstärker mit 3 mischbaren Eingängen: Ml, TA, Tb bzw. Rf, getrennte Höhen- und Tiefenregelung. Solide Ausführung. Maße: 300 x 220 x 110 mm

Kompletter Bausatz: DM 198,—, RIM-Baumappe: DM 3,—, Betriebsfertig mit Garantie DM 294,—



RIM-16-Watt-Regie-MPV „Regiemaster“

Der neue Vollverstärker modernster Bauart mit vielen Sondereinrichtungen. Vielseitig einsetzbar. 3 mischbare Eingänge. Lautstärke-Summenregler. Ultralinear-Gegentaktendstufe. Optische Aussteuerungsanzeige durch magisches Band. Getrennte Höhen- und Tiefenregelung. Frequenzbereich: 25-25000 Hz, ± 1 db. Sprechleistung: 16 Watt. Klirrfaktor bei 15 Watt: K 1000 Hz = 1%, K 10000 Hz = 1%, K 60 Hz = 2%. Maße: 305 x 135 x 222 mm

Kompletter Bausatz: DM 269,—
RIM-Baumappe: DM 4,—
Betriebsfertig m. Garanti: DM 359,—

Der bequeme RIM-TZ-Kredit erleichtert den Kauf!

München 15 - Bayerstr. 25 am Hbf.
Telefon: 55 72 21 - 25

RADIO-RIM

F. Rauch „Betriebsprüfung und Steuerbilanz im Rundfunk- und Fernseh-Großhandel“ und „Bedenken des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels gegen die Mehrwertsteuer“. Die vorletzte Arbeit „Existenzfragen des Rundfunk- und Fernseh-Großhandels“ schildert dagegen auf Grund des Jahresberichtes des VDRG anschaulich an Hand von Statistiken die Produktions- und Absatzentwicklung sowie Probleme aus der Verbandsarbeit und kartellrechtliche Fragen. Daß die Absatzwirtschaft stets gleichbedeutend neben der Produktion steht, zeigt abschließend die Wiedergabe eines Vortrages von Ministerialdirigent Dr. W. Britsch „Der Handel - Hauptträger der Absatzwirtschaft“.

Zuletzt notiert

Reiseempfänger 1962, Zwischenübersicht

Meldungen über das gesamte Lieferprogramm an Reiseempfängern liegen jetzt von den nachstehend aufgeführten Firmen vor. Die neuen Geräte sind in dieser Aufstellung mit einem Kreuz bezeichnet. Bei den anderen Geräten handelt es sich um im wesentlichen unveränderte Ausführungen schon bekannter Typen.

	Bereiche	Bestückung		Abmessungen [cm]	Gewicht [kg]	Preis [DM]
		Trans.	Diad.			
Akkord-Radio						
Janny K 61	KM	6	2	21,5 x 16 x 7,5	1,2	158,—
Janny M 61	ML	6	2	21,5 x 16 x 7,5	1,2	139,—
x Kessy Lux	UML	9	3	27 x 16,6 x 7,7	2,1	239,—
x Pinguin K 62	3KM	8	2	27 x 17 x 8	2,1	247,—
x Pinguin U 62	UML	8	4	27 x 17 x 8	2,1	258,—
x Pinguin U 62 de Luxe	UKML	9	4	31 x 20 x 11,5	3	326,—
UKW-Auto-iranistor ¹⁾	UM	12	2	16,5 x 12 x 4,3	0,9	298,—
x Motorette 62 ¹⁾	UML	8	4	27 x 17 x 8	2,1	
Laewe Opto						
Luxy 5910	ML	6	2	11 x 7 x 3	0,3	
x Lissy 32345	UM	9	4	22 x 15 x 8	1,6	
x Toxy 32355	UML	9	6	28 x 18,5 x 8	2,2	
x Lord 32360	UKML	9	6	28 x 18,5 x 8	2,2	
Nordmende						
Starlet	M	5	2	11 x 6,8 x 2,8	0,21	89,—
Mikrobax	ML	6	1	15,5 x 8,5 x 4,4	0,46	119,—
Mambino	ML	5	2	22 x 14 x 6,3	1,2	129,—
Mambo	ML	7	2	23 x 16,5 x 7	1,5	159,—
Clipper	KM	7	3	23 x 16,5 x 7	1,5	175,—
x Stradella	UM	9	3	23 x 14,5 x 7	1,5	198,—
Candor	UM	9	3	23 x 16,8 x 8,2	1,8	199,—
Transio	UML	9	3	23 x 16,8 x 8,2	1,8	238,—
Transio K	UKM	9	3	23 x 16,8 x 8,2	1,8	238,—
Philips						
Fonette	ML	7	1	14 x 8 x 3	0,35	
x Nicolette	UML	8	4	17,5 x 10,5 x 4,5	0,65	
x Colette ¹⁾	UML	8	4	27,5 x 18,5 x 9	2,3	
x Henriette ¹⁾	UKM	8	4	27,5 x 18,5 x 9	2,3	
x Babette ¹⁾	UML	8	4	29 x 18,5 x 10	2,3	
x Annette ¹⁾	UKML	9	5	29 x 18 x 9,6	2,3	
Schaub-Lorenz						
Pony	ML	8	1	7,2 x 11 x 3,2	0,24	125,—
x Kolibri T 30	UML	9	3	15,8 x 9,7 x 4,3	0,55	198,—
Amigo T 20	UKM (UML)	9	4	26,4 x 17,8 x 8,9	2,4	245,—
x Weekend T 30 ¹⁾	UKM (UML)	9	4	27 x 17,5 x 8	2,4	265,—
x Tauring T 30 Automatic ¹⁾	UKML	9	6	30 x 20 x 10	3,5	339,—
Telefunken						
x Ticcato 3361 ¹⁾	ML	6	2	13,7 x 7,8 x 3,7	0,33	165,—
Partner IV	KML	7	2	17,5 x 9,2 x 4,3	0,58	156,—
Partner 7281 T ¹⁾ UKW	2KM	8	2	17,5 x 9,2 x 4,3	0,58	156,— ²⁾
Partner 3081	UM	8	3	17,5 x 9,2 x 4,3	0,625	198,— ²⁾
x Famulus MLK 3371	KML	7	2	24 x 13,5 x 5,8	0,95	179,—
x Famulus MKK 7381 ¹⁾	2KM	8	2	24 x 13,5 x 5,8	1	189,— ²⁾
x Filius 3391	UML	9	4	24 x 13,5 x 5,8	1	229,—
x Kavalier MKK 7381 ¹⁾	2KM	8	2	25,2 x 15,3 x 8,8	1,5	229,— ²⁾
Kavalier 3291 K (L)	UKM (UML)	9	4	25,2 x 15,3 x 8,8	1,7	249,—
x Kavalier de Luxe 3391 K (L)	UKM (UML)	9	4	26 x 16 x 8,8	1,6	265,—
Transistor MKKK 7281 ¹⁾	3KM	8	2	31,1 x 18,1 x 9,3	2,3	269,— ²⁾
x Picnic 3291	UKML	9	4	31,1 x 18,1 x 9,3	2,3	285,—

¹⁾ mit Schalluhr; ²⁾ Exportausführung; ³⁾ lieferbar Autohalterung; ⁴⁾ unverbindliche Richtpreise

Das reichhaltige Sortiment von TESLA-Rundfunkbauteilen bildet eine hochwertige Kette, die das verlässliche Arbeiten elektronischer Kreise in Geräten und Einrichtungen bester Qualität gewährleistet

TESLA

TESLA-WIDERSTÄNDE
Miniatur- und Präzisions-Typen, Hochohm- und Hochspannungs-Widerstände, Potentiometer, emailierte Drahtwiderstände, Drahtpotentiometer

TESLA-KONDENSATOREN
Normal- und Miniatur-Elektrolyt-Kondensatoren, luftfeste und frastichere Kondensatoren, eingepreßte Papierkondensatoren und MP-Typen, Kondensatoren aus Pappfolien, Glimmer- und Keramik-Kondensatoren

ANDERE TESLA-ERZEUGNISSE
Trimmer - Kondensatoren, Thermistoren, Glassicherungen, Röhrenfassungen, Entstörungsmittel, Transistoren und Ge-Dioden, Röhren

EXPORTEUR: **KOVO**
Praha 7, ČSR, Trida Dukelských hrdinů 47
VERLANGEN SIE PROSPEKTE!

Neuerscheinung

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER

Die Anwendung elektronischer Geräte in allen Zweigen der Wirtschaft, der Technik und Wissenschaft nimmt ständig zu; überall steht der technische Fortschritt in enger Beziehung zur Elektronik. Der Ingenieur im Betrieb und im Laboratorium, der Wissenschaftler und der Kaufmann, ganz allgemein jeder, der sich mit Entwicklung, Planung oder Organisation beschäftigt, verfolgt diesen Vorgang auf seinem Tätigkeitsfeld mit größtem Interesse. Für sie alle gibt dieses Buch einen umfassenden Überblick über den Stand und die Bedeutung der Elektronik in ihren Anwendungsgebieten.

INHALT

Elektronik — wenig bekannt, aber unentbehrlich · Empfänger- und Phontechnik · Nachrichtentechnik · Verkehrswesen · Stahlindustrie · Kohleförderung · Kraftwerke · Verwaltungs- und Bürotechnik · Chemietechnik · Nahrungs- und Genussmittelindustrie · Verpackungstechnik · Textilindustrie · Papierindustrie und Drucktechnik · Fertigungstechnik · Planung und Wissenschaft · Meßtechnik · Medizin · Elektronik überall · Sachverzeichnis

292 Seiten im Großformat · 439 Bilder, davon 176 farbig
Kunststoffeinband 32,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde

BERU

FUNK- ENTSTÖRMITTEL

für alle Kraftfahrzeuge

Verlangen Sie den Sonderprospekt Nr. 433

BERU-Verkaufs-Gesellschaft mbH., Ludwigsburg / Würtf.

**Sensationelle
Preissenkung** für
Transistoren

Verlangen Sie sofort die neuen
Transistorlisten TR 13
mit den MIRA-Preisen.
Fachhandels-Rabatt
Großhandels-Rabatt

MIRA-Geräte und Halbleitertechnische Modellbau
K. SAUERBECK Nürnberg
Beckschlagergasse 9 · Telefon 5 59 19

Verkäufe

NEUE ELEKTRONEN-BLITZGERÄTE
in 2-3 Stunden nach ausführlichem Bau-
plan selbstgebaut. Nur LötKolben und
Schraubenzieher nötig! Moderne Transi-
stor-Schaltung. Rausatz ab DM 87,50.
Gratisprospekte anford. von W. GAWEL-
Versand Abt. A1, Hannover, Böderkerstr. 31

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände,
Kondensatoren, Transistoren, Dioden u.
Relais, kleine und große Posten gegen
Kassa zu kaufen gesucht. Neumüller & Co.
GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/7

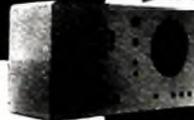
HANS HERMANN FROMM bietet um
Angebot kleiner u. großer Sonderposten
in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren
aller Art. Berlin-Wilmersdorf, Fehr-
belliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 96

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio-
und Fernstechnik durch Christiani-
Fernkurse Radlotechnik und Automation.
Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur
und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A 4,
2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen.
Studienmappe 8 Tage zur Probe mit
Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrzweig
bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut
Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

**METALL-
GEHÄUSE**

für
Industrie
und
Bastler



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA-CLAUSSTR. 4-6

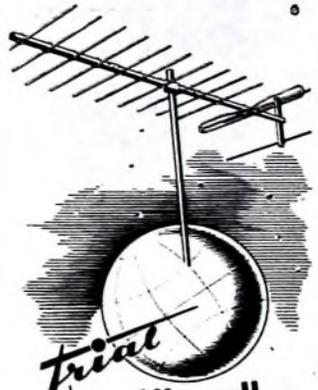
Elköfex

Isolierschlauchfabrik
Gewebeflexible, gewebelose und
Glasfasersilikon-
Isolierschläuche
für die Elektro-,
Radio- und Motorenindustrie
Werk Berlin NW 21, Huttenstr. 41-44
Zweigwerk
Gartenberg / Obb., Röhrenstr. 663

SARATEG GMBH

(18) Saarbrücken · Postfach 364
Cecilienstraße 11-13 · Telefon 2 81 76
Telex 0442675

Markenröhren · Schnellhandel
Rundfunk- und Fernschröhren
Bildröhren, Halbleiter-Dioden
Preisliste mit Prospekten auf Anfrage



... Überall
Für UHF

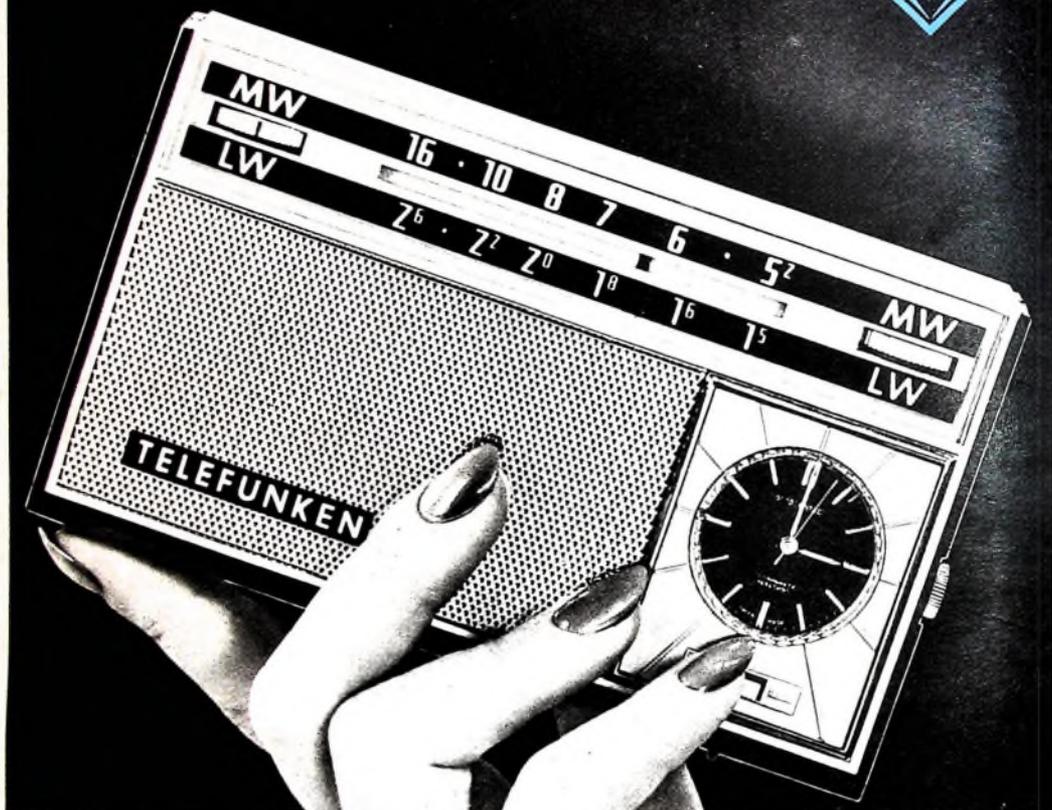
Frequenz-Umsetzer
Kpl. mit Netzteil
für 1-4 Teiln. DM 210,- br.
für 4-10 Teiln. DM 310,- br.
Neueste Ausführung. EC 88 EC 86
Filter-Antennen B IV-V
mit Filter B III
11 Elemente DM 48,- br.
Koaxialkabel
Musterrolle 91 Meter
DM 42,- franko

Bitte Angebot anfordern

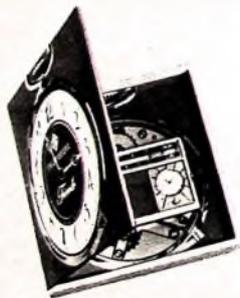
Dr. Th. DUMKE KG · RHEYDT
Postfach 75

Darauf haben viele gewartet:

ticcolo ist da



ticcolo ist mehr als nur ein „klangvoller“ Taschenempfänger für Mittel- und Langwelle – eine automatisch funktionierende Schaltuhr macht ihn zum Star unter den Taschenempfängern. Für den einen musikalischer Wecker, für den anderen akustischer Terminkalender – ticcolo wird jeden begeistern! Auch Sie... denn ticcolo belebt Ihr Geschäft und gibt darüber hinaus dem TELEFUNKEN Transistorgeräte-Programm neuen Aufschwung.



ticcolo gibt es nur in der Geschenkkassette – ein Zusatznutzen, den Sie nicht unbeachtet lassen sollten.

Alles spricht für

TELEFUNKEN