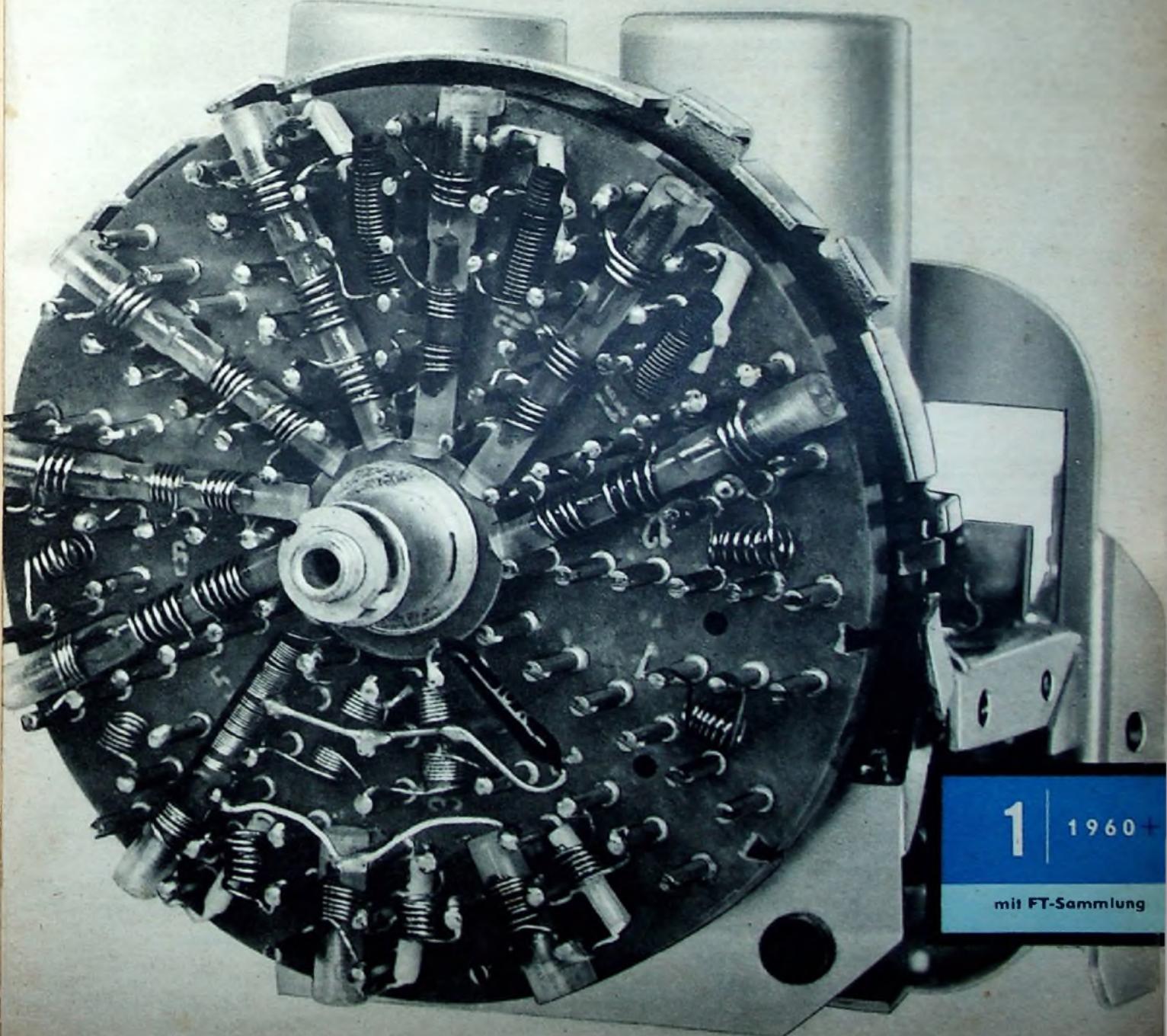
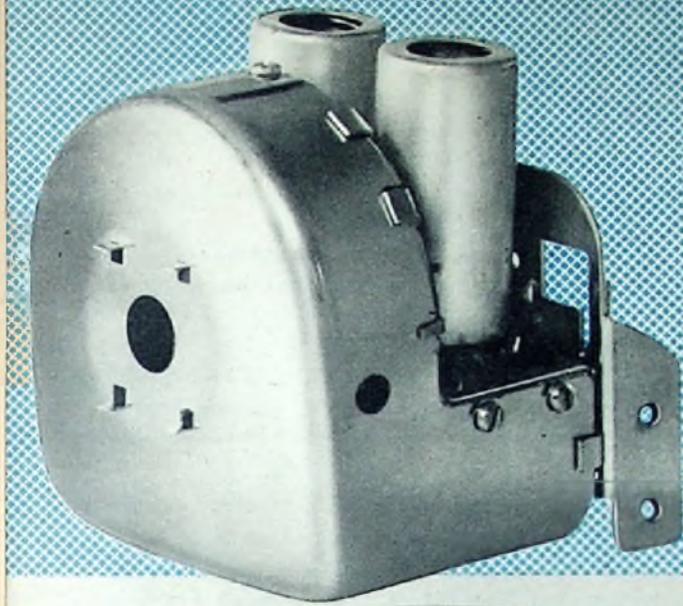


1. JANUARHEFT

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



1 | 1960+

mit FT-Sammlung

Kurse der Technischen Akademie Bergisch-Land e. V.

Aus dem Januar-Programm der Technischen Hauskurse und Auswärtigen Kurse sei besonders auf nachstehend aufgeführte hingewiesen:

6.-8. 1. 1960, täglich 9-17 Uhr, in Essen: „Wirtschaftliche Probleme von Kernkraftwerken“; Teilnahmegebühr 50 DM.

20.-22. 1. 1960, in Eßlingen: „Nomographie“.

21.-22. 1. 1960, in Eßlingen: „Physikalische Grundlagen und technische Anwendungen des Ultraschalls“.

Leipziger Frühjahrsmesse

Die Leipziger Frühjahrsmesse findet in der Zeit vom 28. 2. bis 8. 3. 1960 wieder als technische Messe und Mustermesse für Konsumgüter statt. Die gesamte Ausstellungsfläche umfaßt 290 000 m². Etwa 9500 Aussteller aus rund 50 Ländern und über 500 000 Einkäufer und Besucher aus über 80 Ländern werden erwartet. Die westdeutschen Aussteller belegen eine Ausstellungsfläche von etwa 38 000 m².

Fernsehstörungen bei Nebel

Stetige Klagen der Fernsehteilnehmer über schlechten Empfang an Nebeltagen veranlaßten die Deutsche Bundespost, mobile Untersuchungstrupps einzusetzen. Bei den zunächst in Süd- und Westdeutschland durchgeführten Versuchen stellte sich heraus, daß der bei Nebel sich an Antennen absetzende Ruhraufschlamm möglicherweise Störungen verursacht. Man vermutet auf Grund der vielen Klagen aus Industriegebieten, daß die Dunstwolken über den Industriestädten auch ferromagnetische Teilchen enthalten, die durch die Ausstrahlungen des Senders aufgeladen werden und damit die Sendeenergie schwächen. Die Deutsche Bundespost hofft, durch Verwendung hochempfindlicher Prüfgeräte die Störungsursachen ermitteln zu können.

E. Roessler †

Dr.-Ing. Erwin Roessler, seit 1951 Schriftleiter der Telefunken-Zeitung, verstarb am 7. 12. 1959 unerwartet an den Folgen eines Herzleidens. Der 1900 im Sudetenland Geborene hatte in Dresden promoviert und ging danach zum Reichspostzentralamt, wo er bereits nach kurzer Zeit mit eigenen Entwicklungen auf dem Gebiet des Fernsehens hervortrat. Später widmete sich Dr. Roessler vorwiegend der Hochfrequenztechnik. Seine umfassenden Kenntnisse mündeten in einer Reihe wissenschaftlicher Veröffentlichungen, die ihn schließlich in das Verlagswesen führten, in dem er nach dem Kriege als technischer Schriftleiter wirkte. Nach dem Kriege war er maßgebend am Wiederaufbau der damals



von Prof. Rukop herausgegebenen wissenschaftlichen Telefunken-Zeitung beteiligt und übernahm 1951 ihre Schriftleitung. Dank seiner vielseitigen Fachkenntnisse, seiner wissenschaftlichen Exaktheit und redaktionellen Umsicht konnte er die Zeitschrift wieder zu ihrer früheren Bedeutung als anerkannte Industrieveröffentlichung auf dem Gebiet des Funkwesens zurückbringen.

Den Lesern der FUNK-TECHNIK ist Dr. Roessler auch durch eine Reihe von Aufsätzen bekanntgeworden, die sich vor allem mit neueren Verfahren der Funkübertragung befaßten.

Entstörung von Kraftfahrzeugen

Zündfunkenanlagen können insbesondere im UKW-Bereich erhebliche Störungen hervorrufen. In VDE 0879 wurden deshalb zwei Entstörungsgrade festgelegt: die Grundentstörung und die weitergehende Eigen-Entstörung. Neue Fahrzeuge werden heute stets grundentstört geliefert. Eine gesetzliche Regelung auch für bisher nicht entstörte Fahrzeuge soll in Form einer Zusatzbestimmung zur Straßenverkehrs-Ordnung erfolgen.

Philips-Pressestelle

In die Philips-Pressestelle ist kürzlich Uwe-Jens Tietjens eingetreten; er wird sich dort dem Arbeitsgebiet „Schallplatte“ widmen.

Friedrich Bender schied auf eigenen Wunsch mit Wirkung vom 31. 12. 1959 aus der Deutschen Philips GmbH aus.

Neues Halbleiter-Werk der Intermetall

Bereits seit etwa einem halben Jahr werden in zwei großen Fertigungshallen des neuen Halbleiter-Werkes der Intermetall GmbH in Freiburg/Brsg. Halbleiterbauelemente produziert. Nun ist auch das Verwaltungsgebäude in der Hans-Bunte-Straße 10 fertiggestellt, so daß die letzte noch in Düsseldorf verbliebene Abteilung, die Vertriebsabteilung in der Flingerstraße 3, auch nach Freiburg umzieht.

Preissenkung für Ersatzröhren

Ab 1. 1. 1960 werden von den Röhrenherstellern die Richtpreise für Ersatzröhren mit hoher Umschlagshäufigkeit für Rundfunk- und Fernsehempfänger gesenkt. Die Preissenkung scheint besonders bemerkenswert bei Bildröhren zu sein. So soll beispiels-

weise die 53-cm-Bildröhre AW 53-80 anstatt 270 DM in Zukunft nur 215 DM kosten. Meldungen über Preissenkungen liegen bisher von den Firmen Lorenz, Siemens, Telefunken und Valvo vor.

Magnetophon 77 Vollstereo

Als folgerichtige Weiterentwicklung des Vierspur-Magnetophons 76 stellte Telefunken im Dezember das neue Vierspur-Tonbandgerät „Magnetophon 77 Vollstereo“ vor. Es entspricht in den technischen Daten und im Aufbau etwa dem „Magnetophon 76“ (umschaltbare Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s und 4,75 cm/s). Der Redienungsplatte ist jetzt nach vorn noch eine schmale Verlängerung vorgesetzt, die Buchsen für den Anschluß von zwei Mikrofonen und von zwei Außenlautsprechern sowie ferner einen Schalter zur Abschaltung des eingebauten Lautsprechers enthält.

Bespielte Stereo-Tonbänder

Die Teledc Schallplatten GmbH bietet jetzt bespielte Stereo-Tonbänder an, die gemeinsam von Telefunken, Decca und der RCA herausgegeben werden. Sofort lieferbar sind einige Bänder aus dem Gebiet „Operette, Tanz und Unterhaltung“; weitere Bänder, auch aus dem Gebiet „Konzert und Oper“, sind in Vorbereitung. Bänder mit einer Spieldauer von 2x16 min kosten 39 DM, Bänder mit einer Spieldauer von 2x27 min 54 DM.

Berufsfachschule für Radio- und Fernseh-Technik

Der Gemeinderat der Stadt Mannheim hat der Errichtung einer Berufsfachschule für Radio- und Fernseh-Technik in Mannheim zugestimmt. Die Schule war von den Fachkreisen mit der Begründung gefordert worden, daß nach bisherigen Erfahrungen bei den Zwischen- und Gesellenprüfungen das Ausbildungsziel der Lehrlinge nicht im erforderlichen Maße erreicht worden sei. Es mangelte insbesondere an den erforderlichen theoretischen Kenntnissen. Der Unterricht an der neuen Fachschule wird ein Jahr dauern.

Das Recht auf die Dachantenne

Auch die Sechste Zivilkammer des Landgerichts Braunschweig hat neuerlich entschieden (Aktenz.: 6S/180/59), daß ein Hausbesitzer eine Fernsehantenne auf dem Dach seines Hauses dulden müsse. Dem Urteil lag die Klage eines Mieters zugrunde, dem seine Hausbesitzerin die Erlaubnis zur Montage einer Fernsehantenne auf dem Dach verweigert hatte. Nach der Begründung des Gerichts habe mit Rücksicht auf die fortschreitende technische Entwicklung jeder Mieter Anspruch auf die beste technische Lösung; beim Betrieb von Fernsehgeräten sei dies die Dachantenne.

AUS DEM INHALT

1. JANUARHEFT 1960

FT-Kurznachrichten	2
Betrachtungen zum neuen Rundfunk- und Fernsehjahr	5
Die IEC-Publikation 65: Sicherheitsanforderungen für netzbetriebene Rundfunkempfänger - Ein Rückblick und ein Ausblick	6
Ein transistorisierter Direktlicht-FS-Empfänger	7
Erfahrungen mit der Gaubau-Leitung	9
Ein UHF-Kanalwähler	10
Der »Diskus«-Tuner für Fernsehempfänger	12
Aus dem Ausland	13
13-Kreis-Achtröhren-Doppelsuper »Torodyn II« - Umbau des Amateur-supers »Torodyn« in einen Doppelsuper	14
Beilagen	
Schaltungstechnik	
Transistor-Schaltungstechnik ④	15
Elektronische Tasten mit Transistoren	19
Kollektorstrom-Stabilisierung	21
Aus der Arbeit des DARC	23
Von Sendern und Frequenzen	23
Minialur-Ladegeräte	24
Technik der Funk-Fernsteuerung ③	25
FT-Zeitschriftendienst	
Transistorisierter Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer	28

Unser Titelbild: Kanalwählerscheibe des neuen störstrahlungssicheren »Diskus«-Tuners für Fernsehempfänger von Grundig (s. a. S. 12-13) Verkaufnahmen

Aufnahmen: Verfasser, Verkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Neubauer, Rehberg, Schmol) nach Angaben der Verfasser. Seiten 3, 4, 31 und 32 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352 Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Rath, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Hasselhorst; Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu, Postfach 229. Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postcheckamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Lesezirkel 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, Berlin; Druck: Eisnerdruck, Berlin SW 68.



Etwas ganz Neues:

Zwei in Einem



Autosuper + tragbarer Reisesuper

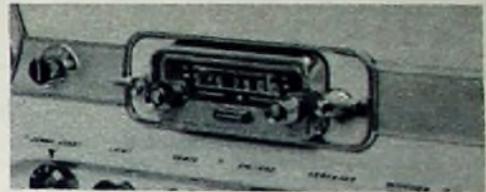
BLAUPUNKT *Westerland*

Alltransistor für Mittel- und Langwellenbereich

Das auf der Automobil-Ausstellung in Frankfurt erstmalig gezeigte Kombi-Gerät BLAUPUNKT „Westerland“ wurde inzwischen in der Fachpresse als eine epochemachende und vielversprechende Neuerung bezeichnet. Mit diesem Gerät kommt BLAUPUNKT den vielen Rundfunkfreunden entgegen, die nicht nur ein Autoradio im Wagen besitzen, sondern es gleichzeitig als tragbaren Reise-Empfänger benutzen wollen. Mit der Schaffung des neuen Gerättyps ist BLAUPUNKT nach der Meinung der Fachleute die ideale Lösung dieses Problems gelungen.

Beim Betrieb im Wagen wird das Gerät in eine im Armaturenbrett fest eingebaute Kassette eingeschoben, wobei die für den Empfang, die Stromversorgung und Tonwiedergabe erforderlichen Kontakte automatisch geschlossen werden. Der im Wagen fest eingebaute Lautsprecher dient der Klangwiedergabe und die Stromversorgung des Gerätes, das ausschließlich mit Transistoren bestückt ist, erfolgt durch die Wagenbatterie. Für den Betrieb außerhalb des Wagens wird das Gerät WESTERLAND aus dem Armaturenbrett herausgezogen und bildet dann eine komplette betriebsfertige Anlage. Die Tonwiedergabe erfolgt dann durch den eingebauten Lautsprecher, während die eingebauten Batterien die Stromversorgung übernehmen.

Bewußt wurde von der bereits bekannten Kompromißlösung, ein normales Koffergerät im Wagen zu betreiben, Abstand genommen, da für den Betrieb im fahrenden



Kraftfahrzeug entsprechend den schwierigen Empfangsbedingungen und den harten Anforderungen an Betriebsicherheit eine besonders robuste Konstruktion erforderlich ist. Auffallend ist die Handlichkeit und die geschmackvolle Ausstattung des Gerätes, das mit vier 1,5-Volt-Monozellen versehen ist, die bei Benutzung des Gerätes außerhalb des Wagens eine Betriebsdauer von rund 120 Stunden gewährleisten.

Überraschend ist der niedrige Preis des BLAUPUNKT „Westerland“. Zu diesem Preis kommen dann selbstverständlich die Kosten für Einbau-Material und Antenne.

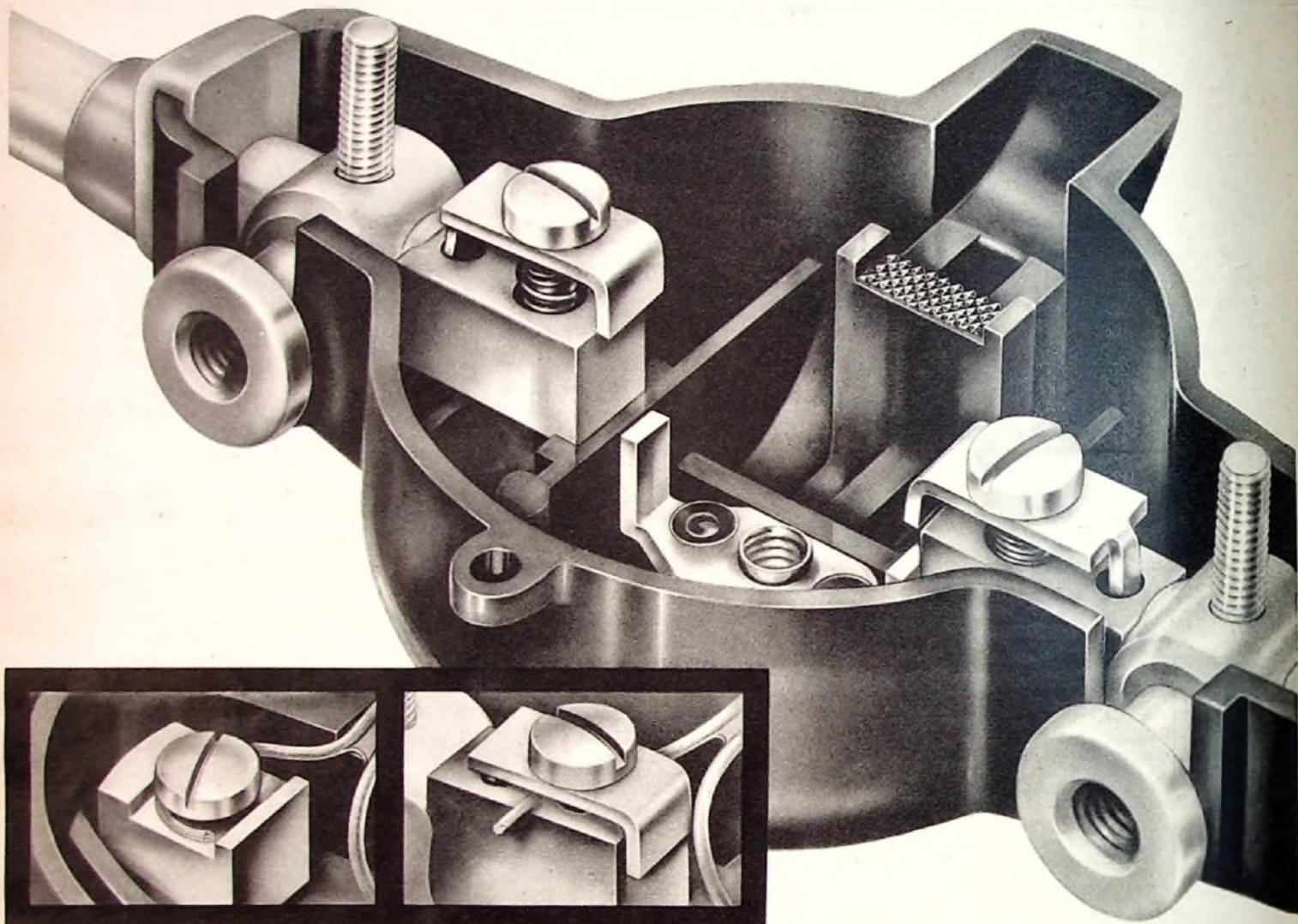
Der große Erfolg, den wir mit diesem neuen Empfänger-Typ erzielt haben, wird auch Sie veranlassen, sich für den Verkauf einzusetzen. Wir empfehlen die sofortige Bestellung eines Mustergerätes, damit Sie sich von seinen Vorzügen selbst überzeugen können. Geben Sie bitte den Wagentyp an, für den das Gerät bestimmt ist oder verlangen Sie die Lieferung der Standard-Ausführung.

Nähere technische Einzelheiten auf Wunsch.

DM 319.-
ohne Zubehör

BLAUPUNKT-WERKE GMBH · HILDESHEIM

Hirschmann EIN GROSSES PLUS



Nicht mehr so

. sondern so

Haben Sie schon einmal bei Regen und Schnee versucht, auf einem hohen Dach eine Antennenlitze an die Fernsehantenne anzuklemmen? Sind die üblichen Kontaktschrauben da nicht recht umständlich und unpraktisch? An diese Schwierigkeiten hat Hirschmann bei seinem Kabelanschluß gedacht und es Ihnen so einfach wie möglich gemacht: Sie lösen die Kontaktschraube und eine Feder hebt automatisch den Kontaktbügel. Die Litze wird untergeschoben, die Schraube angezogen. So schnell und einfach ist beim Hirschmann-Antennen-Anschluß eine einwandfreie, korrosionssichere Verbindung hergestellt.

Lieferung durch den Fachgroßhandel.



AUF VERTRAUEN GEGRÜNDET - MIT DEM FORTSCHRITT VERBÜNDET

RICHARD HIRSCHMANN · RADIOTECHNISCHES WERK · ESSLINGEN AM NECKAR



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Betrachtungen zum neuen Rundfunk- und Fernsehjahr

Am Jahresanfang neigt man dazu, Pläne zu entwerfen und sich auch Gedanken über den wahrscheinlichen Verlauf des neuen Rundfunk- und Fernsehjahres zu machen. Wenn in unseren Betrachtungen vorwiegend technische Dinge berücksichtigt werden, dann deshalb, weil es heute nicht Aufgabe sein soll, Marktprobleme herauszustellen und zu diskutieren. Vielmehr soll der bisherige Stand der technischen Entwicklung als Ausgangspunkt für Zukunftsperspektiven dienen, ohne den Neuheiten-terminen vorzugreifen.

Wer Fabrikanten nach der allgemeinen Tendenz befragt, wird hauptsächlich Allgemeines zu hören bekommen. Jede Fabrik ist bemüht zu rationalisieren. Die Ingenieure bleiben bestrebt, Arbeitszeit einzusparen und die Geräte herstellungstechnisch zu vereinfachen. Äußerliche „Verkaufsargumente“ und „technische Spielereien“ sind heute beim Techniker weniger hoch im Kurs. Es setzt sich immer mehr die Auffassung durch, daß es zweckmäßig ist, einfach zu konstruieren und größtes Augenmerk auf Betriebssicherheit, Zuverlässigkeit und hohe Lebensdauer der Geräte zu richten.

Auf dem Fernsehsektor brachte im vergangenen Jahre die Umstellung von 90°- auf 110°-Ablenktechnik Umkonstruktionen größeren Ausmaßes. Man wird es sich daher 1960 kaum leisten können, wieder mit einschneidenden Umkonstruktionen herauszukommen. Vom Standpunkt des Technikers aus gesehen, ist es richtiger, das Erreichte weiter zu vervollkommen. Um den Entwicklungstendenzen im Ausland gerecht zu werden — die Rücksichtnahme auf den Export spielt eine große Rolle — wird man darangehen, die Gehäuse noch kürzer zu machen.

Ferner zeigt sich ein Zug zum „Nur-Bildgerät“. Mag dieser Wunsch auch verständlich sein, so sind die technischen Schwierigkeiten doch nicht von der Hand zu weisen. Wo sollen beispielsweise die Bedienungsknöpfe des Kanalwählers hinkommen? Schon dieser Einwand zeigt, daß das Fernsehgerät mit frontal angeordneten Schaltern und Reglern eine gute Daseinsberechtigung hat, wenn auch Ästheten glauben mögen, daß die Gehäuseform vielfach zu hoch sei.

Wie man hört, sollen das zweite und möglicherweise auch nach ein drittes Fernsehprogramm vielleicht Ende 1960 eingeführt werden. Man wird damit rechnen müssen, denn offenbar steht der Ausbau des Fernsehens in dieser Richtung schon außerhalb des Bereichs der Spekulationen. Studios sind an vielen Orten im Bau, und der Industrie wurden verbindliche Liefertermine gestellt. Die Fernsehempfänger-Hersteller werden bis dahin noch Geräte mit und ohne UHF-Tuner zu produzieren haben. Wenn das zweite Programm realisiert ist, dürften jedoch schlagartig alle Fernsehempfänger — die alten und auch die neuen — mit Dezi-Teil auszurüsten sein. Engpässe sind dann wahrscheinlich. Wer wird die große Anzahl der Dezi-Tuner liefern und die Einbauanforderungen befriedigen können? Wo ist das nötige Fachpersonal, und wie sind die zusätzlichen Meß- und Prüfeinrichtungen zu beschaffen?

Ein anderes heißes Eisen, die Transistorisierung des Fernsehempfängers, scheint im Augenblick und höchstwahrscheinlich auch im nächsten Zeitabschnitt in Deutschland noch weniger aktuell zu sein. Beim Fernsehempfänger kann es aus Raum- und Erwärmungsgründen aber sinnvoll sein, wenigstens zum Teil die Röhren durch Transistoren zu ersetzen. Die Techniker untersuchen alle Probleme dieser Art und sind sich einig: Der Weg zum serienmäßigen, volltransistorisierten Fernsehgerät ist bei uns noch weit. Immerhin liegen schon Kalkulationen dieses Gerätetyps der Zukunft vor. Berechnungen ergaben, daß ein tragbarer Fernsehempfänger mit kleinem Bild — man spricht in diesem Zusammenhang von etwa 25 cm Bildhöhe — auf einen Bruttopreis von über 1000 DM kommen wird. So interessant ein solches Gerät auch technisch sein mag, so schwierig wird das Absatzproblem werden. Man muß abwarten, bis sich die Transistoren noch weiter verbilligen und bis in der Technik des transistorisierten Fernsehempfängers wesentliche Vereinfachungen möglich sind.

Die verschärften postalischen Bedingungen hinsichtlich Störstrahlungsfreiheit der Fernsehempfänger wirken sich 1960 in verschiedener Weise auf die Gerätefertigung aus. Neue Tuner-Konstruktionen leisten einen guten Beitrag zur Lösung dieses kritischen Problems, das ab Mitte 1960 technisch realisiert sein muß. Wenn man schließlich an den Bedienungs-komfort denkt, dann wird zweifellos der nicht drahtgebundenen Fernbedienung größere Bedeutung zukommen.

Auf dem Rundfunkgeräte-Sektor steht die Stereophonie nach wie vor im Mittelpunkt der Betrachtungen, selbst wenn das Publikum heute nur erst zu einem verhältnismäßig geringen Prozentsatz größeres Interesse zeigt. Man weiß, daß Stereo nicht von heute auf morgen wesentlich an Popularität gewinnen kann, daß dieser Technik aber doch die Zukunft gehört. Diese Erkenntnis veranlaßt viele Hersteller, die zuletzt eingeschlagene Tendenz weiterhin fortzuführen. Man wird also 1960 auf dem Rundfunk-Sektor nicht nur teilweise die großen, sondern auch mittlere Geräte im NF-Teil in Stereo-Technik ausführen, um der allgemeinen Phono-Entwicklung zu entsprechen. Versuche zeigten, daß auch kleine Phono-Super mit zwei eingebauten Stereo-Lautsprechern zumindest im geringen Abstand vom Gerät noch eine zufriedenstellende Stereo-Wirkung haben.

Mit HF-Stereophonie ist dagegen 1960 noch nicht zu rechnen. In letzter Zeit ist wohl eine Anzahl moderner sender- und empfangsseitiger Lösungen bekanntgeworden, die zur Zeit von den Forschungsstellen des Rundfunks und der Industrie sehr sorgfältig verglichen werden. Zur Beurteilung, welches System den Vorzug verdient, sind außer der Frage der Kompatibilität aber mehrere Punkte von Bedeutung, beispielsweise einfachere oder kompliziertere Empfangsschaltung, Übersprechen zwischen den beiden Kanälen, Signal/Rausch-Verhältnis im Mono- und Stereo-Kanal, Bandbreite des Spektrums, eventuelle Möglichkeit der Sendung eines zweiten Programms, wenn keine Stereo-Übertragung stattfindet. Keines der bis heute bekannten Verfahren erfüllt alle Forderungen. Die unbedingt notwendige Einigung auf ein bestimmtes Verfahren wird deshalb noch etwas auf sich warten lassen, da die Ansichten der beteiligten Kreise über den Vorrang der einzelnen Punkte und die Erfüllungsmöglichkeit bei den zur Verfügung stehenden Systemen noch sehr auseinander streben.

Sehr großer Beliebtheit erfreuen sich die tragbaren Rundfunkempfänger; sie werden sicherlich mindestens die kleinen Heimgeräte etwas verdrängen, da es heute möglich ist, auch tragbare volltransistorisierte AM/FM-Super relativ preisgünstig, klein und mit zufriedenstellendem Klang herzustellen.

Dem generellen Ersatz der Röhre durch den Transistor in Empfängern aller Art würde sich — abgesehen von der Frage, ob ein solcher Schritt sinnvoll ist — in nächster Zukunft noch ein schwerwiegendes Hindernis in den Weg stellen. Transistoren, vor allem die modernsten Typen, sind nämlich in den Stückzahlen, wie sie eine so weitgehende Transistorisierung erforderlich machen würde, nach nicht ohne weiteres zu haben. Die Transistoren-Hersteller stehen vor der dringenden Aufgabe, noch größere Fabrikationseinrichtungen zu schaffen, für deren Bau Zeit und Kapital notwendig sind. Der Anwendung des Transistors in transportablen Rundfunkempfängern — man denke auch an den Autoempfänger und seine Zukunftsformen — sowie in Export-Heimempfängern für Gebiete ohne Stromversorgung stehen aber schon heute keinerlei Schwierigkeiten mehr im Wege.

Diese Betrachtungen seien nicht abgeschlossen, ohne etwas zur Entwicklung der so populären Tonbandtechnik zu sagen. Hier zeigt sich der Trend zur Vierspurtechnik, nicht nur für Stereo, sondern auch für die monaurale Technik. Gerade bei Einkanalbetrieb lassen sich durch Ausnutzen mehrerer Spuren interessante Trick- und Mischeffekte erreichen. Faßt man nun die Chancen auf dem weiten Gebiet der Rundfunk-Fernseh-Phonotechnik zusammen, dann ist zu sagen: interessant und aussichtsreich.

Werner W. Diefenbach

H. CHAPPUZEAU

Allgemeine Deutsche Philips
Industrie GmbH (Alldephi)

Sicherheitsanforderungen für netzbetriebene Rundfunkempfänger

Ein Rückblick und ein Ausblick

Geschichtlicher Rückblick

Der Rundfunk hätte wahrscheinlich nie seine weltweite Verbreitung gefunden, wenn es nicht gelungen wäre, das Rundfunkgerät auf einfache und billige Weise aus der Netzsteckdose zu speisen. Als Zeitpunkt hierfür kann man das Jahr 1927 ansehen. In dem die indirekt geheizte Röhre auf den Markt kam. Es sind zur Zeit in der ganzen Welt schätzungsweise 300 Millionen netzbetriebene Rundfunkgeräte täglich einige Stunden in Betrieb; damit dürfte es das am meisten verbreitete Elektrogerät mit der höchsten Anzahl täglicher Benutzungsstunden sein, das sich in Laienhand befindet. Wie jedes netzbetriebene Gerät stellt es eine Gefahrenquelle dar, wenn bei seinem Aufbau dieser Tatsache nicht ausreichend Rechnung getragen wurde. Da dies vielfach versäumt wurde, ist die Zeit des Übergangs vom Batterie- zum Netzgerät in allen Ländern gekennzeichnet durch zahlreiche Brände und Personenschäden, die von Rundfunkgeräten verursacht wurden. Daß es so kam, ist nicht sehr verwunderlich, wenn man bedenkt, daß ein großer Teil der Rundfunkgeräte von Firmen der Schwachstrombranche hergestellt wurde, die auf dem Gebiet netzangeschlossener Geräte keinerlei Erfahrungen hatten. Zudem fehlten geeignete Bauelemente, die ausreichende Lebensdauer bei den sehr viel höheren Spannungen besaßen, die in den netzangeschlossenen Geräten verwendet wurden. Da man einsah, daß es so nicht weitergehen konnte, sind schon bald in vielen Ländern von den zuständigen Stellen Sicherheitsanforderungen herausgegeben worden.

Schon im Jahre 1929 erschienen eine deutsche und eine schwedische Vorschrift. Die erste übernationale Vorschrift stammt von der „Kommission für Installationsfragen“ (IFK), die im Jahre 1934 auf der Basis der nationalen Vorschriften ein Schriftstück unter dem Titel „Anforderungen an Rundfunk- und Verstärkergeräte, die mit Starkstromnetzen in Verbindung stehen“ herausgab. Bald nach Kriegsbeginn stellte die IFK ihre Tätigkeit ein; aber schon 1945 fanden sich die früheren Mitglieder der IFK wieder zusammen und bildeten — zunächst unter Ausschluß von Deutschland und Österreich — die CEE¹⁾, in der jetzt 15 europäische Länder vertreten sind. Schon Juni 1948 erschien die CEE-Publikation Nr. 1: „Anforderungen an Rundfunkempfangsgeräte für Netzanschluß“. Wie die Nummer des Schriftstücks zeigt, wurde diese Aufgabe als besonders dringlich angesehen.

Die IEC-Publikation 65

Schon lange vor dem Kriege hatte sich der technische Ausschuss TC-12 „Radiocommunication“ der IEC²⁾ mit der gleichen Aufgabe beschäftigt. Auf Grund eines 1948 getroffenen Abkommens mit der CEE wurde das Ergebnis dieser Arbeiten im Jahre 1952 als eine gemeinsame Publikation beider Organisationen veröffentlicht unter dem Titel

IEC 65/CEE 1: „Safety requirements for electric mains operated radio receiving apparatus“.

Damit war ein Schriftstück von internationaler Bedeutung zustande gekommen, dessen Empfehlungen als Grundlage nationaler Vorschriften dienen sollen.

Wie der Titel sagt, befaßt sich dieses Schriftstück mit den Sicherheitsanforderungen an netzbetriebene Rundfunkempfänger. Unter Sicherheit ist hierbei zu verstehen:

- 1) der Schutz von Personen gegen das Berühren von Teilen, die Netzspannung oder eine andere berührunggefährliche Spannung führen, und
- 2) der Schutz der Umgebung gegen Brand und zu hohe Temperatur.

Die Schrift befaßt sich also nicht mit der Betriebssicherheit des Gerätes; hierfür zu sorgen, ist Sache des Herstellers, der dafür mit seinem Firmenzeichen bürgt. Die Feststellung, daß das zu prüfende Gerät den Anforderungen genügt, erfolgt als Typenprüfung an einem Gerät. Den besonderen Eigenheiten des Rundfunkgerätes in seiner Betriebsart und seinem Aufbau wird durch die Art der Prüfung Rechnung getragen; sie erfolgt als Prüfung im „Normbetrieb“ und als Prüfung im „gestörten Betrieb“. Der Sinn und Zweck dieser Prüfungen kann etwa folgendermaßen beschrieben werden:

- 1) Bei der Prüfung im „Normbetrieb“ wird festgestellt, ob das Gerät bei unsachgemäßer Bedienung, wie sie in der Hand des Laien zu erwarten ist, unter den üblichen Verhältnissen gefährlich werden kann. Zu diesem Zweck werden alle Zustände hergestellt, die im üblichen Betrieb vorkommen oder vom Benutzer — jedoch ohne Eingriff in das Gerät — hervorgerufen werden können, zum Beispiel

1) CEE: International Commission on Rules for the Approval of Electrical Equipment

2) IEC: International Electrotechnical Commission

10% Netzüberspannung, falsche Netzpolung bei Gleichstrom, ungünstige Einstellung der Bedienungsorgane. Das Gerät darf bei der Prüfung funktionsuntauglich, jedoch nicht gefährlich werden.

- 2) Die Prüfung bei „gestörtem Betrieb“ dient zur Kontrolle der inneren Sicherheit des Geräts. Beim Stand der Technik müssen für den Aufbau des Geräts Bauelemente verwendet werden, die auf Grund der Erfahrung nur als bedingt zuverlässig angesehen werden können. Dazu gehören vor allem Röhren und Elektrolytkondensatoren. Das Defektwerden dieser Teile darf nicht dazu führen, daß das Gerät gefährlich wird. Das gleiche gilt für unzureichende Kriech- oder Luftstrecken, die der Konstrukteur aus irgendwelchen Gründen verwenden muß; sie werden bei der Prüfung im „gestörten Betrieb“ kurzgeschlossen.

Die in dieser Weise festgelegte Art der Prüfung gibt dem Konstrukteur ein großes Maß an Freiheit im inneren Aufbau des Gerätes.

Andere Teile des Schriftstücks enthalten Anforderungen, wie sie auch in anderen Vorschriften üblich sind.

Als Anhang I und II zur Publikation 65 erschienen 1955 die ergänzenden Anforderungen für „Verstärker mit Netzanschluß“ und für „Gesonderte Lautsprecher“; ein 1958 herausgegebener Zusatz Nr. 1 betraf Anforderungen an motorisch betriebene Geräte, die nur in Verbindung mit Geräten benutzt werden können, die in den Geltungsbereich von Publikation 65 fallen, zum Beispiel Plattenspieler und Magnetgeräte.

Zukünftige IEC-Arbeiten

Es soll nun noch kurz berichtet werden, wie die weiteren Absichten des für die Publikation 65 zuständigen IEC-Ausschusses TC 12-2 aussehen. Die letzte Tagung dieses Ausschusses fand in der Zeit vom 28. Sept. bis 2. Okt. 1959 in Ulm statt. Der wichtigste Punkt der Tagesordnung betraf die Zusammenfassung der IEC-Publikation 65 mit ihren als besondere Schriftstücke herausgegebenen Anhängen und Zusätzen in ein Schriftstück; bei dieser Gelegenheit wurde gleichzeitig eine Reihe von sachlichen Änderungen vorgenommen, um das Schriftstück auf Grund der inzwischen gewonnenen Erfahrungen dem Stand der Technik anzupassen. Auf Grund der auf den beiden vorhergehenden Tagungen in Arnhem und Kopenhagen geleisteten Vorarbeiten konnte in Ulm ein gewisser Abschluß erreicht werden. Es wurde beschlossen, einen Vorentwurf nochmals durch die Komiteemitglieder prüfen zu lassen und das Schriftstück dann den nationalen IEC-Komitees zur Stellungnahme zuzusenden. Um festzustellen, ob eine Prüfung von Geräten nach diesen Empfehlungen ein eindeutiges Resultat ergibt, sollen von drei Prüfstanstellen und drei Industrie-Laboratorien von allen Gerätearten, die in den Geltungsbereich dieser Vorschrift fallen, Parallelprüfungen gemacht werden.

Es wurden ferner die folgenden Beschlüsse gefaßt:

- 1) Der Anhang III „Sicherheitsanforderungen für Fernsehgeräte“, der schon in Kopenhagen zur Veröffentlichung freigegeben wurde, jedoch wegen sachlicher Einsprüche zurückgehalten werden mußte, soll mit einer kleineren in Ulm beschlossenen Änderung noch in diesem Jahr in den Druck gegeben werden.
- 2) Eine Studiengruppe, in der auch Deutschland vertreten ist, soll sich mit der Frage der Brandgefahr in Hochspannungseinheiten von Fernsehempfängern befassen und auf der nächsten Sitzung einen Bericht darüber vorlegen.
- 3) Eine Arbeitsgruppe soll die Anforderungen für die Prüfung unter Tropenbedingungen in einem Schriftstück festlegen, das als Unterlage für die Beratungen auf der nächsten Sitzung des Unterkomitees dienen soll; diese wird voraussichtlich im Rahmen der allgemeinen IEC-Tagung im November 1960 in New Delhi (Indien) stattfinden.

Zusammenhang mit den deutschen Vorschriften

Wie weiter oben gesagt, sollen die in den technischen Ausschüssen der IEC erarbeiteten Empfehlungen satzungsgemäß die Unterlage für die nationalen Vorschriften bilden. Die zur Zeit noch gültigen deutschen „Vorschriften für netzbetriebene Rundfunk- und verwandte Geräte“, die in VDE 0860/VIII 43 enthalten sind, basieren auf den schon genannten IFK-Anforderungen. Da sie als weitgehend veraltet anzusehen waren, wurde auf Beschluß des Technischen Ausschusses des VDE im Jahre 1953 die VDE-Kommission 0860 neu gegründet. Sie erhielt die Anweisung, sich bei der Revision — soweit mit den deutschen Belangen verträglich — an die IEC-Publikation 65 anzulehnen. Als Resultat dieser Arbeiten erschien bis jetzt Teil 1 „Ton-Rundfunk-Empfangsgeräte“; Teil 2 „Fernseh-Rundfunk-Empfangsgeräte“ wird Anfang nächsten Jahres folgen. Mit der Herausgabe von Teil 3 „Verstärker“ und Teil 4 „Lautsprecher, die mit der tonfrequenten Spannungsquelle baulich nicht vereinigt sind“ ist in Kürze zu rechnen.

Ein transistorisierter Direktsicht-FS-Empfänger

Mit Transistoren bestückte, tragbare Fernsehempfänger sind in Deutschland zur Zeit noch nicht aktuell. Die nachstehende Schaltungsbeschreibung eines in diesen Tagen erstmalig bekanntgegebenen amerikanischen Entwicklungsmusters zeigt aber schon den Weg, den man im Ausland geht. Im Gegensatz zu bisherigen tragbaren Fernsehempfängern arbeitet das vorliegende Gerät mit einer Direktsicht-Bildröhre und ist mit handelsüblichen Transistoren ausgerüstet.

In letzter Zeit haben in den USA verschiedene Firmen Entwicklungsmodelle von volltransistorisierten Fernsehempfängern der Öffentlichkeit vorgestellt. Im allgemeinen erreichten diese Geräte jedoch entweder nicht die Leistungen durchschnittlicher amerikanischer Röhrengeräte, oder die verwendeten ausgesuchten Transistoren erlaubten keine wirtschaftliche Fertigung. Der Hauptgrund dafür war das Fehlen eines guten HF-Transistors, der zu einem annehmbarem Preis hergestellt werden konnte. Die Entwicklung der „FAT line“ (Fast Automatic Transfer), einer vollautomatischen Produktionsanlage für Transistoren bei der Lansdale Tube Company, hat die Herstellung von zuverlässigen und preisgünstigen HF-Transistoren ermöglicht. Die Transistoren für den Tuner- und die ZF-Stufen des ersten transistorisierten Koffer-Fernsehempfängers, des Philco „Safari“ (s. Heft 20/59, S. 728-730), werden ausschließlich in der „FAT line“ hergestellt.

Im folgenden wird ein volltransistorisierter 36-cm-Direktsicht-Fernsehempfänger beschrieben, dessen HF-, ZF- und Video-Stufen mit „FAT line“-Transistoren und dessen übrige Stufen mit handelsüblichen Transistoren bestückt sind. Dieser Empfänger wurde entwickelt, um zu beweisen, daß sich auch volltransistorisierte Direktsicht-Fernsehgeräte bauen lassen. Man verwendete daher wenig Mühe darauf, die Schaltung und die Konstruktion serienproduktionsreif zu machen. Der Nachdruck bei der Entwicklung des Gerätes lag vielmehr auf der Forderung, daß es auch bei den normalen Daten-Streuungen, die bei Transistoren vorkommen, noch einwandfrei arbeitet.

In dem Empfänger werden 23 nicht ausgesuchte, im Handel erhältliche Transistoren, 12 Dioden, zwei Hochspannungsgleichrichterröhren und eine 36-cm-70"-Bildröhre mit einem Halsdurchmesser von etwa 2,9 cm benutzt. Die Gesamt-Leistungsaufnahme ist etwa 25 W. Die Bildröhre arbeitet mit 11 kV Anodenspannung und einem Strahlstrom von 100 μ A. Das Gerät wird mit zwei in Serie geschalteten 6-V-Ni-Cd-Sammlern (5 Ah) betrieben.

Tuner

Der Tuner (Bild 1), ein abgeänderter Röhren-Trommeltuner, hat auf Kanal 13 (213 MHz, US-Norm) 15...18 dB Verstärkung bei einer Rauschzahl von 12 dB. Verstärkungs- und Rauschzahlmessungen

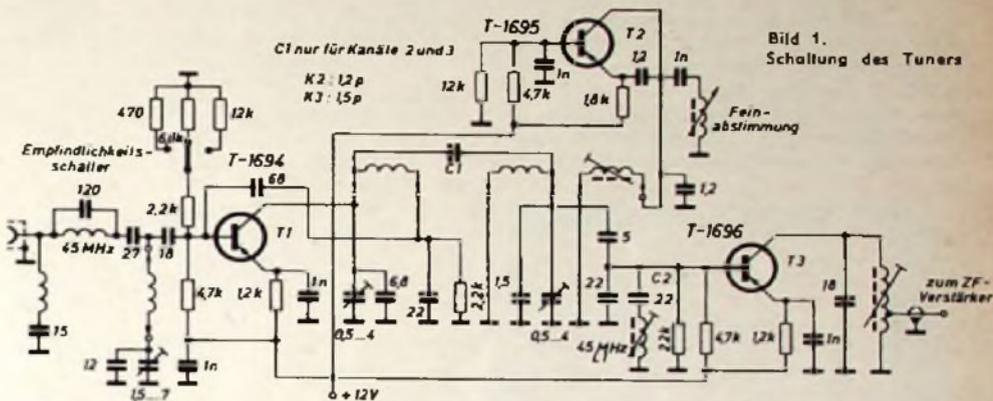


Bild 1. Schaltung des Tuners

zeigt Bild 2. Der HF-Transistor T1 arbeitet in Emitterschaltung und ist fest neutralisiert. Das in T2 erzeugte Oszillatorsignal wird in die Basis des Mischtransistors T3 eingespeist.

Es hat sich zwar herausgestellt, daß die Emittereinspeisung eine etwas höhere Mischverstärkung ergibt, es ist jedoch wegen ungewollter Kopplungen durch die Spulen schwierig, diese Einspeisung bei einem Trommeltuner anzuwenden. Die 45-MHz-Falle L1, C2 im Basiskreis des Mischtransistors verbessert die Mischverstärkung wesentlich, weil sie eine 45-MHz-Gegenkopplung in dieser Stufe verhindert. Der Oszillatortransistor T2 liefert bei 257 MHz eine Minimalleistung von etwa 1,5 mW.

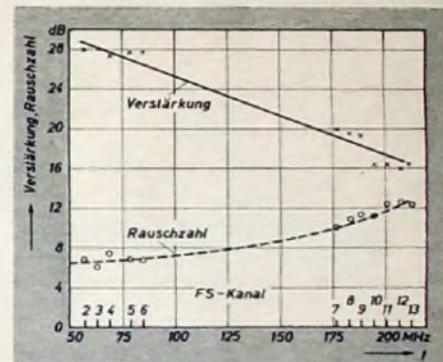


Bild 2. Verstärkung und Rauschzahl des Tuners

Video-ZF-Teil

Der Video-ZF-Teil besteht aus einem breitbandigen dreistufigen Verstärker (Bild 3). Seine Durchlaßkurven sind im Bild 4 dargestellt. Der Verstärker hat eine Leistungsverstärkung von 60...65 dB bei 45 MHz und liefert genug Regelspannung, um seine Gesamtverstärkung auf negative Werte herabzuregeln. Die Verstärkung des ZF-Teils von 60 dB ergibt zusammen mit der des Tuners (15 dB auf Kanal 13) eine Mindest-Leistungsverstärkung von 75 dB vom Antenneneingang bis zum Videodetektor. Die Empfängerempfindlichkeit (Bild 5) entspricht also in bezug auf Verstärkung und Rauschzahl vielen handelsüblichen Röhrengeräten. Im Videodetektor wird eine übliche Diode verwendet, die normalerweise eine Videospannung von 0,4...0,7 V₈₈ an die Basis des Video-Vorverstärkers liefert.

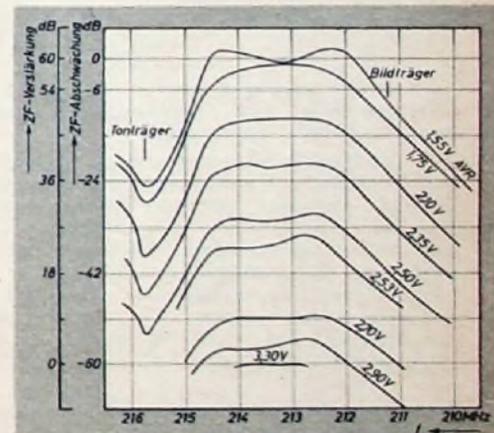


Bild 4. Durchlaßkurven des ZF-Verstärkers bei verschiedenen Regelspannungen

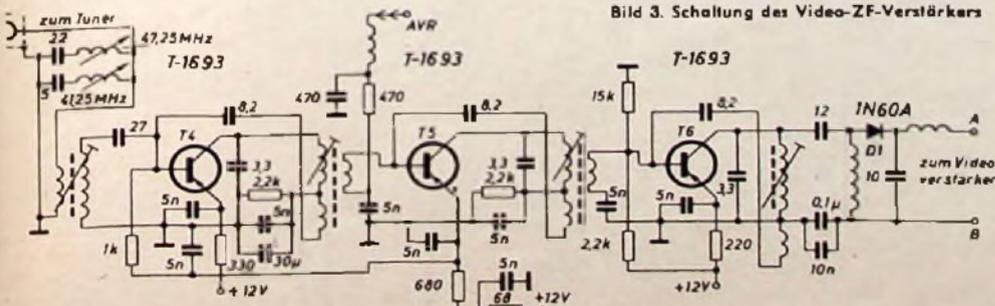


Bild 3. Schaltung des Video-ZF-Verstärkers

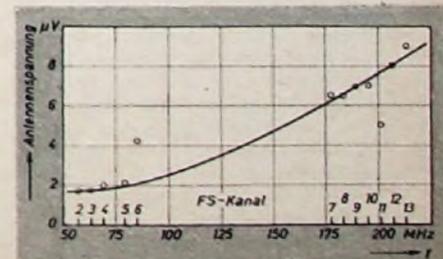


Bild 5. Empfängerempfindlichkeit (die angegebenen FS-Kanäle entsprechen der US-Norm)

Vorwärts- und Rückwärts-Schwundregelung

Die im ZF-Verstärker verwendeten MADT-(Micro Alloy Diffused-base-) Transistoren sind sehr gut für Vorwärts-Schwundregelung geeignet. Dazu schaltet man einen mit einem Kondensator überbrückten 2,2-kOhm-Widerstand am kalten Ende mit der kollektorseitigen Bandfilterspule in Serie. Erhöht sich der Kollektorstrom des Transistors, so verringert sich durch den höheren Gleichspannungsabfall an dem in Serie geschalteten Widerstand die Kollektor-Emitterspannung und damit auch die Verstärkung.

Die Vorwärtsregelung hat gegenüber der Rückwärtsregelung den Vorteil der besseren Übersteuerungseigenschaften (Bild 6).

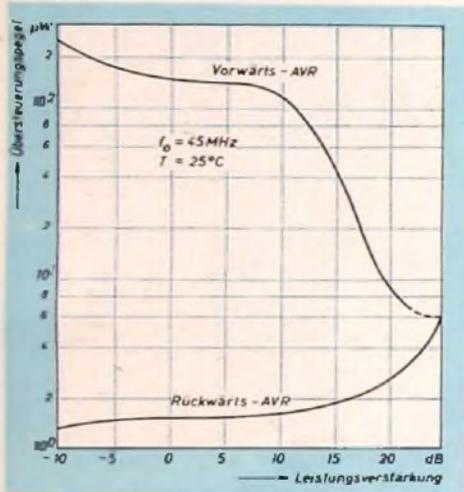


Bild 6 Übersteuerungseigenschaften eines vierstufigen ZF-Verstärkers mit Vorwärts- und Rückwärtsregelung

Die Kurven im Bild 6 gelten zwar für einen vierstufigen ZF-Verstärker, sie treffen jedoch im wesentlichen auch für den dreistufigen Verstärker zu. Wegen der Spannungsabhängigkeit der Kollektorkapazität ergibt die Vorwärts-Schwundregelung zwar eine etwas höhere Mittelfrequenzverschiebung, aber in Breitbandverstärkern ist die Frequenzverschiebung verhältnismäßig unwichtig.

Die Rückwärts-Schwundregelung erfolgt auf die übliche Weise, indem der Kollektorstrom und damit die Stufenverstärkung verringert wird. Diese Schwundregelung ergibt eine nicht so gute Übersteuerungsfestigkeit, aber sie verursacht eine geringere Frequenzverschiebung beim Regelvorgang. Man sollte sie daher in Schaltungen benutzen, in denen eine Frequenzverschiebung nicht zulässig ist.

Videoverstärker and Impuls-Abtrennstufe

Die Video- und Impuls-Abtrennstufe zeigt Bild 7. Der Videotreiber (T 7) arbeitet als Emitterfolger. Dadurch erreicht man eine hohe Eingangsimpedanz zur Vermeidung einer Belastung des Videogleichrichters und eine niedrige Ausgangsimpedanz zur Anpassung an die Video-Ausgangsstufe. Am Kollektor von T 7 liegt der nicht-überbrückte 1,8-kOhm-Widerstand R 1, von dessen kollektorseitigem Anschluß die Ton-ZF abgenommen wird. Das mit R 1 in Serie geschaltete RC-Glied R 2, C 3 dient zur Erzeugung der Regelspannung. Da der Videogleichrichter direkt an die Basis des Video-Vorverstärkers angekoppelt ist, arbeitet der Videotreiber auch als Regelspannungsverstärker. An R 2 fällt eine Spannung von 2...3 V ab, die zur Regelung des ZF-Verstärkers ausreicht.

Die Video-Vorverstärkerstufe erhält ihre Betriebsspannung von einer 24-V-Anzapfung des Zeilentransformators. Diese besondere positive Versorgungsspannung war notwendig, um die richtige Polarität der Regelspannung zu erhalten. Die Schwundregelspannung ist die Differenz zwischen der 12-V-Versorgungsspannung

baut sich automatisch an der RC-Kombination R 3, C 4 auf, sobald eine Steuerungsspannung an der Basis erscheint. Das Videosignal (4 V_{BS}) gelangt von dem geteilten Außenwiderstand des Videoverstärkers über C 5 und die RC-Kombination R 4, C 6, die sowohl zur Entkopplung als auch zur Verbesserung der Bildstabilität dient, zur

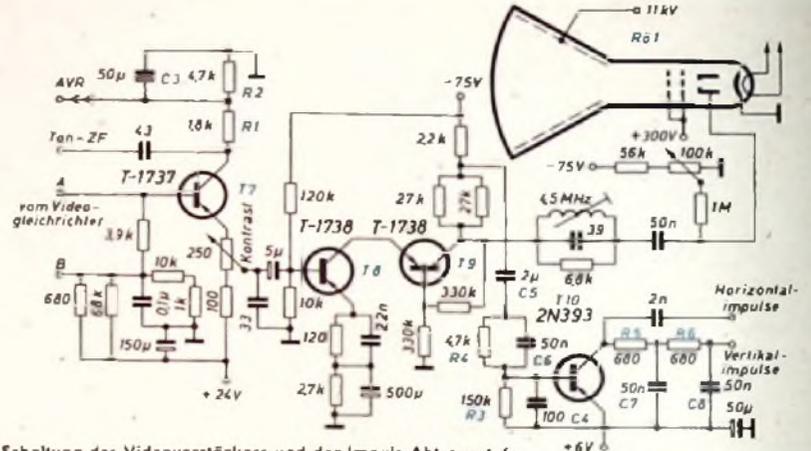


Bild 7. Schaltung des Videoverstärkers und der Impuls-Abtrennstufe

für die ZF-Stufen und dem Spannungsabfall an R 2, der in Abhängigkeit von der Feldstärke um den Referenzwert von 10 V schwankt.

Die Video-Ausgangsstufe enthält die beiden Transistoren T 8 und T 9, die in Serie geschaltet sind, um die Spannung aufzuteilen. T 8 arbeitet in Emitterschaltung und T 9 als Spannungsverdoppler in Basis-schaltung. Die Gesamt-Spannungsverstärkung von der Basis des Video-Vorverstärkers bis zum Wehneltzylinder der Bildröhre ist 80. Das ergibt bei einem Eingangssignal vom Videogleichrichter von 0,6 V_{BS} ein Signal von 48 V_{BS} an der Bildröhre, das ein Bild mit annehmbarem Kontrast erzeugt. Obwohl die Ausgangsstufe maximal 60 V_{BS} liefern kann, darf die Eingangsspannung am Video-Vorverstärker 0,7 V_{BS} nicht überschreiten, da dann die Synchronimpulsspitzen den Videotreibertransistor ausschalten und dadurch Brumm im Ton auftritt. Der Videoverstärker hat einen geraden Frequenzgang bis 3,5 MHz und einen Abfall von 3 dB bei 4 MHz. Die Tonfälle im Kollektorkreis von T 9 unterdrückt die Verstärkung bei 4,5 MHz so weit, daß der Ton im Bild nicht mehr sichtbar ist.

Der in der Impuls-Abtrennschaltung benutzte Transistor 2N393 (T 10), der in Emitterschaltung arbeitet, eignet sich wegen seines hohen Stromverstärkungsfaktors und wegen seiner guten Schaltereigenschaften besonders für diese Aufgabe. Die notwendige Vorspannung

Basis des Amplitudensiebes. Während das Zeilen-Synchronisiersignal vom Kollektor von T 10 abgenommen wird, führt man das Bild-Synchronisiersignal über den zweistufigen Integrator R 5, R 6, C 7, C 8 der Hilfswicklung des Bildsperrschwinger-Transformators zu. Die Hilfswicklung ist notwendig, um eine Phasenumkehrung des Bildimpulses zur Auslösung des Sperrschwingers zu erzeugen.

Tonstufe

Die Ton-ZF wird vom Kollektor des Video-Treibertransistors T 7 abgenommen und über einen Kondensator und einen auf 4,5 MHz abgestimmten Kreis der Basis des Ton-ZF-Transistors T 11 zugeführt (Bild 8). Dieser MADT-Transistor wurde für die Anwendung in diesem Frequenzbereich entwickelt und hat 35 dB Verstärkung bei einer Frequenz von 4,5 MHz und einer Bandbreite von etwa 300 kHz. Er ist von der Sekundärseite des Bandfilters fest neutralisiert. Der Begrenzer (T 12), ein MAT- (Micro Alloy-) Transistor, ergibt bei üblichen Signalamplituden eine gute Begrenzerwirkung. Auf den FM-Diskriminator mit den Dioden D 2 und D 3 folgen der NF-Vorverstärker (T 13) und die 200-mW-Gegentakt-Endstufe (T 14, T 15). Die gesamte Tonstufe hat eine Verstärkung von 70...80 dB, die sich folgendermaßen aufteilt: ZF-Stufe: + 35 dB, Begrenzer: + 20 dB, Diskriminator: - 35 dB, Deemphasis: - 5 dB und NF-Verstärker: 60 dB. (Wird fortgesetzt)

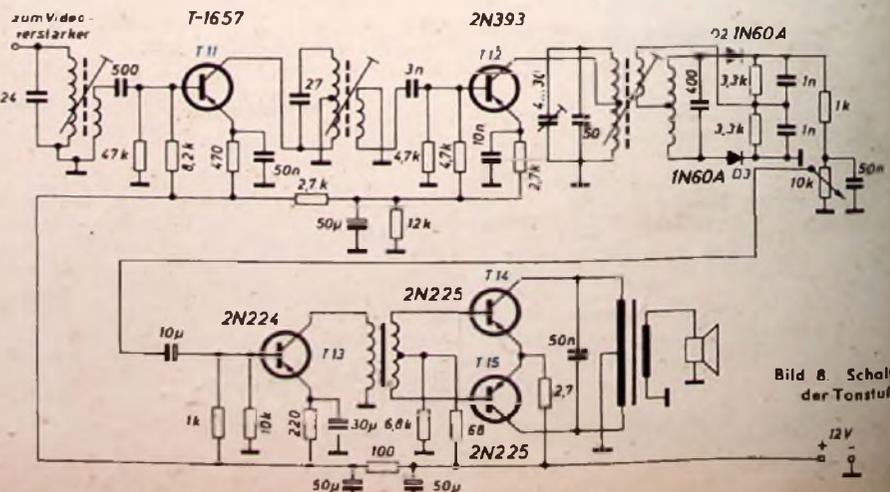


Bild 8. Schaltung der Tonstufe

Erfahrungen mit der Goubau-Leitung

Anlagen in Deutschland

Über von Rohde & Schwarz ausgeführte Anlagen mit Goubau-Leitungen im Bereich II und IV als Verbindung zwischen Sendehaus und Antenne wurde in FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 17, S. 635, berichtet und auf die damit gewonnenen Vorteile kurz hingewiesen. Auch Kathrein hat inzwischen in Deutschland einige Versuchsstrecken als Fernsehzubringer im Bereich III errichtet. Es stehen dort zwei verschiedene Goubau-Leitungstypen, kurz G-Leitung genannt, zur Verfügung, und zwar Typ „1,7/4,7“ (mit 1,7 mm ϕ Cu-Leiter und 4,7 mm ϕ Polyäthylen-Isoliermantel; Dämpfung 8 ... 9 dB/km) und Typ „4/10“ (Dämpfung 5 ... 6 dB/km bei 200 MHz). Ein Koaxialkabel „6752“ würde beispielsweise demgegenüber eine Dämpfung von 150 dB/km ergeben.

Anlagen in USA

Während sich Anlagen mit Goubau-Leitungen in Deutschland und Europa noch in bescheidenen Anfängen befinden, konnte man in USA bereits mehr als dreijährige Erfahrungen an G-Leitungen von vielen 100 km Länge sammeln. Diese Erfahrungen wurden von den verschiedenen mit der Ausführung von Goubau-Leitungen beschäftigten Stellen und Firmen auch zahlenmäßig belegt; ihre Ergebnisse sind recht ermutigend.

Die G-Leitungssysteme von Fort Monmouth N. J. und Helena, Mont.

Die Totalverluste eines G-Leitungssystems setzen sich zusammen aus:

- 1) Widerstandsverluste im Leiter und Querdämpfung durch dielektrische Verluste im Dielektrikum;
- 2) Ankopplungsverluste (Übergang vom Trichter zur Koaxialkabeldurchführung);
- 3) Verluste durch störende Gegenstände, die sich etwa innerhalb des „Grenzradius“¹⁾ befinden;
- 4) Strahlungsverluste durch Knick- und Richtungsänderungen (daher müssen Knickwinkel von über 20° vermieden werden).

Man kann diese Dämpfungsverluste berechnen und auch messen. Die an einer 3 km langen G-Leitungsstrecke gemessenen Werte sind im Bild 1 dargestellt. Für

1) Unter dem „kritischen Grenzradius“ versteht man den Radius jenes zylindrischen Raumes um die Drahtachse, der 90% der übertragenden Feldenergie umschließt.

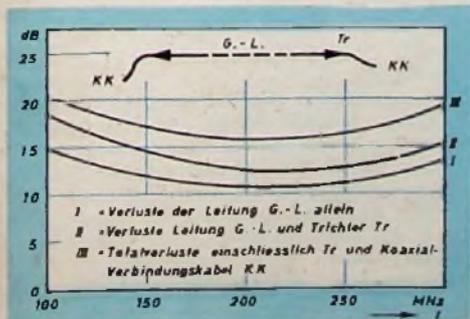


Bild 1. Gemessene Verluste an einer G-Leitung-Mikrowellenstrecke von 3 km Länge über einen Frequenzbereich von 100...300 MHz, Leitung „4 G“ (0,5" ϕ)

200 MHz ergaben sich: reine Leitungsverluste = 11 dB, Ankopplungsverluste = 2 dB, Totalverluste auf der 3-km-Strecke = 16,5 dB.

Während man bis zu Entfernungen von 5 km bei 200 MHz allgemein ohne Zwischenverstärker auskommt, ist ein solcher etwa alle 8 km beim Leitungstyp „8“ und alle 10 km beim Typ „6“ erforderlich.

Diese Versuche wurden mit den in USA von der National Standard Company und der Prodelin Inc. gefertigten Normalausführungen durchgeführt. Es ist höchst aufschlußreich, die damit gegebenen Dämpfungswerte je km mit denen von Koaxialkabel ähnlicher Dimension zu vergleichen, wobei auch noch in Tab. I die von Kathrein gefertigten G-Kabelsorten mitangeführt sind.

Tab. I. Dämpfung von Goubau-Leitungen und von Koaxialkabel

Leitung	Dämpfung in dB/km bei	
	200 MHz [dB]	1000 MHz [dB]
G-Leitung		
„4 G“ (0,5" ϕ), USA	≈ 2	≈ 8
„6 G“ (0,4" ϕ), USA	≈ 5	≈ 18
„8 G“ (0,3" ϕ), USA	≈ 6	
„4/10“, Kathrein	≈ 5	
„1,7/4,7“, Kathrein	≈ 8	
Koaxialkabel		
„2,3/10“	≈ 80	
„1/6,5“ (Typ „0752“)	≈ 150	
„21/01“	≈ 10	≈ 25
„RG 8 U“	≈ 100	≈ 300

Aus Tab. I geht die große Überlegenheit der G-Leitung in bezug auf ihre Dämpfung gegenüber einem Koaxialkabel gleicher Dimensionen hervor, die sich, speziell für längere Strecken, in einer großen Kostensenkung äußert. Während man beispielsweise für eine Distanz von 13 km bei Koaxialkabel 6,5 mm ϕ insgesamt 20 Zwischenverstärker zu 60 dB benötigte, genügt unter Verwendung einer „4 G“-Leitung die gleiche Verstärkerzahl für eine Strecke von 200 km. In beiden Fällen wurde das 200-MHz-Band übertragen.

Für die 20 km lange Helena-Strecke wäre ein Koaxialkabel-Projekt auf etwa 4000 \$ je Meile gekommen, während man es als G-Leitung mit 900 \$ je Meile ausführen konnte. Bei weiteren ähnlichen Projekten hofft man, die Kosten bis auf 600 \$/Meile (\approx 1500 DM/km) senken zu können, und zwar durch Verwendung neuerer Kabelausführungen mit 5% verkupferten Stahlleiter, Benutzung vorhandener Leitungs-Holzmasten und Mehrfachausnutzung durch Parallellegen mehrerer Leitungen.

Die Helena-Strecke, die über bis zu 2000 m hohe Gebirge führt und recht ungünstigen Wetterverhältnissen ausgesetzt ist, hat eine hohe Wetterbeständigkeit bewiesen. Lediglich dickere Eisbeläge können sich dämpfungserhöhend auswirken, denen jedoch durch elektrische Beheizung der Leitung zu begegnen ist. Auch äußere Störungen, einschließlich solcher von Autozündkerzen, hatten keinen nennenswerten Einfluß. Während des bereits dreijährigen Betriebes der Helena-G-Leitung, die die Aufgabe hat, guten Fernsehempfang in abgelegenen Gebieten geringer Feldstärke sicherzustellen, wuchs die Anzahl der an-

geschlossenen Teilnehmer auf bereits über 2500. Die Strecke wird später unter Ausnutzung ihrer maximalen Bandbreite auf die Übertragung von 10 Fernsehkanälen (entsprechend einigen tausend Telefonkanälen) erweitert werden. Die Belastungsgrenze liegt dabei außerordentlich hoch, da die Leitungserwärmung durch natürliche Abstrahlung dauernd abgeführt wird.

Weitere interessante G-Leitungsprojekte in USA

Außer der erwähnten Möglichkeit der Verwendung als G-Leitungs-Fernsehzubringerstrecke für Fernseh-Gemeinschaftsanlagen (Bild 2), die etwa ab 250 m Länge und für Frequenzen über 150 MHz dem Koaxialkabel überlegen ist, baut man in USA auch G-Leitungssysteme für die Mikro-

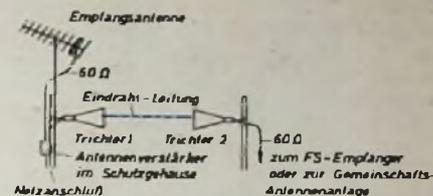


Bild 2. Goubau-Leitung als Fernsehzubringer. Das über den Antennenverstärker geleitete Signal wird über Trichter 1 auf die Eindraht-G-Leitung gegeben; Trichter 2 ist sozusagen die „Gemeinschaftsantenne“

wellenübertragung zur Ergänzung bestehender Richtstrecken, die Übertragungen bis zu 100 MHz Bandbreite erlauben und, dank ihrer geringen Dämpfung, mit relativ wenig Zwischenverstärkern bei Langstreckenübertragung auskommen. Eine Senkung der Leitungskosten gelingt durch Benutzung bestehender Leitungs-Holzmasten (wie sie entlang Straßen und Eisenbahnen in USA vielfach zu finden sind), wobei meistens V-förmige Aufhängevorrichtungen verwendet werden (Bild 3). Die G-Leitungen können dabei auch parallel zu anderen Leitungen am gleichen Mast geführt werden. Es glückten ferner Versuche mit verschiedenen Stromarten, die über die gleiche Leitung übertragen wurden. Dabei benutzte man zwei ver-

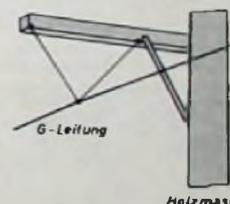


Bild 3. Aufhängung der G-Leitung an Holzmasten (V-förmig angeordnete Nylonschnur, die im 200-MHz-Band die G-Leitung 0,6 m vom Mast und vom Balken entfernt hält)

drillte Leiter, über die man einerseits Gleichstrom (oder 60 Hz Wechselstrom oder einen NF-Träger), andererseits entlang der Oberfläche einen HF-Träger übertrug und damit ein Band von 0 bis 1000 MHz mit geringen Verlusten bestreichen konnte.

Interessant sind auch Versuche, direkte Telefon-, Rundfunk- und Fernseh-Übertragungen auf fahrende Züge oder Autos zu erreichen, wobei man sich die elektrische Feldverteilung um den entlang der Eisenbahn oder Straße verlegten Leiter zunutze macht und dieses Feld mit einer geeigneten kurzen Antenne oder einem Stück G-Leitung vom Fahrzeug aus an koppelt. Erwähnenswert ist auch das gigantische Transkontinental-G-Leitungsprojekt, das eine Strecke von New York bis Los Angeles überbrücken wird und die Versorgung weiter Gebiete mit Rundfunk und Fernsehen vorsieht.

R. Hübner

Ein UHF-Kanalwähler

DK 621.397.62.3.029.63

Technische Daten

Frequenzbereich: 470...790 MHz (Drehwinkel 780°, lineare Frequenzabhängigkeit)

Antennenanpassung: 240 Ohm, symmetrisch
Reflexionsfaktor am Eingang: < 40%

Leistungsverstärkung: > 10 dB
(ZF-Bandbreite 6 MHz)

HF-Bandbreite:

- bei $f = 500$ MHz $B = 9$ MHz
- $f = 650$ MHz $B = 10$ MHz
- $f = 800$ MHz $B = 9$ MHz

Grenzempfindlichkeit:

- bei $f = 470$ MHz < 20 kT₀
- $f = 650$ MHz < 25 kT₀
- $f = 800$ MHz < 30 kT₀

Spiegelfrequenz-Unterdrückung: > 200

ZF-Unterdrückung: > 500

Oszillatorkonstanz Δf_{osz} : < ± 150 kHz bei 800 MHz und Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$; bei Anlauf (2...60 min) und bei zusätzlicher Erhöhung der Umgebungstemperatur von +25° C auf +60° C ist $\Delta f < 400$ kHz

ZF-Ausgang: Kapazitive Fußpunkt-Kopplung. Die Gesamt-Ausgangskapazität mit Kabel soll etwa 60 pF sein; sie ist von der gewünschten Kopplung abhängig

Störstrahlung im nicht eingebauten Zustand: Gesamtstrahlung < 450 μ V/m in 10 m Entfernung, davon Chassis-Strahlung < 50 μ V je Meter in 10 m Entfernung; Oszillatorspannung am ZF-Ausgang < 1 mV

Stromversorgung: $U_{\text{a,osz}} = 170$ V,

$U_{\text{a,Vorröhre}} = 170$ V, $I_{\text{I}} = 300$ mA

Aufbau

Der UHF-Kanalwähler „AT 6321“ von Valvo (Bilder 1 und 2) wird mit einem Dreifach-Drehkondensator im Bereich von 470...790 MHz abgestimmt. Die Umsetzung des Eingangssignals auf die in Fernsehempfängern übliche Zwischenfrequenz (33,4...38,9 MHz) erfolgt in einer

selbstschwingenden Mischstufe mit der UHF-Triode PC 86. Vor der Mischstufe ist eine HF-Vorstufe angeordnet, die ebenso wie der Mischer in Gitterbasisschaltung arbeitet und ebenfalls mit einer PC 86 bestückt ist. Diese Röhre dient in erster Linie zur Herabsetzung der Störstrahlung und zur Verbesserung des Rauschabstandes. Außerdem trägt sie erheblich zur Gesamtverstärkung bei.

Vorstufe

Der symmetrische Antenneneingang ist für etwa 240 Ohm Leitungswiderstand ausgelegt (Bild 3). Unter Verwendung nur eines Steckerstiftes läßt sich auch 60-Ohm-Koaxialkabel anschließen. Dabei muß, um Reflexionen zu vermeiden, besonders sorgfältig darauf geachtet werden, daß die Verbindung keine Stoßstelle aufweist.

Der Übergang von den symmetrischen 240-Ohm-Antennenklemmen auf den erdsymmetrischen Katodeneingang von R61 (etwa 100 Ohm) erfolgt über eine $\lambda/2$ -Um-

wegleitung und einen π -Kreis, der eine Widerstandstransformation bewirkt. Mit den Trimmern C1 und C30 wird die richtige Anpassung im Eingang hergestellt. Die Anordnung Umwegleitung - π -Kreis ist sehr breitbandig, so daß der Reflexionsfaktor am Eingang im überstrichenen Frequenzbereich < 40% bleibt.

Auf eine Neutralisierung der Vorröhre wurde verzichtet. Dadurch vereinfacht sich die Schaltung der Vorstufe, und der Abgleich wird erleichtert. Die reelle Komponente des Ausgangsleitwertes von R61 ist im UHF-Bereich im allgemeinen negativ, so daß grundsätzlich die Möglichkeit zur Selbsterregung besteht. Durch eine frequenzabhängige Bedämpfung des Anodenkreises wird diese Gefahr jedoch vermieden, und gleichzeitig werden der Eingangswiderstand der Gitterbasiströhre und die Bandbreite des Anodenkreises nahezu konstantgehalten. Der Ausgangskreis von R61 bildet mit einem weiteren Abstimmkreis ein Bandfilter. Beide Kreise sind als

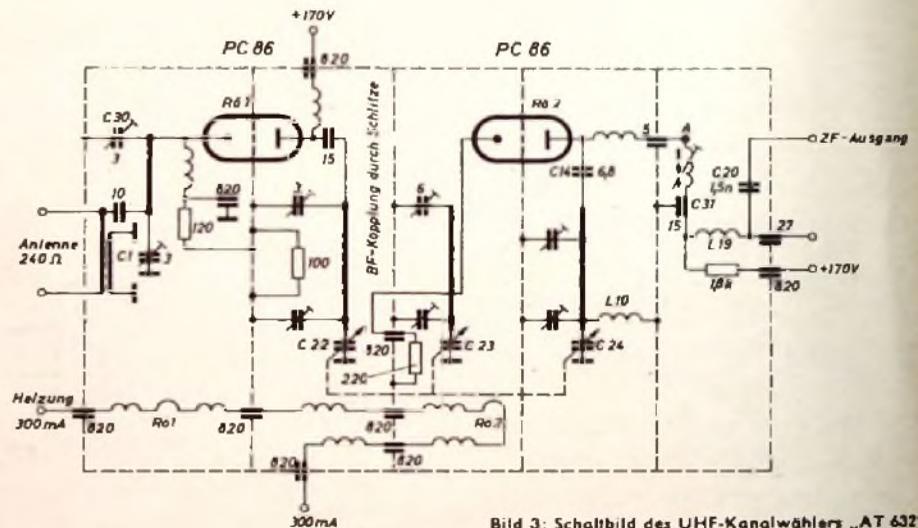


Bild 3: Schaltbild des UHF-Kanalwählers „AT 6321“

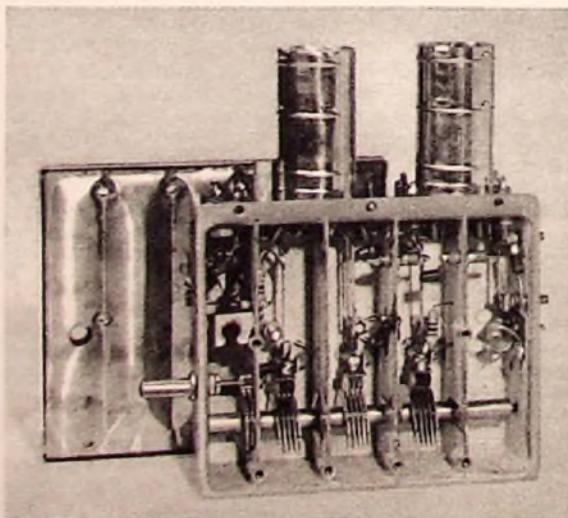
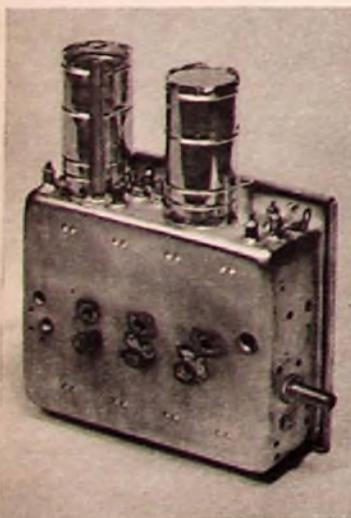


Bild 1, Kanalwähler „AT 6321“ von Valvo für das Fernsehband IV/V. Dieser UHF-Kanalwähler ist mit zwei HF-Trioden PC 86 bestückt und wird mit einem Dreifach-Drehkondensator abgestimmt. Bild 2 (rechts), Kanalwähler „AT 6321“, Gehäuse geöffnet

kapazitiv abgestimmte Leitungskreise aufgebaut und durch Schlitze in der gemeinsamen Kammerwand miteinander gekoppelt. Durch die besondere Ausbildung der Kopplungsschlitze ergibt sich innerhalb des Abstimmbereiches eine Bandbreite von 9...10 MHz. Dabei beträgt die Selektion der Spiegelfrequenz gegenüber dem Eingangssignal 1:200, und die ZF-Unterdrückung ist besser als 1:500.

Mischstufe

Das verstärkte Eingangssignal gelangt über eine Koppelschleife aus dem Sekundärkreis des Bandfilters zur Katode der Mischröhre. In der Mischstufe wird gleichzeitig die Oszillatorspannung erzeugt. Dazu liegt in ihrem Anodenkreis neben dem ZF-Kreis ein auf die Oszillatorfrequenz abgestimmter UHF-Schwingkreis. Mit Rücksicht auf geringe Störstrahlung soll keine Oszillatorenergie an den ZF-Ausgang gelangen. Außerdem soll die Frequenzverwertung des ZF-Kreises beim Durchstimmen des Oszillators gering

bleiben. Das erreicht man zunächst durch möglichst schwache Ankopplung des Oszillatorkreises über C 14. Weil sich die Kopplungskapazität aber aus praktischen Gründen nicht beliebig verringern läßt, würde immer noch eine beträchtliche Verstimmung des ZF-Kreises auftreten. Diese Verstimmung vermeidet man weitgehend durch die UHF-Drossel L 10, die den Topfkreis-Innenleiter für die Zwischenfrequenz gegen das Gehäuse kurzschließt, so daß sich die Kapazitätsänderung von C 24 nicht mehr auf die ZF-Abstimmung auswirken kann. Die Kreisgüte des UHF-Abstimmkreises wird dagegen kaum beeinträchtigt.

Der Mischer enthält an Stelle der üblichen Gitterkombination einen überbrückten Katodenwiderstand zur Stabilisierung der Schwingamplitude. Diese Schaltung weist einige Vorteile auf: Zunächst wird durch die galvanische Erdung des Gitters eine ZF-Rückwirkung über c_{gg} vermieden. Bei kapazitiv entkoppeltem Gitter darf der Gitterkondensator C_g wegen der Gefahr von Überschwingerscheinungen nicht zu groß gewählt werden; zum Beispiel steigt der Ausgangsleitwert ρ_{ac} bei $C_g = 30$ pF, einem üblichen Wert, durch die Gegenkopplung über $c_{gg} - C_g$ auf etwa das Vierfache an. Bei der angewendeten Schaltung spart man also den Aufwand für die ρ_{ac} -Entdämpfung. Die geforderte Breite der ZF-Durchlaßkurve macht im allgemeinen eine zusätzliche Bedämpfung der ZF-Kreise erforderlich. Bei einem geringen Anteil der Röhre am Resonanzleitwert des Kreises ist man jedoch in der Auslegung der Bandbreite nicht so beschränkt, und Schwankungen von ρ_{ac} wirken sich weniger auf die Durchlaßkurve aus.

Eine Beeinflussung der HF-Durchlaßkurve durch die sogenannte Rückmischung, bei der im Eingang der Mischstufe aus ZF- und Oszillatortension wieder die Empfangsfrequenz entsteht, kann praktisch nicht auftreten. Außerdem werden Kipp-schwingungen vermieden.

Störstrahlung

Bei der Störstrahlung unterscheidet man die Chassis-Strahlung, die Abstrahlung über die angeschlossene Antenne und u. U. noch die über das ZF-Kabel. Die Abstrahlung vom Chassis wird durch dichten Abschluß aller Oszillatortension führenden Teile einschließlich der Mischröhre kleingehalten. Die Betriebsspannungen werden der Mischstufe über mehrfache Siebketten zugeführt. Dabei wurde darauf geachtet, daß keine Durchführungen von „außen“ unmittelbar in die Oszillatorkammer führen. Dadurch bleibt die Chassis-Strahlung $< 50 \mu\text{V/m}$ (in 10 m Abstand gemessen).

Die Oszillatortension am Antennenanschluß läßt sich durch die Selektion des HF-Bandfilters und durch die Rückdämpfung der Vorröhre bereits so kleinhalten, daß die Forderungen der Post für die maximale Störfeldstärke auch unter Berücksichtigung der Gehäusestrahlung nicht überschritten werden. Um den Sicherheitsabstand zum zulässigen Grenzwert weiter zu erhöhen, wird in der Mischstufe eine Kompensation angewendet, durch die nur noch eine sehr geringe Oszillatortension an die Anode der Vorröhre gelangen kann.

In der Katodenschleife L 3 der Mischröhre fließt, wie Bild 4 zeigt, ein HF-Strom mit Oszillatortension, der im Sekundärkreis L 2 eine Spannung hervorruft. Durch die

Kopplung mit dem Primärkreis L 1 tritt an diesem eine entsprechend der Selektion verringerte Spannung auf. Um diesen Spannungsrest zu kompensieren, ist die Koppelschleife des Mixers bis in die Kammer des Primärkreises geführt (Bild 3) und induziert dort eine gegenphasige Spannung. Da die Windungsfläche der Kompensationsschleife L 4 (Bild 4) wegen

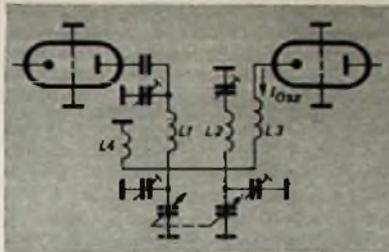


Bild 4. Kompensation der Oszillatortension im Bandfilter

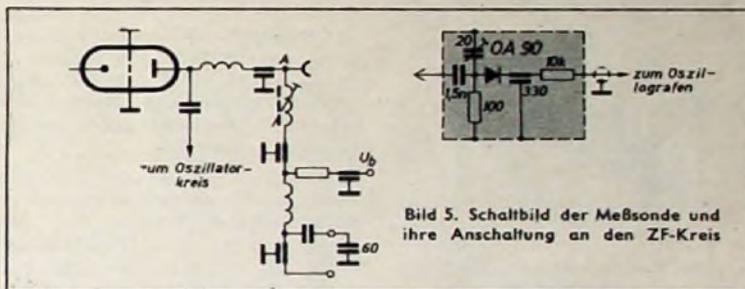


Bild 5. Schaltbild der Meßsonde und ihre Anschließung an den ZF-Kreis

der für die Oszillatortension wirksamen Bandfilterselektion nur sehr klein zu sein braucht, wird die Durchlaßkurve des Bandfilters in der Nähe der Empfangsfrequenz nicht merkbar verändert. Durch die Vorröhre erfolgt eine weitere Dämpfung der Oszillatortension, so daß am 240-Ohm-Antennenanschluß weniger als 2 mV übrigbleiben. Um die Abstrahlung über den ZF-Anschluß kleinzuhalten, sind zwischen der Anode der Mischröhre und dem ZF-Kreis eine UHF-Drossel und ein Durchführungskondensator angeordnet.

Der Ausgangskreis des Kanalwählers und der Eingangskreis der ersten ZF-Röhre werden meistens zu einem Bandfilter zusammengefaßt. Mit Rücksicht auf geringe Störstrahlung wurde bei dem Valvo-UHF-Kanalwähler der ZF-Ausgang für kapazitive Fußpunkt-kopplung des so gebildeten Bandfilters ausgelegt. Zur weiteren Herabsetzung der Strahlung ist der Fußpunkt-kondensator in zwei Teilkondensatoren (C 31, C 20) aufgeteilt und die Drossel L 19 als zusätzliches Siebglied dazwischengeschaltet. Mit dieser Anordnung bleibt die am ZF-Ausgang auftretende Oszillatortension < 1 mV. Damit lassen sich die Störstrahlungsbedingungen auch bei längerer Zuleitung zum ZF-Verstärker, wenn diese zum Beispiel über einen VHF-UHF-Umschaltkontakt führt, einhalten.

Abgleich der Durchlaßkurve

Für den Endabgleich des Kanalwählers ist die Aufnahme der HF-Durchlaßkurve mit Wobbler und Oszillograf üblich. Bei dem gebräuchlichen Aufbau des VHF-Kanalwählers werden zur Erzeugung der Oszillatortension und zur Mischung getrennte Röhrensysteme verwendet. Dabei treten im allgemeinen keine Schwierigkeiten auf, wenn der Oszillograf beim Wobbeln an den Gitterableitwiderstand der Mischröhre angeschlossen wird. Versuche haben jedoch gezeigt, daß dieses Verfahren bei

selbstschwingenden Mischstufen versagt. Auch eine abgewandelte Methode, bei der man die Indikatortension am Vorwiderstand in der Anodenzuleitung des Mixers abnimmt, liefert keine wesentlich besseren Ergebnisse. Beim Durchstimmen des Kanalwählers ergibt nämlich das der Oszillatortension sich am Mischeingang überlagernde HF-Eingangssignal keine in bezug auf Richtung und Größe definierte Arbeitspunktverschiebung. Praktisch wirkt sich das so aus, daß das Oszillogramm zum Teil „umklappt“ oder starke Amplitudenschwankungen auftreten. Man kann nun durch Herabsetzen der Anodenspannung des Mixers (zum Beispiel durch Einschalten eines hohen Vorwiderstandes) die Oszillatortension im ganzen Bereich zum Aussetzen bringen und erhält dann wieder den gewünschten eindeutigen Zusammenhang mit der Eingangsspannung. Allerdings ändert die herabgesetzte Steilheit die Eingangsimpedanz des Gitterbasismixers, so daß Bedämpfung und

Abstimmung des zweiten Bandfilterkreises nicht mehr dem Betriebszustand entsprechen.

Diese Nachteile vermeidet folgendes Verfahren, bei dem der im Kanalwähler eingebaute ZF-Kreis durch Bedämpfung sehr breitbandig gemacht und an ihm mittels einer Meßsonde mit eingebauter Kristalldiode die Vertikal-Ablenkspannung für den Oszillografen abgenommen wird. Der im Bild 3 mit A bezeichnete Meßpunkt ist durch eine Bohrung im Kanalwähler-Gehäuse zugänglich. Die Sonde (Bild 5) enthält einen Bedämpfungswiderstand von 100 Ohm und einen Abgleichstrimmer. Der ZF-Ausgang ist beim Wobbeln mit dem vorgesehenen Fußpunkt-kondensator von 60 pF abzuschließen. Um zu kontrollieren,

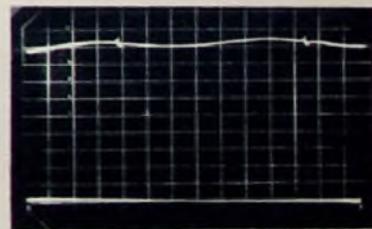


Bild 6. Durchlaßkurve des zu Meßzwecken stark bedämpften ZF-Kreises; Meßmarken bei 30 und 40 MHz

ob die Frequenzkurve des ZF-Kreises im interessierenden Frequenzbereich ausreichend flach verläuft, kann eine gewobbelte ZF-Spannung an den (für die ZF breitbandig an den Ausgang des Wobbelsenders angepaßten) Katodeneingang des Mixers gelegt werden. Den mit der Meßsonde nach Bild 5 am ZF-Kreis aufgenommenen Spannungsverlauf zeigt Bild 6. Die Spannungsschwankung im Bereich von etwa ± 7 MHz ist unter Berücksichtigung der nichtlinearen Demodulationskennlinie $< 4\%$, wenn der angegebene Trimmer optimal eingestellt wird.

Der »Diskus«-Tuner für Fernsehempfänger

DK 621.397.62

Aufbau

Bei den Tunern der Fernsehempfänger sind die Abstimmspulen der einzelnen Kanäle im allgemeinen auf dem äußeren Umfang einer drehbaren Trommel montiert. Von diesem Prinzip geht Grundig bei einem neuen »Diskus«-Tuner ab. Die Abstimmspulen werden dabei radial auf einer dünnen Isolierstoffscheibe (einem

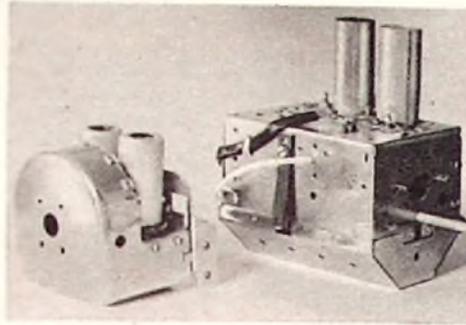


Bild 4. Größenvergleich des Diskus-Tuners mit einem üblichen Trammeschalter-Tuner

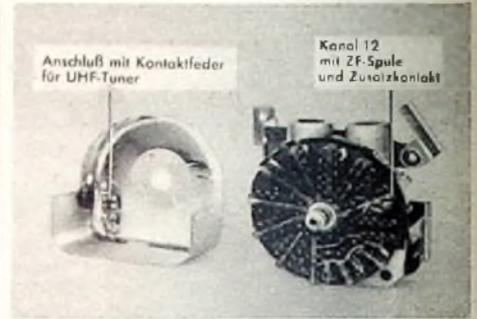


Bild 5. Anschluß an der Abschirmhaube für den ZF-Ausgang eines UHF-Empfangsteils

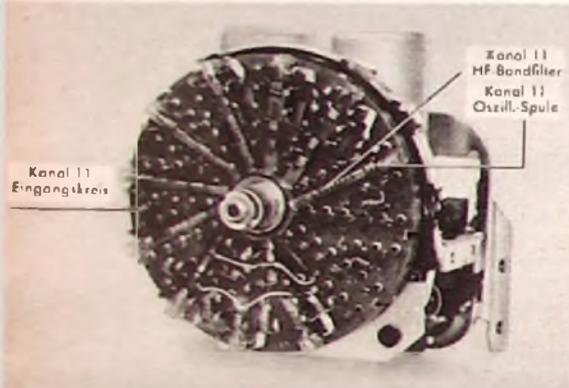


Bild 1. Blick auf die Kanalwählerscheibe des Diskus-Tuners und auf die Anordnung der Spulen

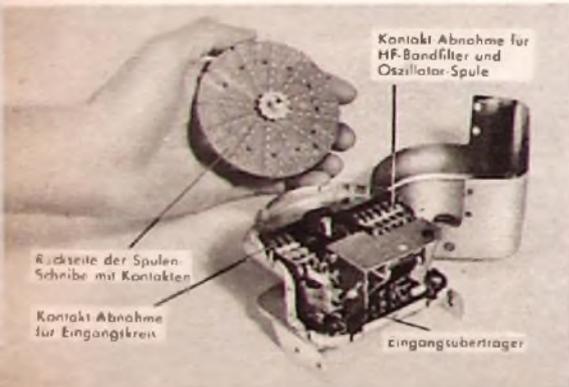


Bild 2. Diskus-Tuner, Spulenscheibe abgenommen

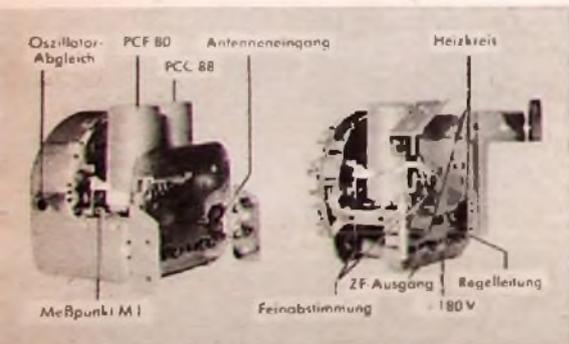


Bild 3. Rückwärtige Ansichten des Diskus-Tuners mit und ohne Abschirmhaube

Diskus) von knapp 80 mm Ø untergebracht (Bild 1). HF-Bandfilter und Oszillatortspule für je einen Kanal befinden sich auf einem meistens gemeinsamen Spulenkörper (teilweise Wickeldurchmesser von nur 3 mm). Der Feinabgleich der Oszillatortspule erfolgt induktiv mit Hilfe eines Messingkerns. Um die Oszillatortstrahlung möglichst gering auf die Eingangsspule

(freitragende Luftspule) wirken zu lassen, wird die letztere jeweils um etwa 180° versetzt von den zugehörigen HF- und Oszillatortspulen des gleichen Kanals (zwischen den Oszillatortspulen zweier anderer Kanäle) angeordnet.

Aus Bild 2 ist die Kontaktabnahme erkennbar. Sie erfolgt auf der Rückseite der Spulenscheibe jeweils für den Kanal, dessen HF- und Oszillatortspulen sich rechts in horizontaler Lage befinden. In dieser Stellung läßt sich dann durch eine Öffnung in der Abschirmhaube (Bild 3, ganz links) der Messingkern für den Oszillatortabgleich einstellen. Silberplattierung und galvanische Vergoldung der Kontakte und Gegenfedern gewährleisten beste Kontaktgabe.

Die für den Tuner verwendeten Röhren (PCC 88 und PCF 80) sind auf dem abgewinkelten Chassis des Tuners aufgesetzt (Bild 3). Alle sonstigen Schaltelemente befinden sich im Raum unterhalb der Röhren. So ist im Bild 2 links der Eingangsüberträger sichtbar, der dicht mit dem ZF-Saugkreis zusammenmontiert ist. Der Leitkreis für die Gitterbasisstufe sowie die Bauelemente der Misch- und Oszillatortstufe einschließlich der (im Verhältnis zu früheren Ausführungen räumlich stark verkleinerten) magnetischen Nachstimm-einrichtung und der ZF-Auskopplungs-spule sind rechts unter einem Abschirmblech angeordnet.

Der Meßpunkt M1 für den Oszillatortfeinabgleich ist von außen neben der PCF 80 ebenso gut zugänglich, wie es auf der Rückseite des Tuners die Anschlüsse für den Antenneneingang, den ZF-Ausgang, die Regelleitung, die Anodenspannung und für den Heizkreis sind (Bild 3). Alle nach außen führenden Leitungen sind zur Verringerung der Störstrahlung über Durchfüh-rungskondensatoren abgeblockt worden.

Der Diskus-Tuner erfüllt die verschärften Störstrahlungsbedingungen; beispielsweise liegt der gemessene Durchschnittswert im UHF-Bereich in der Serie (in 10 m Entfernung gemessen) etwa bei 30 µV/m, also weit unterhalb des zulässigen Grenzwertes von 90 µV/m.

Gegenüber einem Trammeschalter bisheriger Bauart (Bild 4) mit etwa 800 cm³ Rauminhalt ohne Röhren und 850 g Gewicht kann der Diskus-Tuner einschließlich des Röhrenvolumens mit einem Raum-inhalt von nur 400 cm³ und mit einem Gewicht von nur 450 g aufwarten. Damit ist u. a. auch ein weiterer Schritt zur Schaffung kleiner, tragbarer Fernsehempfänger erfolgt.

Aber auch die Wünsche der Service-Werkstätten wurden bei der Neukonstruktion in weitgehendem Maße berücksichtigt. So liegen zum Beispiel nach dem Abnehmen der Abdeckkappe alle Spulen sämtlicher Kanäle völlig so frei, wie es Bild 1 zeigt. Für eine spätere UHF-Ergänzung bringt der Diskus-Tuner eine weitere Vereinfachung für solche Fernsehempfänger, die nicht mit einer UHF-Taste ausgerüstet sind. In diesen Fällen wird der Tuner im Leerkanal 12 von vornherein mit einer gedämpften ZF-Spule versehen (Bild 5). Zu-

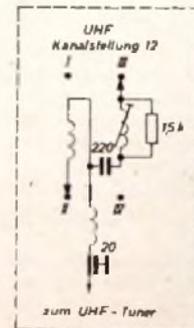
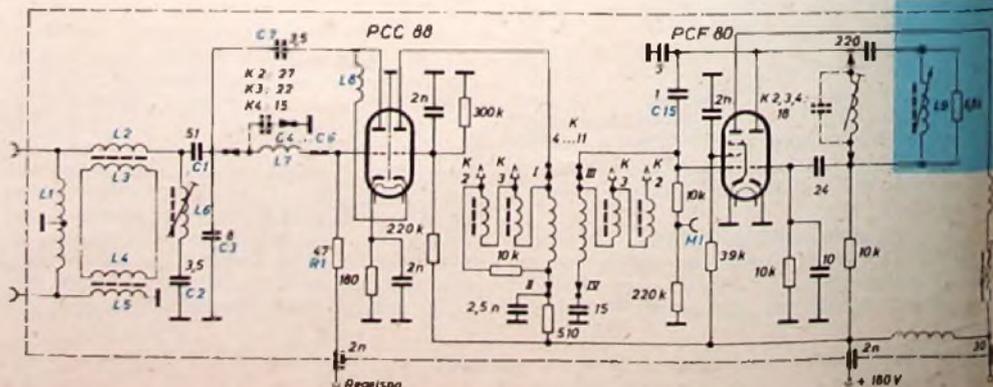


Bild 6 (ganz unten). Schaltung des Diskus-Tuners mit Feinabstimmung

Umschaltung (Anschlüsse I und III) bei Anschluß des UHF-Tuners

Unterschiedlicher Schaltungsteil für Empfänger mit Magnet-Automatic



sammen mit der ZF-Auskopplungsspule im später zusätzlich einzusetzenden UHF-Tuner ergänzen sich die Spulen zu einem Bandfilter. Bei der Umrüstung wird die ZF-Leitung des UHF-Tuners einfach mit einem Anschluß an der Abdeckkappe des Diskus-Tuners verbunden. Dieser Anschluß führt über einen Durchführungskondensator mit zusätzlicher Kontaktfeder zur ZF-Spule im Leerkanal 12.

In Spitzengeräten mit Senderwahl-Automatik werden Motor und Untersetzungsgetriebe unmittelbar an dem Diskus-Tuner angebaut. Dabei läßt sich die Sendervorwahl jetzt leicht mit Hilfe eines Schraubenziehers durch eine kleine Öffnung in der seitlichen Empfängerwand einstellen.

Schaltung

Die bei dem Trommelschalter-Tuner bewährte Schaltung mit Cascode-Stufe wurde mit einigen Verbesserungen bei dem Diskus-Tuner im wesentlichen beibehalten. Symmetrieabweichungen liegen bei der Eingangsschaltung jetzt in allen Kanälen unter 3 dB. Eine symmetrierte Erdungsspule L 1 im Eingang (Bild 6) dient zur Unterdrückung von Kreuzmodulationsstörungen, wie sie in der Nähe starker KW-Sender entstehen können. Es folgt der Breitband-Eingangübertrager L 2 ... L 5, mit dem der symmetrische Antenneneingang (240 Ohm) angepaßt wird. Die Einspeisung in den Gitterkreis der Katodenbasisstufe erfolgt über den Trennkondensator C 1. Der Saugkreis L 6, C 2 unterdrückt Störungen im ZF-Bereich. C 3 dient zur Erdsymmetrierung; er liegt in Serie mit der Röhreneingangskapazität, woraus sich eine Verminderung der dämpfenden Wirkung des Röhreneingangs ergibt.

Durch Zuschalten von C 4 ... C 6 wird im Band I die Eingangsimpedanz für jeden Kanal einzeln angepaßt. Die kapazitive Kopplung des Eingangübertragers mit dem Gitterkreis bringt eine gute, gleichmäßige Eingangsimpedanz, die von der Regelung der Eingangsröhre nur unwesentlich beeinflußt werden kann. C 7 neutralisiert die Gitter-Anodenkapazität. Die Regelspannung wird über R 1 zugeführt. In der Gitterbasis-, Misch- und Oszillatorstufe entspricht der weitere Schaltungsverlauf sehr weitgehend dem bisherigen Trommelschalter-Tuner. Die Schaltung des HF-Bandfilters weist im Band I allerdings eine Besonderheit auf. Zur Spule des Kanals 4 sind die Spulen der Kanäle 2 und 3 in Reihe geschaltet. Beim Betrieb auf Kanal 2 ist also die Gesamtinduktivität der Spulen für die Kanäle 2, 3 und 4 wirksam. In der Kanalstellung 3 liegen die Spulen der Kanäle 3 und 4 in Reihe, während beim Empfang im Kanal 4 wie üblich nur eine Einzelspule angeschaltet bleibt. Die Oszillatorspannung wird jetzt ebenfalls kapazitiv über C 15 auf das Mischgitter gekoppelt.

Im Diskus-Tuner sind weder Drehkondensatoren noch Trimmer vorhanden. Auch bei der Ausführung des Tuners für Empfangsschaltungen ohne Abstimmautomatik erfolgt die Feinabstimmung wie bei der automatischen Nachstimmrichtung induktiv durch eine zum Oszillatorkreis parallelgeschaltete Abstimmsspule L 9, deren Kernstellung durch den Abstimmknopf über Hohlachse, Kurvenscheibe und Hebelzug verändert wird.

Die Umschaltung bei nachträglicher UHF-Ergänzung geht aus der Teilkizze hervor. Die Mischstufe arbeitet dabei als ZF-Trennverstärker, während Cascode-Stufe und der Oszillator außer Betrieb bleiben.

Hi-Fi-Ausstellung in Chicago

Die Hi-Fi Show in Chicago zeichnete sich durch eine Abwendung der meisten großen amerikanischen Gerätefabriken vom Baustein-Konzept aus. Die zögernde Entwicklung in der Stereophonie und in der Hi-Fi-Technik soll nach den Ermittlungen dieser Firmen vor allem darauf zurückzuführen sein, daß die bisherigen Heimanlagen mit gesonderten Lautsprecher-, Tuner-, Regel- und Phono-Einheiten auf den Widerstand der Hausfrauen gestoßen sind und sich schlecht in die übliche Ausstattung der Wohnzimmer einfügten. Unter den Firmen, die auf den Gebieten Hi-Fi und Stereophonie wieder zu geschlossenen großen Standgeräten zurückkehren, sind RCA, Philco, Westinghouse, Zenith, Admiral und Motorola.

Die Hi-Fi Show brachte keine Neuigkeiten in der Schaltungstechnik. Transistoren werden in diesem Sondergebiet voraussichtlich längere Zeit noch nicht verwendet werden. Gemischten Schaltungen gibt man keine großen Chancen. In den Endstufen der Geräte werden für europäische Begriffe sehr hohe Leistungen geboten; in einem Fall waren es 100 Watt Ausgangsleistung, in mehreren Fällen 40 bis 80 Watt. Diese Spitzenwerte regelt man im Betrieb jedoch durchweg herunter, um eine bessere Tontreue zu erreichen. In den Stereo-Geräten verteilt sich die genannte Leistung außerdem auf zwei Kanäle.

Eine der Überraschungen in Chicago war die Nachfrage nach UKW-Multiplex-Empfängern. Diese Nachfrage war durch die Nachrichten über Stereo-Versuchssendungen über Multiplex-UKW-Sender ausgelöst worden. Die Aussteller in Chicago konnten jedoch noch keine Multiplex-Geräte vorzeigen und wiesen die Interessenten auf die Tatsache hin, daß noch keines der den Behörden vorgeschlagenen Multiplex-Verfahren für Stereo-Übertragungen genehmigt worden ist. Diese Tatsache soll zu einiger Unruhe unter den Interessenten geführt haben, die ein schnelles Veralten jetzt erworbener Geräte ohne Stereo befürchten. Die amerikanischen Firmen erklärten, daß Multiplex-Empfänger sofort dann in den Verkauf kämen, wenn eine Entscheidung über die Auswahl eines Multiplex-Verfahrens gefallen sei.

Farbige Magnetbänder

Die Audio Devices Inc., New York, bringt Magnetbänder heraus, deren Basis nach Wahl drei verschiedene Farben haben kann, nämlich Blau, Grün und Braun. Damit soll die Katalogisierung von Bändern in einem Bandarchiv erleichtert werden. Wie die Firma mitteilt, soll die Idee bei den amerikanischen Kunden gute Aufnahme gefunden haben.

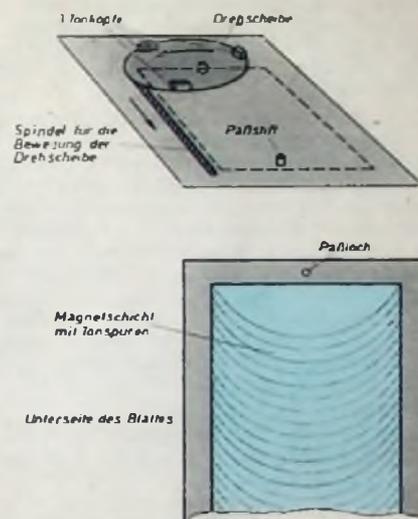
Das sprechende Buch

Eine japanische Firma hat ein sprechendes Buch herausgebracht. Die einzelnen Blätter dieses Buches enthalten auf der Rückseite einen Film mit einer magnetischen Schicht, die der normalen Tonbänder entspricht. Mit Hilfe von Paßlöchern werden die einzelnen Buchseiten auf das Aufzeichnungs- und Wiedergabegerät aufgelegt und mit einer durchsichtigen Kunststoff-

scheibe plan angedrückt. Aufzeichnung und Abtastung erfolgen durch drei parallelgeschaltete Tonköpfe, die auf einer rotierenden Scheibe angeordnet sind. Diese Scheibe dreht sich und bewegt sich zugleich langsam hinter der Buchseite von oben nach unten. Damit wird eine zeilenweise Beschriftung mit den Tonspuren erzeugt. Die einzelnen Spuren sind Kreisbogen von etwa einem Drittelkreis. Auf diese Weise wird die zur Verfügung stehende Fläche voll zur Aufzeichnung ausgenutzt. Durch die Aufeinanderfolge der drei Tonköpfe erreicht man eine zusammenhängende Abtastung. Das Blatt selbst befindet sich während des Abspielens völlig in Ruhe.

Das Gerät läßt sich sowohl zur Aufzeichnung als auch zur Wiedergabe benutzen. Für beide Zwecke werden dieselben Tonköpfe und Verstärker verwendet. Für schnellen Rücklauf ist ein besonderer Motor vorhanden. An jeder beliebigen Stelle kann gestoppt werden; die Wiederholung jeder gewünschten Textstelle ist möglich. Auf der Rückseite einer normalen Buchseite ist eine Aufzeichnung mit einer Spieldauer von zehn Minuten unterzubringen.

Mit einem besonderen Vervielfältigungsgerät können gleichzeitig 15 Magnetkopien einer Aufnahme angefertigt wer-



Die Rückseite des Blattes trägt die Tonaufzeichnung, die von drei rotierenden Tonköpfen abgetastet wird; die Drehscheibe mit den Tonköpfen bewegt sich dabei, spindelgetrieben, in Längsrichtung des Blattes

den. Der beschichtete Film mit der Tonaufnahme läßt sich auch nachträglich auf die Rückseite des Papierblattes aufziehen.

Für ein sprechendes Buch gibt es zweifellos viele Anwendungsmöglichkeiten, und zwar nicht nur zur Unterhaltung, sondern auch als ernsthaftes und wirkungsvolles Lehrmittel. Die Handhabung ist so einfach, daß es durchaus möglich erscheint, beispielsweise Bilderbücher mit gesprochenem Text für Kinder zu schaffen. Sehr wertvoll kann eine solche Einrichtung zweifellos aber auch zum Lesenlernen und vor allem zum Sprachunterricht sein. Beschreibungen komplizierter bildlicher Darstellungen lassen sich durch das gesprochene Wort so ergänzen, daß das lästige Hin- und Hergehen des Auges beim Vergleich zwischen geschriebenem Text und Bild entfällt. Dabei ist unter anderem auch an Montage- und Service-Anleitungen gedacht.

13-Kreis-Achtröhren-Doppelsuper »Torodyn II«

Umbau des Amateursupers »Torodyn« in einen Doppelsuper

Beim Umbau des früher beschriebenen Amateursupers »Torodyn«¹⁾ in einen Doppelsuper ist lediglich der ZF-Teil auf die neuen Erfordernisse umzustellen. Die Eingangs- und bisherige Mischstufe sowie der NF-Teil können unverändert beibehalten werden. Der Amateursuper »Torodyn« wurde durch nachstehend näher beschriebene Veränderungen in einen Doppelsuper umgebaut.

Zwischenfrequenzen 1900 kHz und 470 kHz

In der Mischröhre R6 2 (s. Schaltung im Heft 23/1958) entsteht die erste ZF von 1900 kHz. Diese wird (s. unten) über das Bandfilter ZF I an das Steuergitter einer zweiten Mischröhre R6 3, gleichfalls einer Röhre ECH 81, gegeben. Die Triode der ECH 81 arbeitet als zweiter, festeingestellter Oszillator.

Die Oszillatorfrequenz wird mit der ZF von 1900 kHz gemischt. Es entsteht die zweite Zwischenfrequenz von 470 kHz, die dann in den folgenden zwei ZF-Verstärkerstufen verstärkt wird. Die Demodulation des Signales erfolgt über eine Diodenstrecke von R6 6. Da diese Röhre gleichzeitig als BFO-Röhre dient, wurde eine EBF 89 gewählt.

Mit Ausnahme von R6 2 sind sämtliche HF- und ZF-Stufen geregelt. Die Regelspannung wird an dem Spannungsteiler R 54, R 55 abgenommen und über das RC-Glied R 53, C 49 an die Sammelschiene der automatischen Regelspannung gegeben. Die Zeitkonstante des RC-Gliedes ist so bemessen, daß einwandfreier BK-Verkehr möglich wird. Zum Empfang besonders schwacher Stationen ist es oft zweckmäßig, die Regelspannung abzuschalten. Diese Aufgabe übernimmt im vorliegenden Gerät der Schalter S 1.

Das S-Meter im Anodenkreis von R6 5 wird unverändert übernommen. Es kann aber von Fall zu Fall notwendig sein, die Skala neu zu eichen.

1) Diefenbach, W. W.: Amateursuper »Torodyn« für 10...80 m. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 23, S. 190-192

Der Umbau

Die ZF-Filter ZF II, ZF III und ZF IV werden entfernt und durch Mikrobandsfilter für 470 kHz (Valvo) ersetzt. Außerdem ist R6 3 (EF 89) gegen eine ECH 81 auszutauschen.

Sind diese Umstellungen vorgenommen, kann die Verdrahtung beginnen. Größte Sorgfalt ist auf die Verdrahtung des zweiten Oszillators zu legen. Es sollten auch hier wie im ganzen HF- und ZF-Teil nur hochwertige Einzelteile (wie zum Beispiel keramische Kondensatoren) verwendet werden.

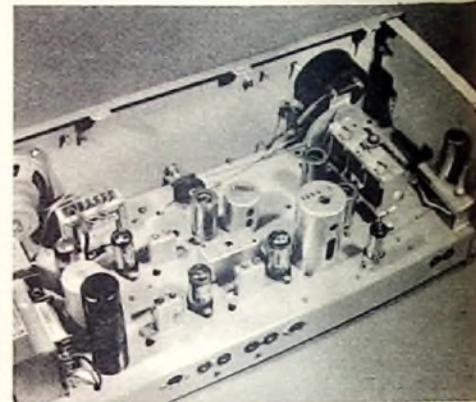
Die Oszillatorspule L 1 wird auf einen Körper mit Ferritkern gewickelt (Vogt »Sp 9 GW III«). Die Windungszahl für 126 μ H ist etwa 95 Windungen. Als Draht wird 0,4-mm-CuL-Draht benutzt. Die Anzapfung liegt etwa bei einem Drittel der Windungen vom Punkt A aus. Der Schwingkreiskondensator C 35 hat eine Kapazität von 100 pF. Diese Gesamtkapazität kann zum Zwecke der Temperaturkompensation aufgeteilt werden. Die beste Temperaturkompensation ist durch Versuch zu ermitteln. Der Spulenkörper wurde in einem kleinen Bandfiltergehäuse untergebracht.

Da der ZF-Verstärker eine große Verstärkung erreicht, ist es unter Umständen ratsam, alle Zuführungen von den Anoden und Gittern zu den Bandfiltern abzuschirmen. Dazu sollte nur kapazitätsarmes HF-Kabel verwendet werden.

Wenn man das Potentiometer P 3 durch einen Typ mit Schiebeshalter ersetzt, läßt sich der Schalter S 1 nachträglich leicht an der Frontplatte anordnen.

Ratschläge für den Abgleich

Die Empfindlichkeit eines Supers hängt im wesentlichen vom richtigen Abgleich ab. Deshalb muß dieser mit besonderer Sorgfalt ausgeführt werden. Man beginnt mit dem ZF-Teil für 470 kHz. Über einen 1-nF-Kondensator wird der Meßsender an das Steuergitter der Heptode von R6 3 angeschlossen und am heißen Ende des Poten-



Chassisansicht des Amateur-Doppelsupers von rückwärts

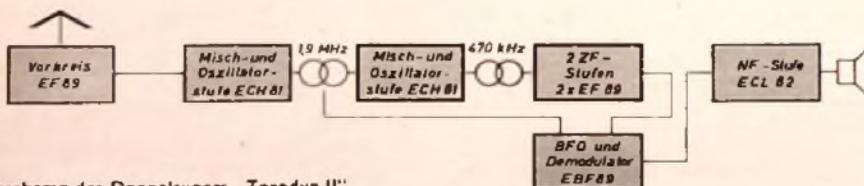
tiometers P 2 das Signal für den Ausgangsspannungsmesser oder den Oszillografen abgenommen. Der Abgleich kann im Notfall auch mit Hilfe des eingebauten S-Meters vorgenommen werden. Jedes Filter wird bei einer Meßsenderfrequenz von 470 kHz auf maximale Spannung abgestimmt. Genauso verfährt man im ZF-Teil für 1900 kHz. Der Meßsender ist dann über 1 nF an das Steuergitter von R6 2 zu legen. Ein Nachgleich der Eingangskreise ist im allgemeinen nicht erforderlich. Die Praxis hat gezeigt, daß ein Gesamtgleich der beiden ZF-Verstärker nach durchgeführtem Teilabgleich nochmals eine Empfindlichkeitszunahme bringt. Es wird zu diesem Zwecke ein Signal von beispielsweise 3,5 MHz an den Eingang gegeben, und die beiden ZF-Teile werden nacheinander abgeglichen, beginnend bei Bandfilter ZF IV

Das zum Umbau verwendete Material

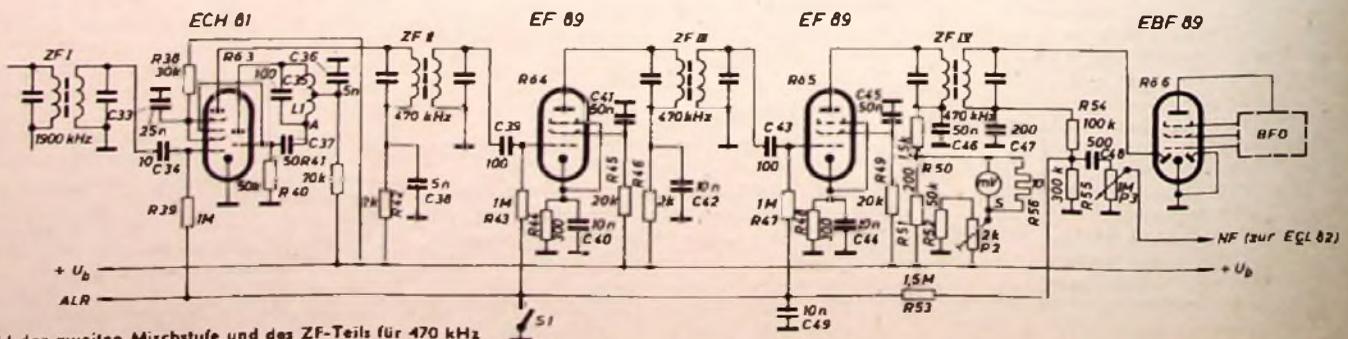
Die drei ZF-Filter ZF II, ZF III und ZF IV der Firma Torotor wurden durch Mikrobandsfilter von Valvo ersetzt (Best.-Nr. »AP 1001/70«). Außerdem muß die Röhre EF 89 gegen den Typ ECH 81 ausgewechselt werden. Das Potentiometer P 3 wird gegen einen gleichen Typ mit Schiebeshalter ausgetauscht.

Zusätzliche Einzelteile

- 3 Mikrobandsfilter »AP 1001/70« (Valvo)
- Potentiometer mit Schiebeshalter, (Preh)
- 1 MOhm, pos. log. (Telefunken)
- Röhre ECH 81 (Telefunken)



Blockschema des Doppelsupers »Torodyn II«



Schaltbild der zweiten Mischstufe und des ZF-Teils für 470 kHz



Elektronische Tasten mit Transistoren

Nachdem vom Verfasser verschiedene Arten von mit Röhren betriebenen elektronischen Morsetasten (El-Bugs) benutzt worden waren, sollte der Versuch unternommen werden, eine einwandfrei arbeitende Taste mit geringem Aufwand an Einzelteilen aufzubauen, die mit einer normalen Taschenlampen-Batterie von 3 V betrieben werden kann. Die bisher bekannten Schaltungen waren sämtlich mit Röhren bestückt. Wollte man ein solches Gerät als selbständige Einheit aufbauen, so ergab sich stets die Notwendigkeit, ein Netzteil mit Transformator, Gleichrichter und Siebung einzubauen. Mit den zugehörigen Röhren und Relais ergab sich dann auch bei gedrängtem Aufbau immer ein recht umfangreiches Gebilde, das gegenüber einer normalen Handtaste oder einem halbautomatischen Bug recht unhandlich scheint. Zur Lösung dieses Problems bieten sich Transistoren mit ihren niedrigen Betriebsspannungen und kleinem Raumbedarf als besonders günstig an.

Allen automatischen Morsetasten liegt folgendes Prinzip zugrunde: Mit einem RC-Glied werden in einer geeigneten Schaltung Sägezahnimpulse erzeugt, die dann zur Steuerung eines Tastrelais oder einer Taströhre herangezogen werden.

Das Herz einer jeden elektronischen Taste ist also der Sägezahngenerator, denn in ihm werden nicht nur die Steuerimpulse für Tastrelais oder Taströhre erzeugt, sondern er muß ferner auf „Striche“ und „Punkte“ umschaltbar sein, und bei feststehendem Punkt/Strich-Verhältnis soll die Sägezahnfrequenz kontinuierlich regelbar sein.

Bei der Betrachtung der Sägezahngeneratoren, die diesen Bedingungen genügen, sei zwischen reinen Röhrenschaltungen (Thyratron, Miller-Transitron, Sperrschwinger usw.) und solchen unterschieden, die mit einem mechanischen Kontakt als Unterbrecher (Relais) arbeiten, obwohl ein grundsätzlicher Unterschied nicht besteht. Weil ihre Parameter leichter übersehbar sind, erfreuen sich letztere Schaltungen bei den Amateuren größerer Beliebtheit. Nur diese sollen im folgenden interessieren.

Die einfachste Prinzipschaltung zur Erzeugung geeigneter Steuerimpulse zeigt Bild 1. Die genaue Wirkungsweise dieser Schal-

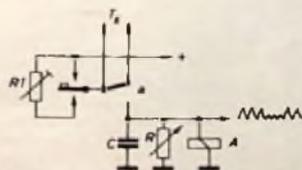


Bild 1. Prinzipschaltung zur Erzeugung von Steuerimpulsen für eine elektronische Taste mit Erzeugung der Steuerimpulse durch mechanischen Kontakt

lung ist weiter unten noch näher erläutert. Das Zeitglied wird durch R und C gebildet, wobei die Zeitkonstante (Tastgeschwindigkeit) durch den regelbaren Widerstand R bestimmt wird. Dieser wird aber durch die Relaiswicklung A geshuntet, die Zeitkonstante also letztlich durch A bestimmt, es sei denn, man benutzte eine sehr hochohmige Relaiswicklung. Sehr hochohmig heißt hier: mindestens eine bis

zwei Größenordnungen größer als R; je hochohmiger A ist, um so weniger wird die Zeitkonstante beeinflußt. Solche Relais sind aber sehr schwer zu beschaffen. Außerdem bietet sich die Elektronenröhre mit ihrem außerordentlich hochohmigen Steuerkreis als elegante Lösung an (Bild 2).

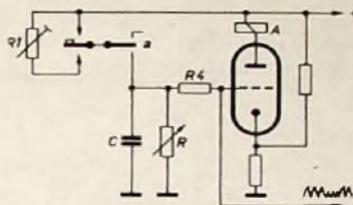


Bild 2. Schaltung einer elektronischen Taste mit einer Röhre im Steuerkreis und mechanischem Unterbrecher

Der Widerstand der Relaispule A ist jetzt von zweitrangiger Bedeutung. Damit die Röhre durch die (positiven!) Sägezahnimpulse keinen Gitterstrom ziehen kann, der Steuerkreis also nicht wieder niederohmig wird, legt man vor das Gitter der Röhre noch einen hochohmigen Längswiderstand (R 4). Damit ist man zu einem Schaltungsprinzip gekommen, das einen Teil der unter Amateuren als „OZ 7 BO-Bug“ bekannten Schaltung ausmacht.

Bei der Schaltung nach Bild 1 kann man auf den Gedanken kommen, den noch freien Kontakt a des Relais gleich zur Tastung des Senders zu benutzen, da der Relaisanker seine Ruhelage am Zeitglied hat. Bei Benutzung einer Röhre verbietet sich diese Möglichkeit, da der Relaisanker dann auf Anodenspannungspotential liegt.

Es ist naheliegend, an Stelle der Röhre einen Transistor einzusetzen. Man kommt dann zu der im Bild 3 gezeigten Schaltung. Der Relaisanker a hat jetzt das Potential der Speisebatterie (etwa 3 V) und läßt sich ohne weiteres zur Tastung des Senders heranziehen.

Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist wie folgt: Der Elektrolytkondensator C lädt sich, wenn die Taste geschlossen ist, auf 3 V oder (über R 1) auf eine kleinere Spannung auf und entlädt sich über R 2 + R 3. Solange die Spannung an C einen bestimmten Wert hat, fließt über die Basis des Transistors Strom und öffnet diesen, so daß das Relais A anzieht. Der Anker a, der seine Ruhelage an C hat, wird auf die andere Seite gezogen und schließt den Tastkreis. Der Anker bleibt so lange angezogen, wie ein bestimmter Basisstrom fließt; dann fällt der Anker ab, und der Zyklus wiederholt sich. Bei Aufladung von C über R 1 erreicht die Spannung an C (U_c) nicht mehr 3 V. Die Spannung, die nötig ist, um einen Basisstrom zum Öffnen des Transistors fließen zu lassen, wird früher unterschritten; das Relais fällt zu einem früheren Zeitpunkt ab, und der nunmehr in kürzeren Abständen sich wiederholende Zyklus ergibt die Punkte. Der Widerstand R 4 wird eingefügt, damit sich C weniger durch den Basisstrom entlädt, sondern in erster Linie über R 1 + R 2. Die Basisstrecke shuntet R 2 + R 3 und wird durch den in Serie liegenden R 4, verglichen mit R 2 + R 3, hochohmig. Der Widerstand R 3 soll lediglich verhindern, daß bei zufällig auf Null gedrehtem R 2 (große

Tastgeschwindigkeit) in Strichstellung der Taste die Batterie kurzgeschlossen wird. Die Widerstände R 2 und R 3 werden am besten ausprobiert; ihre Summe liegt in der Größenordnung von 1... 3 kOhm. R 3 wird dann so groß gemacht, daß bei herausgedrehtem R 2 die höchste gewünschte Tastgeschwindigkeit erreicht wird.

Die Wicklung des Relais A soll so bemessen sein, daß einerseits nicht zu viel Spannung an dem Relais abfällt; sonst bleibt für den Transistor nicht genügend Spannung, um den zum Betrieb des Relais nötigen Strom zu ziehen. Das Relais muß also, wenn man mit kleinen Betriebsspannungen auskommen will, niederohmig sein. Andererseits muß die Spule so viele Windungen wie möglich haben, damit ein möglichst kleiner Strom ausreicht, das Relais anziehen zu lassen. Im Mustergerät wurde der Spulenkörper eines Siemens-Telegraphenrelais mit 0,15 CuL vollgewickelt, wobei sich ein Spulenwiderstand von etwa 400 Ohm ergab. Wenn niederohmiger Relais genügend empfindlich sind, arbeiten sie genauso gut.

Das C des Zeitgliedes muß mit 100 μ F recht groß sein, damit R 2 + R 3 gegen die Basisstrecke des Transistors genügend niederohmig gemacht werden kann (siehe

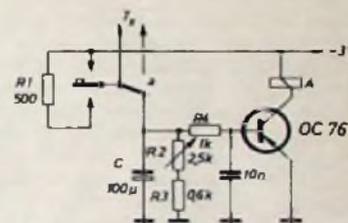


Bild 3. Schaltung einer elektronischen Taste mit Transistor im Steuerkreis und mechanischem Unterbrecher

oben). Elektrolytkondensatoren dieser Kapazität sind im Handel in sehr kleinen Ausführungen erhältlich.

Ein Abschalten des Gerätes erübrigt sich, weil der bei nicht angesteuerter Basis (geöffnete Taste) fließende Strom in der Größenordnung einiger μ A liegt (Kollektor-Reststrom). Auch der Betriebsstrom der Taste ist nur sehr gering (1... 5 mA, je nach Relais), so daß auch bei häufigem Betrieb eine 3-V-Stabbatterie einige Monate lang zum Betrieb der elektronischen Taste benutzt werden kann.

Das Punkt/Strich-Verhältnis läßt sich mit R 1 verändern. Der günstigste Wert für R 1 muß jeweils ermittelt werden. Er wird zwischen 100 Ohm und 1 kOhm liegen.

Es sei noch erwähnt, daß die Taste in Gegenwart starker HF-Felder, wie sie in der Umgebung eines Senders mit hochohmig angekoppelter Antenne auftreten, Störungen zeigt. Die von der Tastleitung aufgefangene Hochfrequenz wird an der Basisstrecke des Transistors gleichgerichtet; das Relais fällt dann nach Ablauf des Zyklus nicht mehr ab. Abhilfe schafft ein induktionsfreier Kondensator (10 nF), der gleich am Transistor über der Basisstrecke liegt und die HF kurzschließt.

Die Einfachheit dieser Schaltung muß dabei mit einem Kompromiß erkauft werden. Die Aufladzeit des Kondensators C ist, besonders in der Strichstellung der Taste,

sehr kurz, da in der Ladeleitung außer dem Innenwiderstand der Batterie kein weiterer Widerstand liegt. Bei in Strichstellung gedrückter Taste wird der Relaisanker immer nur so lange an C liegen, bis an diesem die Spannung so groß ist, daß das Relais anzieht. Durch diese Zeit ist die Länge der Pausen gegeben. Die Pausen lassen sich dadurch etwas verlängern, daß die Relaiskontakte weiter auseinander gebracht werden. Die Zeit, die der Anker für seinen Weg von Kontakt zu Kontakt braucht, bestimmt dann hauptsächlich die Pausenlänge. Macht man den Weg zu groß, dann besteht die Gefahr, daß der Anker prellt, was sich als Tastklick bemerkbar macht. Weil in der Punktstellung der Taste R 1 in der Ladeleitung liegt, ist hier die Ladezeit etwas länger; der Punktabstand ist also etwas größer als der Strichabstand; das macht sich aber kaum bemerkbar.

Das Punkt/Strich-Verhältnis ist etwas von der Stellung des Geschwindigkeitspotentiometers (R 2) abhängig. Das hat folgenden Grund: In der Strichstellung der Taste liegt an R 2 (und damit an C) immer die volle Spannung. Die Strichlänge wird nur durch die Entlade-Zeitkonstante RC beeinflusst. In der Punktstellung dagegen liegt C am Abgriff eines Spannungsteilers, der aus R 1 und R 2 + R 3 gebildet wird. Wird R 2 verkleinert (größere Tastgeschwindigkeit), dann sinkt für die Punkte die Spannung U_c am Abgriff des Spannungsteilers. Bei steigender Tastgeschwindigkeit werden also die Punkte „doppelt“ kürzer: Die Entlade-Zeitkonstante und U_c werden kleiner.

Der Effekt des sich ändernden Punkt/Strich-Verhältnisses ließe sich etwa dadurch ausschalten, daß der Punktkontakt des Tasthebels an einen Spannungsteiler gelegt wird, der niederohmig gegen den aus R 1 und R 2 + R 3 gebildeten ist. Man legt vom unteren Anschluß von R 1 einen niederohmigen Widerstand gegen Masse und macht R 1 selbst entsprechend klein. Dann muß man nur durch eine geeignete Maßnahme dafür sorgen, daß R 2 + R 3 nicht durch das untere Glied des neuen Spannungsteilers geschuntet werden und C sich auf diesem Wege entlädt (Diode vor dem Punktkontakt der Taste). Auf diese Möglichkeit wurde aber bewußt verzichtet, weil die kleine Stabbatterie möglichst wenig belastet werden soll, der erwähnte Spannungsteiler aber eine nicht unerhebliche Dauerbelastung darstellen würde.

In äquivalenten Röhrenschaltungen macht sich diese Erscheinung nicht bemerkbar, weil R 2 + R 3 im sehr hochohmigen Gitterkreis der Röhre liegen. C kann sich also nur über diese Widerstände entladen, die daher auch hochohmig sein können. Weil dann R 1 klein gegen R 2 + R 3 ist, kann sich das Punkt/Strich-Verhältnis nicht merklich ändern.

Das sich ändernde Punkt/Strich-Verhältnis kann in Kauf genommen werden, da der Effekt erst dann merklich in Erscheinung tritt, wenn man von sehr kleinen Geschwindigkeiten (Tempo 40) zu sehr großen (Tempo 140) übergeht. Gegebenenfalls macht man R 1 von außen bedienbar und korrigiert von Fall zu Fall.

Der Nachteil der bisher beschriebenen, sehr einfachen Schaltung liegt darin, daß sich die Pausenlänge nur durch Verstellen der Relaiskontakte einstellen läßt. Geht man einen Schritt weiter und ergänzt die Schaltung analog der von OZ 7 BO angegebenen Röhrenschaltung, dann läßt sich nach Bild 4 eine Taste aufbauen, die allen Ansprüchen gerecht wird.

Die an C stehenden Sägezahnimpulse steuern über Anschluß I einen weiteren Transistor, in dessen Kollektorkreis das Tastrelais liegt. Vor die Basis wird - aus dem gleichen Grunde wie beim ersten Transistor - ein Längswiderstand R 5 gelegt (Bild 4b). Für die Spule des Tastrelais gilt das gleiche wie für das erste Relais. Zur Regelung der Pausen muß nun eine Möglichkeit gefunden werden, das Tast-

einen bestimmten Wert überschreitet. Bei Unterschreiten dieses Wertes fällt der Relaisanker wieder in die Ruhestellung. Die Größe des Widerstandes R 7 hängt von der verfügbaren freien Wicklung ab und läßt sich leicht ausprobieren.

Diese Art der Pausenregelung ist sehr zufriedenstellend und beeinflusst in keiner Weise das Arbeiten der ersten Stufe der Taste. Allerdings wird durch R 7 ein dauernder Querstrom gezogen. Die Lebensdauer der Batterie ist hauptsächlich durch diesen Querstrom gegeben, und es empfiehlt sich, die Taste abzuschalten, wenn sie nicht benutzt wird.

Soll die Batterie dieser Belastung nicht ausgesetzt werden, dann bietet sich durch Verändern von R 5 eine weitere Möglichkeit, die Pausenlänge einzustellen. Ist R 5 sehr groß, dann reicht die Spannung an C auch in den Spitzen des Sägezahns nicht aus, den Basisstrom des zweiten Transistors bis zu dessen Öffnen ansteigen zu lassen (unendlich lange „Pausen“). Wenn R 5 klein ist, dann wird schon bei kleinen Spannungen an C der Basisstrom so groß, daß der Transistor öffnet und das Relais anzieht (kurze Pausen). Nachteilig ist bei dieser Pausenregelung, daß der den Widerständen R 2 + R 3 parallel liegende Basiskreis des zweiten Transistors verändert wird und sich dadurch eine Änderung der Pausenlänge geringfügig auf die Geschwindigkeit auswirkt. Dieser Nachteil ist allerdings klein gegenüber dem Gewinn an Lebensdauer der Batterie, da die Geschwindigkeit in jedem Fall den jeweiligen Erfordernissen angepaßt werden muß. Ein Festwiderstand R 6 in Reihe mit R 5 gewährleistet eine bequeme Einstellung der Pausenlängen.

Die in den Bildern 4a ... 4c angegebenen Widerstandswerte sind nur Richtwerte, die je nach Relaispule und Kontakteinstellung eventuell anders gewählt werden müssen. Durch Versuch lassen sich die passenden Werte leicht ermitteln. Das gilt besonders für R 1, R 2, R 3, R 6 und R 7.

Eine Tastung sowohl nach Bild 4b als auch 4c ist an der Station DJ 1 VC seit über einem Jahr in Betrieb (Bilder 5-7) und arbeitet zur vollsten Zufriedenheit.

Herrn Dr. Wilhelmy, DL3 WE, der maßgeblich an der Entwicklung der Schaltung beteiligt war, sei an dieser Stelle besonderer Dank ausgesprochen.

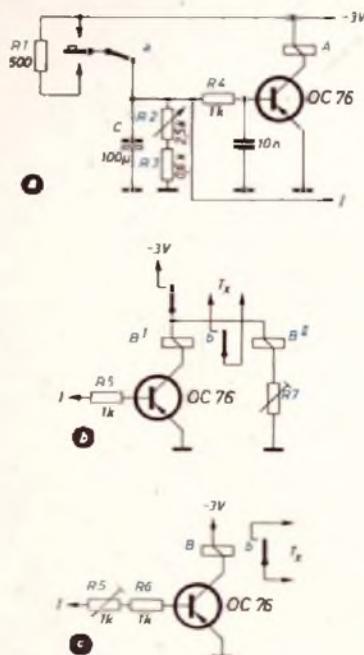


Bild 4. Ergänzte Schaltung zwecks leichter Einstellung der Pausenlänge mit Hilfe eines zweiten Transistors

relais erst dann ansprechen zu lassen, wenn der Sägezahn eine bestimmte Höhe erreicht hat, beziehungsweise es schon wieder abfallen zu lassen, ehe C sich ganz entladen hat.

Benutzt man zum Tasten auch ein polarisiertes Relais B, das eine zweite, unbenutzte Wicklung BII hat, dann kann man mit Hilfe eines regelbaren Querstroms durch diese Wicklung den Anker so lange festhalten, bis der Kollektorstrom im zweiten Transistor, der ja ein getreues Abbild der Spannung an C ist (Sägezahn),

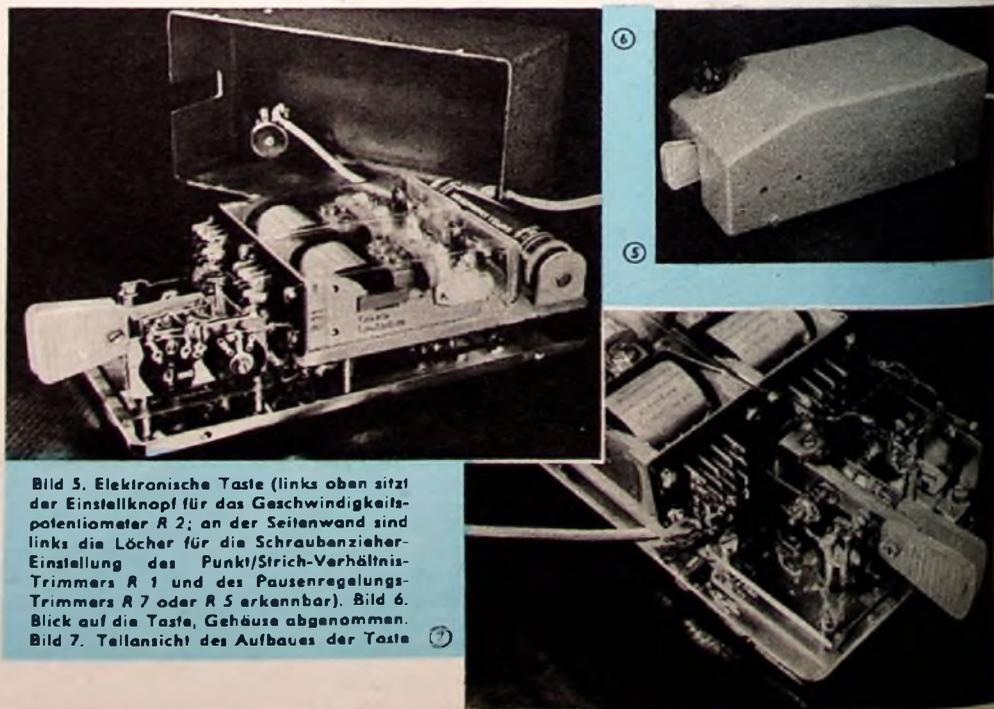


Bild 5. Elektronische Taste (links oben sitzt der Einstellknopf für das Geschwindigkeitspotentiometer R 2; an der Seitenwand sind links die Löcher für die Schraubenzieher-Einstellung des Punkt/Strich-Verhältnis-Trimmers R 1 und des Pausenregelungs-Trimmers R 7 oder R 5 erkennbar). Bild 6. Blick auf die Taste, Gehäuse abgenommen. Bild 7. Teilansicht des Aufbaus der Taste

Kollektorstrom-Stabilisierung

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 24, S. 862

DK 621.314.7

5. Ermittlung der zulässigen Kollektorstromerhöhung und Bestimmung der für eine Stabilisierungsschaltung maßgeblichen Widerstände

5.1 Kleinsignal-Verstärkerstufe

Hier soll der Kollektorstrom möglichst niedrig sein. Im Bild 11 sind die entsprechenden Kennlinien für die niedrigste und höchste Umgebungstemperatur dargestellt. Es genügen aber auch einige Punkte in dem interessierenden Kennlinienfeld-Bereich. Da die Verlustleistungsgrenze weit unterschritten, der Aussteuerbereich

für größtmögliches R_L der Strom $-I_{CAT1} \approx -I_{C0T1}$ gemacht werden und dann $-U_{CEAT2} = -U_{CE0}$ sein.

Die zulässige Kollektorstromerhöhung ergibt sich zu

$$\Delta I_C = -I_{CAT2} + I_{CAT1}$$

Dabei sind $-I_{CAT2}$ und $-I_{CAT1}$ die bei höchster (T_2) und niedrigster Temperatur (T_1) fließenden Kollektorströme im Arbeitspunkt. Je näher $-U_{CEAT1}$ an $-U_{CE0}$ liegt, um so geringer darf die zulässige Kollektorstromerhöhung sein. Die recht-

$$-U_{E_{max}} \approx R_E \cdot (-I_{CAT2})$$

Im Quadranten IV erhält man den Punkt F. Die Maßstabsgerade wird parallel verschoben, und auf der Abszisse ergibt sich $-U_1'$. Steigt die Temperatur also von T_1 auf T_2 , so darf sich die Spannung $-U_1$ am Spannungsteiler von $-U_1$ auf $-U_1'$ erhöhen.

Für $-U_1 \ll -U_B$ (das ist meistens der Fall), also $R_1 \cdot I_Q = \text{const}$, lassen sich R_2 und R_1 leicht berechnen. Der geringste zulässige Querstrom durch den Spannungsteiler ist

$$I_Q = \frac{-U_1' \cdot (-I_{BT1}) + I_{BT2}'}{-U_1' - 1} \cdot \frac{-U_1}{-U_1' - 1}$$

und für die Widerstände ergibt sich

$$R_1 = \frac{-U_B + U_1}{I_Q}$$

$$R_2 = \frac{-U_1'}{I_Q + I_{BT1}'}$$

Die Schaltung (Bild 14) wurde mit den im Anhang berechneten Widerstandswerten aufgebaut und durchgemessen. Bei der ersten Messung, bei der Widerstände mit 10% Toleranz verwendet wurden, ergab sich bei 20° C ein Kollektorstrom von etwa 1,7 mA. Eine Messung der Widerstände zeigte, daß für R_E ein zu kleiner Wider-

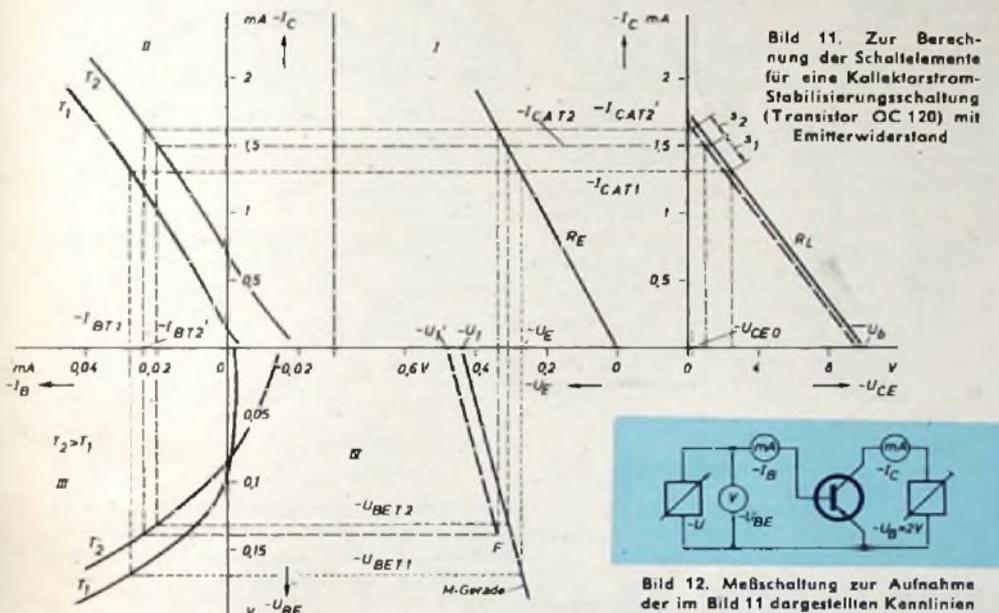


Bild 11. Zur Berechnung der Schaltelemente für eine Kollektorstrom-Stabilisierungsschaltung (Transistor OC 120) mit Emittterwiderstand

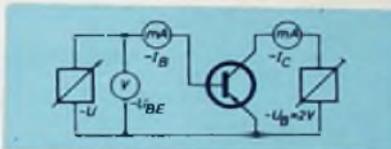


Bild 12. Meßschaltung zur Aufnahme der im Bild 11 dargestellten Kennlinien

also gering ist, können die Kennlinien $-I_C = f(-I_B)$ und $-U_{BE} = f(-I_B)$ für eine niedrige Spannung $-U_{CE}$ aufgenommen werden; Arbeitskennlinien sind nicht erforderlich. Im Beispiel 1 im Anhang wird gezeigt, daß sich die Schaltelemente für eine beliebig angenommene zulässige Kollektorstromerhöhung und für einen beliebigen Arbeitspunkt (der Arbeitspunkt $-U_{CEA}$ wird für T_{max} fast bis an die Kniespannung $-U_{CE0}$ gelegt) bei Temperaturdifferenzen von 20° C (20 ... 40° C) sehr genau bestimmen lassen.

winkeligen Verbindungsgeraden ergeben im Quadranten III die notwendigen Basis-Emitterspannungen und ΔU_{BE}

$$\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1}$$

R_E ergibt sich dann zu

$$R_E = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_C}$$

An R_E fällt die Spannung

$$-U_E = R_E \cdot (-I_{CAT1})$$

($-I_C \approx I_E$) ab. Man muß aber kontrollieren, ob durch die sich ändernde Gerade für R_L (gestrichelt gezeichnet) der Arbeitspunkt ($-U_{CEAT1}$) nicht zu nahe an $-U_{CE0}$ liegt. Ist das der Fall, so verringert man R_L etwas, und zwar so, daß noch eine restliche erlaubte Kollektorstromerhöhung von $-I_{CAT2}$ auf $-I_{CAT1}'$ möglich ist, die dann I_Q bestimmt.

Die notwendige Spannung $-U_1$ ist

$$-U_1 = -U_E - U_{BE1}$$

Der maximal zulässige Kollektorstrom ergibt sich zu $-I_{CAT2}'$. Dabei muß die R_L -Gerade um den Spannungsabfall an R_E parallel nach links verschoben werden (im allgemeinen ist R_E mit einem Kondensator überbrückt).

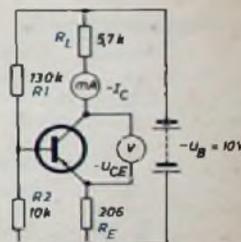


Bild 14. Berechnete Stabilisierungsschaltung

Tab. I. Meßwerte für die Schaltung im Bild 14

T [° C]	$-I_C$ [mA]	$-U_{CE}$ [V]
20	1,32	2,5
30	1,41	1,65
40	1,58	0,9

stand (193 Ohm) eingebaut worden war. Mit genau 206 Ohm ergaben sich die in Tab. I zusammengestellten Meßwerte. Das Ergebnis ist vollauf zufriedenstellend. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde R_L etwas kleiner als unbedingt notwendig gewählt. Im Beispiel ergibt sich $R_{L_{max}} = 20 \text{ kOhm}$. R_E , R_1 und R_2 lassen sich dann wie beschrieben bestimmen.

5.2 Großsignal-Verstärkerstufe

Hier tritt die Stabilisierung des Arbeitspunktes bezüglich seiner symmetrischen Lage im Ausgangskennlinienfeld in den Vor-

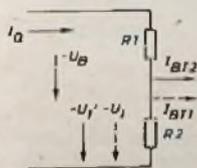


Bild 13. Zur Berechnung von I_Q , R_2 und R_1

Die Summe der Strecken s_1 und s_2 ist konstant (Bild 11); ihre Längen sind frei wählbar. R_E wird durch die Länge von s_1 bestimmt, R_2 und R_1 (Bild 13) hängen auch von der Länge von s_2 ab (s_2 darf nicht Null sein). Zunächst sei $-I_{CA1,0}$ als höchster Kollektorstrom angenommen. Im allgemeinen ist auch für R_L ein bestimmter Wert vorgegeben. Sonst könnte nämlich

dergrund. Da die Erhaltung der thermischen Stabilität wichtig ist, muß θ_{Tj} in den Messungen enthalten sein. Bei gegebenem Lastwiderstand R_L können die Arbeitskennlinien für minimale und maximale Umgebungstemperatur in den Quadranten II und III (Bild 8) mit der Meßschaltung nach Bild 10 aufgenommen werden. Thermische Stabilität ist immer dann erreicht, wenn $-I_C$ besonders für $T_{\text{OgD max}}$ nicht über alle Grenzen wächst. Bei der Kennlinienaufnahme muß man immer das thermische Gleichgewicht abwarten.

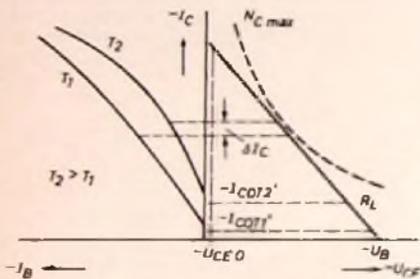


Bild 15. Zur Bestimmung der zulässigen Kollektorstromerhöhung für eine Großsignal-Verstärkerstufe (Treiberstufe) aus den Kennlinienfeldern

Aus Bild 15 kann die zulässige Kollektorstromerhöhung angegeben werden, und auf ähnliche Weise wie im vorigen Abschnitt lassen sich die übrigen Schaltmittel bestimmen. Läuft die R_L -Gerade sehr nahe an der Verlustleistungshyperbel vorbei, so biegt sich die Arbeitskennlinie $-I_C = f(-I_B)$ für T_{max} im Bereich größter Kollektorverlustleistung verhältnismäßig stark nach oben durch. Ein Davonlaufen des Transistors tritt dann ein, wenn die Krümmung ihr Vorzeichen wechselt. Der Arbeitspunkt kann fast bis an den Wendepunkt gelegt werden. Die Ergebnisse sind um so genauer, je größer die Temperaturdifferenz ist.

6. Zusammenfassung

Die zulässige Kollektorstromerhöhung wird in zwei Abschnitte unterteilt. Der erste Abschnitt (s_1) bestimmt den Emitterwiderstand, der zweite (s_2) den Spannungsteiler zur Erzeugung der Basisvorspannung. Ohne Messungen bei den einzelnen Temperaturen wiederholt durchführen zu müssen, lassen sich die günstigsten Werte für R_E , R_2 und R_1 bestimmen.

Auf ähnliche Weise kann man auch andere Schaltungsarten behandeln, wenn ein mit der Temperatur ansteigender Strom innerhalb zweier wählbarer Grenzwerte, die

durch zwei Grenztemperaturen bestimmt sind, gehalten werden soll.

Der Vorteil dieser Berechnungsart liegt darin, daß eine Stabilisierungsschaltung an Hand einfacher Messungen für die gewünschten Umgebungstemperaturgrenzen auf maximalen Wirkungsgrad hin sehr genau vorausberechnet werden kann. Die Erhaltung der thermischen Stabilität ist dabei immer mit eingeschlossen. Langwierige Versuchsmessungen bei verschiedenen Temperaturen können vollständig unterbleiben. Um Streuungen der Transistordaten zu berücksichtigen, sollte man zweckmäßigerweise die Schaltung für den ungünstigsten Fall auslegen.

7. Anhang

7.1 Berechnungsbeispiel für den Transistor OC 120 (Bilder 11 und 14)

$$\Delta I_C = I_{CAT_1} - I_{CAT_2} = -1,31 + 1,5 = 0,19 \text{ mA}$$

$$\Delta U_{BE} = U_{BET_2} - U_{BET_1} = -0,131 + 0,17 = 0,039 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_C} = \frac{0,039}{0,19} = 208 \text{ Ohm}$$

$$-U_E = R_E \cdot (-I_{CAT_1}) = 208 \cdot 1,31 = 0,27 \text{ V}$$

$$-U_1 = -U_E - U_{BET_1} = 0,27 + 0,17 = 0,44 \text{ V}$$

$$-U_1' = 0,48 \text{ V}$$

$$-I_{BT_1} = 0,028 \text{ mA}$$

$$-I_{BT_1}' = 0,024 \text{ mA}$$

$$I_Q = \frac{-U_1' \cdot (-I_{BT_1}) + I_{BT_2}'}{-U_1' - 1}$$

$$= \frac{0,48 \cdot 0,028 - 0,024}{0,44 - 1}$$

$$= \frac{0,48}{0,44} \cdot 0,028 - 0,024 = 0,073 \text{ mA}$$

$$-U_B = 10 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{-U_B + U_1}{I_Q} = \frac{10 - 0,44}{0,073} = 131 \text{ kOhm}$$

$$R_2 = \frac{-U_1'}{I_Q + I_{BT_2}'} = \frac{0,48}{0,073 - 0,024} = 9,8 \text{ kOhm}$$

7.2 Berechnungsbeispiel für eine Treiberstufe

Treiberstufe mit dem Siemens-Transistor TF 80/60 und Transformator (Bild 16). Kühlfläche: $170 \times 125 \times 2 \text{ mm Alu-Blech}$.

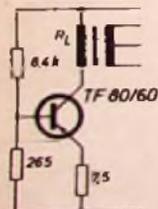
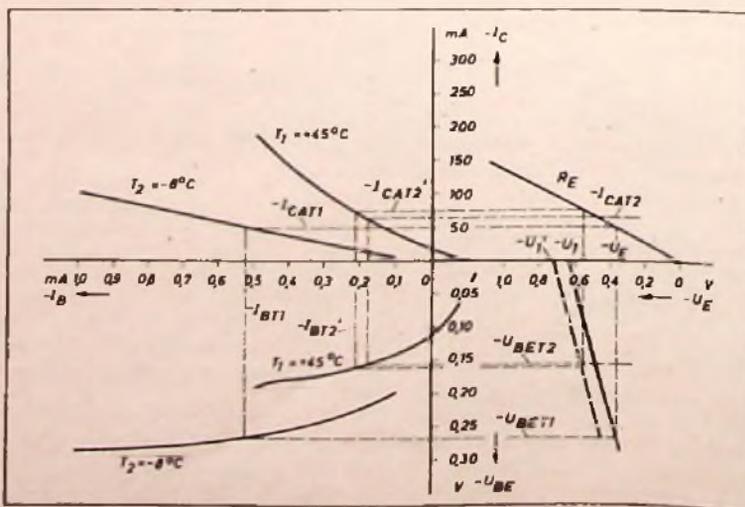


Bild 16. Schaltung der Treiberstufe

Bild 17. Kennlinienfelder zum zweiten Berechnungsbeispiel mit dem Siemens-Transistor TF 80/60



Forderungen:

$$T_1 = -8^\circ \text{ C} : -I_C = 50 \text{ mA}$$

$$T_2 = +45^\circ \text{ C} : -I_C = 75 \text{ mA}$$

$$R_L < 30 \text{ Ohm}$$

Aus den Kennlinien (Bild 17) ist zu sehen, daß der Kollektorruhestrom bei $+45^\circ \text{ C}$ etwa 150 mA sein darf. Die Forderung $-I_C = 75 \text{ mA}$ für $+45^\circ \text{ C}$ Umgebungstemperatur läßt sich jedoch ohne weiteres einhalten.

$$-U_B = 25 \text{ V}$$

$$\Delta I_C = I_{CAT_1} - I_{CAT_2} = -50 + 65 = 15 \text{ mA}$$

$$\Delta U_{BE} = U_{BET_2} - U_{BET_1} = -0,155 + 0,265 = 0,11 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_C} = \frac{0,11}{15} = 7,4 \text{ Ohm}$$

$$-U_E = R_E \cdot (-I_{CAT_1}) = 7,4 \cdot 60 = 0,37 \text{ V}$$

$$-U_1 = -U_E - U_{BET_1} = 0,37 + 0,265 = 0,635 \text{ V}$$

$$-U_1' = 0,72 \text{ V}$$

$$-I_{BT_1} = 0,52 \text{ mA}$$

$$-I_{BT_2}' = 0,21 \text{ mA}$$

$$I_Q = \frac{-U_1' \cdot (-I_{BT_1}) + I_{BT_2}'}{-U_1' - 1}$$

$$= \frac{0,72 \cdot 0,52 - 0,21}{0,635 - 1}$$

$$= \frac{0,72}{0,635} \cdot 0,52 - 0,21 = 2,9 \text{ mA}$$

$$R_1 = \frac{-U_B + U_1}{I_Q} = \frac{25 - 0,635}{2,9} = 8,4 \text{ kOhm}$$

$$R_2 = \frac{-U_1'}{I_Q + I_{BT_2}'} = \frac{0,72}{2,9 + 0,21} = 265 \text{ Ohm}$$

Kontrollmessungen ergaben bei $T_1 = -8^\circ \text{ C}$ einen Kollektorstrom von $-I_C = 49,5 \text{ mA}$ und bei $T_2 = +45^\circ \text{ C}$ den Strom $-I_C = 75 \text{ mA}$. Auch wenn die thermische Stabilität ge-

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künnftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

FUNK-TECHNIK Vertriebsabteilung

währleistet ist, darf $T_{j\text{max}}$ nicht überschritten werden. Den Transistordaten und den Kühlverhältnissen entsprechend, kann den Kühlverhältnissen entsprechend, kann ein bestimmter Maximalstrom zugelassen werden. Durch Messung von T_G (Temperatur des Transistorgehäuses) und der Verlustleistung im Transistor läßt sich bei der Aufnahme der Kennlinien der Maximalstrom für die jeweilige Batteriespannung (auch für $R_L = 0$) genau festlegen.

Aus der Arbeit des DARC

► Gewissen kommerziellen Sendern in den Amateurfunkbändern wurden von den Funkverwaltungsbehörden Frequenzen zugewiesen, die sie mit den Amateuren gemeinsam benutzen dürfen. Damit begnügen sich aber diese Stationen nicht, sondern sie „besetzen“ ihre Kanäle mit leerlaufenden Dauerträgern. Auf diese Weise – gegen alle Grundregeln der Funkdisziplin – wird anderer Funkverkehr unmöglich gemacht. Es sieht nach Ansicht des DARC ganz so aus, als ginge man nach einem wohlüberlegten Plan vor, dessen Ziel es ist, die Funkamateure völlig zu verdrängen. Das praktizierte Verfahren kann oft auf dem 80-m-Amateurband beobachtet werden. In einer Nacht, Anfang Dezember 1959, wurden neben einer Vielzahl von Stationen, die Nachrichten absetzten, zwölf überstarke Sender festgestellt, die stundenlang leere Träger abstrahlten. Die Frequenzen waren: 3563, 3589, 3636, 3653, 3678, 3693, 3710, 3735, 3747, 3775, 3785 und 3792 kHz.

► Der Deutsche Amateur-Radio-Club (DARC) beschloß auf seiner im November in Nürnberg abgehaltenen Amateurrat-Sitzung, seine jugendfördernde Tätigkeit ganz erheblich zu verstärken. Zu diesem Zweck wurde ein eigenes „Referat für Jugendförderung“ geschaffen, das Hans H. Dattenberg, DL 9 IM, betreut. Weitere Maßnahmen auf diesem Gebiet bilden ein Morsekurs auf Schallplatten sowie die Mitherausgabe der neuen Zeitschrift „Der Kurzwellenhörer“. Dieses Blatt berücksichtigt die besonderen Interessen der Anfänger, die zunächst nur als Empfangsamateure tätig sind, und es dient dem Jugendreferenten als Sprachrohr.

► Die EMC, eine Gruppe innerhalb des Deutschen Amateur-Radio-Clubs, die sich der Förderung des Funkverkehrs vom fahrenden Auto aus widmet, hielt Ende 1959 eine Studienveranstaltung ab, um mit einer größeren

Zahl von Teilnehmern neuartige Wettbewerbe für Fahrzeugstationen zu erproben. Die Bewertung erfolgte nach einem Punktschlüssel. Gerade in diesem Schlüssel verbarg sich ein Fallstrick für Übereifrige: Um Unfälle auszuschließen, war nur eine Höchstgeschwindigkeit von 60 Stundenkilometern zugelassen. Die Teilnehmer wurden von getarnten und ihnen unbekanntem Fahrzeugen kontrolliert, die wieder untereinander im Funksprechverkehr standen und jede Überschreitung je Mehrkilometer mit je 5 Strafpunkten belegten. Die wenigen ertappten Sünder waren aufs äußerste verblüfft, denn sie hatten die Kontrollfahrzeuge überhaupt nicht bemerkt.

Von Sendern und Frequenzen

► Im Frühjahr 1960 beabsichtigt der Süddeutsche Rundfunk, den Fernsehsender auf dem Königsstuhl bei Heidelberg in Dienst zu stellen. Die Fertigstellung der Anlage verzögerte sich – der Turm-Rohbau ist bereits fertiggestellt – durch die verspätete Zuteilung der Senderfrequenz. Der Süddeutsche Rundfunk versucht, für die Zwischenzeit nach durchgeführten Messungen einen Fernseh-Umsetzer östlich von Heidelberg mit einer wesentlich geringeren Leistung zu errichten.

► Dieser Tage wurde in Gmünd vom Westdeutschen Rundfunk auf Kanal 6 ein Fernseh-Umsetzer mit vertikaler Polarisation in Betrieb genommen. Die bisherige Umlenkantenne (Kanal 8) mußte stillgelegt werden, um Störungen zu vermeiden.

► Nach den bekanntgewordenen Bestellungen der Rundfunkanstalten für neue Fernsehsender in Band IV und V, mit der gleichzeitig die entsprechenden Frequenzen bei der Bundespost beantragt wurden, soll die Industrie bis etwa Ende 1960 für die Bundespost 28 Sender und 25 bis 26 Sender für die Rundfunkanstalten liefern. Hinzu kommen die Richtfunkstrecken für beide Sendernetze.

► Ein neuer saarländischer Fernsehgroßsender auf der Götterborner Höhe bei Hensweiler arbeitet mit 100 kW Strahlungsleistung auf Kanal 1 und ist über die Dezi-Strecke der Bundespost an das deutsche Fernsehnetz angeschlossen. Das Regionalprogramm wird aus dem Fernsehstudio in Saarbrücken übertragen. Die Sendungen des von Siemens gelieferten neuen Großsenders versorgen das gesamte Saarland, sind aber auch in Luxemburg und in den französischen Ost-Provinzen zu empfangen. In Richtung Belgien und Schweiz ist die Strahlung ausgeblendet.

► Das SFB-Fernsehen wird im Frühjahr 1960 eine Ampex-Fernseh-Aufzeichnungsanlage erhalten.

► Am 3. Januar 1960 nimmt der Westdeutsche Rundfunk den Fernsehsender Klevle in Betrieb, der das jetzige erste Fernsehprogramm auf Kanal 15 (Bildträgerfrequenz 479,25 MHz, Tonträgerfrequenz 484,75 MHz) des Fernsendedereiches IV ausstrahlen wird. In der jetzigen ersten Ausbaustufe wird innerhalb eines Sektors von 50°... 290° eine Leistung von 5... 10 kW ERP abgestrahlt. Innerhalb des Versorgungsbereiches liegen die Orte Klevle, Emmerich, Isselburg, Xanten, Kevelaar, Goch und Kranenburg. Im Herbst 1960 ist nach Errichtung eines geplanten 100 m hohen Mastes ein Übergang auf Rundstrahlung beabsichtigt.

► Die abgestrahlte Leistung des Fernsehsenders Aachen-Stolberg wurde am 17. November 1959 erhöht. Die Sendeantenne besteht jetzt aus 8 Richtstrahlfeldern mit zwei Hauptstrahlrichtungen. Innerhalb des Sektors 200°... 350° wird eine abgestrahlte Leistung von 10 kW ERP erreicht. Beim Westdeutschen Rundfunk sind im Bereich IV jetzt die drei Sender Aachen-Stolberg, Münster und Klevle in Betrieb.

► Kürzlich unternahmen führende Persönlichkeiten des deutschen Rundfunks im Rahmen des Kulturabkommens eine Informationsreise nach Moskau, Leningrad und Tiflis.

Germanium-Dioden

- OA 150 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 154 C Diodenquartett für Ringmodulatoren und Gleichrichter in Graetz-Schaltung
- OA 159 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Regelspannungserzeuger in Fernsehgeräten
- OA 160 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Demodulator in Fernsehgeräten
- OA 141 Spezialdiode für hohe Sperrspannung mit großem Sperrwiderstand
- OA 172 Diodenpaar mit kleiner dynamischer Kapazität für Diskriminator- und Entladefaktorschaltungen
- OA 174 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 180 Golddrahtdiode mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, Schottkdiode
- OA 182 Golddrahtdiode mit kleinem Durchlaß- und großem Sperrwiderstand
- OA 182 B Dioden-Quartett in Brückenschaltung für Maßgleichrichter
- OA 184 Diode für Einsatz in elektronischen Rechenmaschinen

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften über unsere Erzeugnisse mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Miniatur-Ladegeräte

Über Ladegeräte für gasdichte Kleinsammler wurde in der FUNK-TECHNIK bereits berichtet [1, 2]. Nunmehr hat die Deac nach ähnlichen Prinzipien eine Serie von Miniaturladegeräten auf den Markt gebracht (Bild 1), deren elektrische Daten und Abmessungen der Deac-Knopfzellenserie angepaßt sind. Bild 2 zeigt die Schaltung dieser Geräte. Die positive Halbwelle des

Schäden bei versehentlichem Anlegen der Netzspannung ohne Batterie bei entsprechender Dimensionierung nicht eintreten.

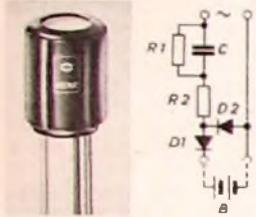
VDR-Widerstände [3] haben bei negativen und positiven Spannungen eine Kennlinie, die der Gleichung

$$U = c \cdot I^\beta$$

gehört. c hängt von den Abmessungen

Einschalten während der Sperrhalbwelle, so kann der Spannungstoß, dem die Diode dabei ausgesetzt ist, rechnerisch etwa 65 ... 70 V erreichen. Daß die VDR-Widerstände eine gewisse kapazitive Trägheit haben, ist in diesem Zusammenhang (Einschaltvorgang von 0,1 ... 0,2 Millisekunden) sogar vorteilhaft.

Die sonst gleichartig dimensionierte Zweiwegschaltung im Bild 5 ergab eine Ladestromstärke von 14,5 mA und entspricht



Tab. I. Technische Daten der Deac-Ladegeräte

Ladegerät	20/2	50/5	100/10	150/15	225/22	450/45
Knopfzelle	20	50	100	150	225	450 DK
Ladestrom	2	5	10	15	22	45 mA
Durchmesser	15	15	18	21	24	32 mm
Höhe (ohne Drahtenden)	20	27	30	35	35	42 mm
Gewicht	6,5	8,5	12,5	20	28	60 g

Bild 1 (links). Ladegerät für Kleinsammler der Deac. Bild 2 (daneben). Schaltung des Gerätes nach Bild 1

durch die Kapazität des Kondensators C bestimmten Netzwechselstromes fließt über die Germaniumdiode $D1$ und lädt den Sammler B auf, während $D2$ die Aufgabe hat, die negative Halbwelle an der Serienschaltung von B und $D1$ vorbeizuleiten, damit die Sperrbeanspruchung der Diode $D1$ klein bleibt. Es handelt sich hier um eine Einwegschaltung, bei der sich der Ladestrom

$$I_{Lade} = 0,43 \dots 0,45 I_{eff}$$

ergibt. Die Funktion und die Dimensionierung der Widerstände wurde bereits früher erläutert [2]. Der Kondensator ist so gewählt, daß sich am 220-V-Netz die Nennladestromstärke für eine Aufladung des entsprechenden Knopfzellentyps innerhalb von 14 Stunden ergibt (Tab. I).

Es ist erstaunlich, wie klein und leicht sich derartige Ladegeräte ausführen lassen. Man kann mit ihnen ein- bis sechszellige Knopfzellenbatterien aufladen. Für Batterien höherer Spannung sind auch Spezialausführungen mit Dioden höherer Sperrspannung denkbar. Die Ladegeräte sind zum Einbau in Geräte bestimmt und dürfen nur bei angeschlossener Batterie ans Netz gelegt werden.

Bei einem Transistoren-Taschenempfänger, den man mit Knopfzellenbatterie und Ladegerät ausrüstet, kann das zum Beispiel sehr einfach durch Verwendung des bei Trockenrasierern üblichen Kleinstekkers, der fest mit der Rückwand verbunden ist, erfolgen. Bei abgenommener Rückwand werden dann beide Netzpole vom Gerät getrennt. Den notwendigen Berührungsschutz im Ladegerät stellt das meistens verwendete Ganzplastikgehäuse sicher. Auf den kaum benutzten Kopfhöreranschluß wird man jedoch u. U. verzichten müssen.

Überlegungen des Verfassers im Zusammenhang mit der schaltungstechnischen Ausführung von Miniaturladegeräten führten zu dem Schluß, daß es in manchen Fällen vorteilhaft sein kann, bei den bisher veröffentlichten Schaltungen eine oder zwei Gleichrichterzellen durch spannungsabhängige Widerstände (VDR-Widerstände) zu ersetzen. Es dürfte sich dabei auch ein geringer finanzieller Vorteil ergeben. Vor allem aber wird die konstruktive Gestaltung getrennter Ladegeräte einfacher, da

des VDR-Widerstandes ab, und β ist eine Werkstoffkonstante. Den prinzipiellen Kennlinienverlauf zeigt Bild 3. Für Versuchszwecke standen VDR-Widerstände E 299 DD/P 230 (Valvo) zur Verfügung ($c = 85$, $\beta = 0,2$), die bei 3 mm Dicke die Form einer Scheibe von 12,5 mm Durchmesser haben. Ihr Strom-Spannungsverhalten geht aus Tab. II hervor.

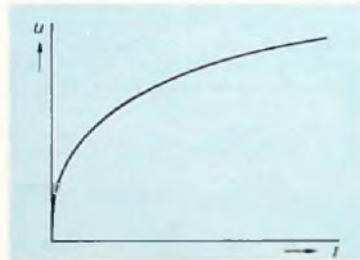
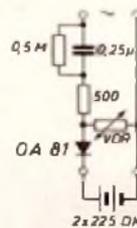


Bild 3. Kennlinie eines VDR-Widerstandes

Bild 4. Einweggleichrichterschaltung mit Vorschaltkondensator und VDR-Widerstand



Tab. II. Strom-Spannungsverhalten des VDR-Widerstandes E 299/DDP 230

I	1	10	20	100	500 mA
U	21 ¹⁾	36 ¹⁾	40 ¹⁾	58 ²⁾	77 ²⁾ V

¹⁾ gemessene Werte, ²⁾ berechnete Werte

In der Schaltung Bild 4 ergab sich bei einem Netzwechselstrom von 17 mA_{eff} ein Ladestrom von 7,3 mA, so daß der für die Schaltung nach Bild 2 angegebene Zusammenhang zwischen Ladestrom und Wechselstrom erhalten bleibt. Aus der Tab. II entnimmt man, daß im Betriebszustand ($I_{eff} = 17$ mA, $\bar{i} = 24$ mA) an der Diode in Sperrrichtung eine Spannung von etwa 40 V auftritt. Der VDR-Widerstand nimmt nur während der Sperrhalbwelle Strom auf und wird mit etwa 0,5 W belastet. Den Einschaltstromstoß begrenzt der 500-Ohm-Widerstand auf den für die Diode OA 81 zulässigen Wert von 500 mA. Erfolgt das

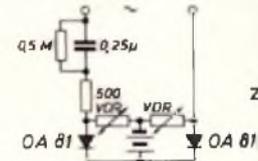


Bild 5. Zweiwegschaltung

damit in ihrer Wirksamkeit der Graetz-Schaltung [2]. In den Bildern 4 und 5 können je eine Diode und ein VDR-Widerstand miteinander vertauscht werden, wenn der Sammler dauernd angeschlossen ist. Der hier verwendete VDR-Widerstand war gerade erreichbar. Er hat jedoch nicht die für den vorliegenden Zweck optimalen Daten. Ein kleinerer c -Wert wird im allgemeinen günstiger sein, weil man dann mit Dioden geringerer Sperrspannung auskommt. Derartige VDR-Widerstände sind ebenfalls lieferbar. -tk-

Schrifttum

- [1] M ö r s, W.: Netzgleichrichter zum Einbau in Kleinströme. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 18, S. 634
- [2] Kleinladegeräte mit Vorschaltkondensator. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 13, S. 453 u. 462
- [3] HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ-UND ELEKTRO-TECHNIKER, Bd. IV, Berlin 1957, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK GMBH

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Dezemberheft 1959 unter anderem folgende Beiträge:

Einige technische Anwendungen des energiereichen Ultraschalls

Die Realisierung von Schaltern für beide Stromrichtungen mit Flächentransistoren

Automatische Raumlichtanpassung von Kontrast und Grundleuchtdichte in Fernsehgeräten

Stereophonische Übertragung von Rundfunksendungen mit FM-modulierten Signalen und AM-moduliertem Hilsträger

Das PAM-Verfahren in der Rundfunk-Stereophonie

Bildet die Theorie des Farbsehens von Dr. Edwin H. Land die Grundlage für ein neues Farbfernsehensystem?

NH-Maser auf dem Markt

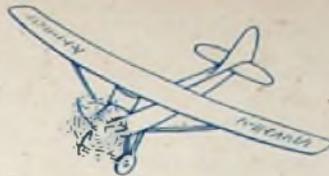
Decca-Flußdrader „215“

Angewandte Elektronik - Aus Industrie und Wirtschaft - Neue Bücher - Neue Erzeugnisse - Industrie-Druckschriften

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis 3 DM
Zu beziehen

durch jede Buchhandlung im In- und Ausland,
durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE



Technik der Funk-Fernsteuerung



③

3.3 Quarzgesteuerte Transistorsender

Transistorsender waren bisher in der Fernsteuerungstechnik nicht üblich, weil geeignete Transistoren nicht zur Verfügung standen. Durch die neuen KW- und UKW-Typen wurde jedoch jetzt der Bau von Transistorsendern möglich, deren Leistung ausreicht, um unter Verwendung empfindlicher Empfänger mehrere hundert Meter im Fernsteuerbetrieb sicher überbrücken zu können. Da außerdem in nicht allzu ferner Zeit HF-Transistoren für größere Leistungen auf dem Markt erscheinen werden, wird der Transistor-Fernsteuersender immer interessanter.

Bild 9 zeigt eine vom Verfasser erprobte Schaltung mit Quarzsteuerung. Läßt man die zweite Stufe fort, so hat man einen selbsterregten quarzgesteuerten Sender hoher Frequenzkonstanz. Im Kollektorkreis liegt der Schwingkreis $L, C2$, im Emitterkreis

aus Schutz- und Stabilitätsgründen der Widerstand $R2$, der mit $C1$ für Hochfrequenz überbrückt ist. Der frequenzbestimmende Quarz Q liegt in der Rückkopplungsleitung, und zwar in Reihe mit der Rückkopplungswicklung $L1$ und dem Widerstand R . Der Sender kann nur auf der Serienresonanzfrequenz des Quarzes schwingen, da nur bei dieser Frequenz der Quarzwiderstand so klein wird, daß die Rückkopplung ausreicht. Durch den sehr kleinen Widerstand R (20 Ohm) erreicht man eine phasenreine und sehr lose Rückkopplung, die eine gute Frequenzstabilität sicherstellt. Die Hochfrequenz kann über eine zweite Spule ausgekoppelt werden. Der Sender läßt sich durch Einschalten eines Transformators in die Emitter- oder Kollektorleitung modulieren. Wie bei den Röhrenschaltungen, tritt ein Kollektorstrom-Minimum bei richtiger Abstimmung von $L, C2$ auf. Das Windungsverhältnis zwischen L und $L1$ soll etwa 10:1 sein. Mit diesem Sender lassen sich ohne weiteres HF-Leistungen von 10 ... 20 mW erreichen.

Verstärkt man die in der ersten Stufe erzeugte Hochfrequenz in einer Verstärkerstufe, so erhält man einen quarzgesteuerten fremderregten Transistorsender. Die Spule $L2$ paßt den kleinen Basiswiderstand des zweiten Transistors an den größeren Resonanzwiderstand von $L, C2$ an. Der Basis von $T2$ wird über den Spannungsteiler $R3, R4$ eine geeignete Vorspannung zugeführt. Die Modulation erfolgt im Emitterkreis, und zwar über den Transformator \bar{U} . $C5$ schließt Hochfrequenzreste kurz, $R5$ (überbrückt mit $C6$) ist ein Schutz- und Stabilisierungswiderstand. Im Kollektorkreis tritt die Ausgangsleistung auf, und zwar muß $C7, L3$ genau auf die Oszillatorfrequenz abgestimmt werden. Dann ergibt sich bei richtig über $L4$ angepaßter Antenne ein Maximum des Antennenstroms. Bei sorgfältigem Aufbau kann man der Endstufe eine Ausgangsleistung von etwa 20 ... 30 mW entnehmen. Die größten Vorteile eines derartigen Senders sind sein kleines Gewicht, seine geringen Abmessungen und seine Anspruchslosigkeit hinsichtlich der Stromversorgung. Man kommt mit kleinen Trockenbatterien, zum Beispiel den Transistor-Spezialbatterien für 9 V, aus.

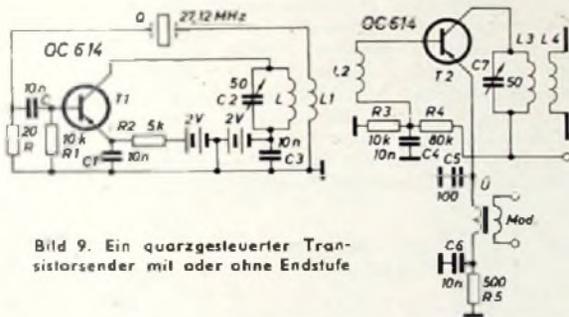


Bild 9. Ein quarzgesteuerter Transistorsender mit oder ohne Endstufe

3.4 Antennen für Fernsteuerungssender

Fernsteuerungssender müssen, da es sich um transportable Geräte handelt, klein und handlich sein. Man legt daher auf möglichst kurze und leichte Antennen großen Wert. Bei der tiefsten Fernsteuerfrequenz von 13,56 MHz ist das aber bereits recht

Allen Freunden unseres Hauses

EIN GLÜCKLICHES
UND ERFOLGREICHES
Neues Jahr
1960



LOEWE OPTA

BERLIN / WEST · KRONACH / BAYERN · DÜSSELDORF

erig zu verwirklichen, denn hier ist $\lambda/4 \approx 5,5$ m. Bei 40,68 MHz ergeben sich etwa 2,7 m und bei 40,68 MHz nur noch n. Auf jeden Fall sieht man, daß sich praktisch brauchbare Antennenlängen nur mit $\lambda/4$ -Strahlern erreichen lassen. Man hat also zwangsläufig zur Marconi-Antenne, die am unteren geerdet ist und dort einen Strombauch aufweist. Lediglich höchste Fernsteuerfrequenz von 465 MHz ist antenntentechnisch leicht zu bewältigen; hier kann man mit einem Halbdipol von 32 cm Gesamtlänge arbeiten.

Die beiden wichtigsten Ankopplungsarten des $\lambda/4$ -Strahlers sind in den Bildern 10 und 11 dargestellt. Im Bild 10 erfolgt die Ankopplung induktiv, im Bild 11 durch eine Anzapfung der Schwingkreis-Induktivität. In beiden Fällen muß man darauf achten,

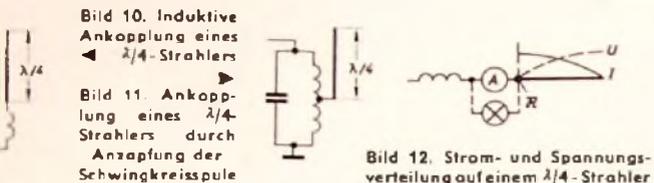


Bild 12. Strom- und Spannungsverteilung auf einem $\lambda/4$ -Strahler

der kleine Fußpunktwiderstand der Antenne optimal an den Schwingkreis angepaßt ist. Bild 12 zeigt die Strom- und Spannungsverhältnisse auf dem $\lambda/4$ -Strahler. Am Speisepunkt ist die Spannung theoretisch Null, und der Strom hat einen Höchstwert. Man läßt sich zwischen die Ankopplungsschleife und den Fuß der Antenne ein Meßinstrument oder ein kleines Lämpchen schalten, das um so heller glüht, je höher der Antennenstrom ist. Da das Lämpchen aber unter Umständen eine beträchtliche Leistung verbraucht, sollte man es nur zur Grobanzeige verwenden. Bei der genauen Einstellung muß es kurzgeschlossen werden.

Der theoretische Wert des Strahlungswiderstandes eines $\lambda/4$ -Strahlers ist 36,6 Ohm. Er sinkt, wenn man die Antenne noch kürzer macht, und zwar nach der Theorie von Siegel und Siegel bereits auf etwa 15 Ohm bei $l/\lambda = 0,2$. Damit von einer Antenne die gleiche Leistung abgestrahlt werden kann, muß der Antennenstrom entsprechend höher sein. Im Interesse der einwandfreien Strom- und Spannungsverteilung sollte man die Antennenlänge nicht kleiner als $\lambda/4$ machen.

Die Schwingkreiswiderstände einige tausend Ohm betragen, was eine erhebliche Unterersetzung auf die Antennenspeisung erfordert. Daher muß auch der Anzapfungspunkt der Schwingkreis-Induktivität nach Bild 11 verhältnismäßig weit unten liegen. Am zweckmäßigsten ist es, die richtige Anpassung durch Versuche zu ermitteln, indem man das Übersetzungsverhältnis in genügend feinen Stufen ändert, den Schwingkreis jeweils nach dem Strom und den Anodenstrom mißt. Das Strommaximum ist nicht ausgeprägt, so daß eine geringfügige Fehlanpassung nicht schadet.

Die Antenne verwendet man zweckmäßigerweise ein zusammenbaubares System, wie es heute von verschiedenen Firmen auch für Fernsteuerzwecke geliefert wird. Das untere Antennenende wird möglichst unmittelbar in der Nähe der Anzapfungsschleife befestigt, um einwandfreie Verhältnisse zu gewährleisten.

Für die höchsten Fernsteuerfrequenz kann man mit einem Halbdipol nach Bild 13 arbeiten. Dieser Dipol hat an den Enden einen Fußpunktwiderstand von rund 70 Ohm, der an den Leitung angepaßt werden muß. Der Wellenwiderstand der Leitung muß also dem Fußpunktwiderstand des Dipols entsprechen. Ebenso ist der Leitungs-Wellenwiderstand an den Schwingkreis richtig anzupassen.

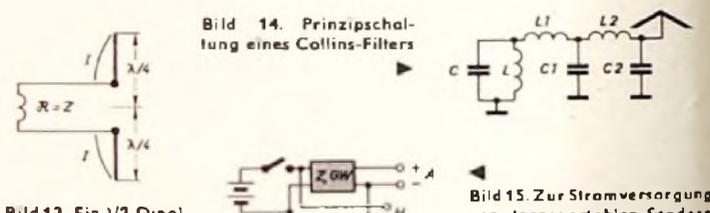
Schutz gegen Oberwellen-Abstrahlung

Die Oberwellen des Senders möglichst weitgehend zu unterdrücken, schaltet man zwischen Ausgangskreis und Antenne einen Collins-Filter (Bild 14), dessen Grenzfrequenz oberhalb der Betriebsfrequenz liegen muß. Die Bemessung dieses Filters richtet sich nach der jeweils verwendeten Fernsteuerfrequenz. Je nach die Flankensteilheit des Filters mit zunehmender Gliederzahl vergrößert, sollte man wenigstens zwei Glieder verwenden.

Bei einem für die Fernsteuerfrequenz 27,12 MHz brauchbaren Collins-Filter bestehen L_1 und L_2 aus je einer Kupferdrahtspirale von etwa 5 Wdg. mit etwa 20 mm Durchmesser. Die Kondensatoren C_1 und C_2 haben dann eine Kapazität von rund 100 pF. Für eine genaue Dimensionierung sind ein Meßsender und ein Röhrenvoltmeter erforderlich. Das Filter ist dann so zu bemessen, daß alle Frequenzen oberhalb der Betriebsfrequenz möglichst gut unterdrückt werden.

3.6 Stromversorgung der Sender

Solange die Fernsteuersender im Labor betrieben werden – das ist der Fall, wenn es sich um fernlenkbare Automodelle handelt oder wenn unmittelbar bei dem betreffenden Gebäude ein freier Platz zur Durchführung der Versuche vorhanden ist – wird man Netzanschluß verwenden, der von besonderen Betriebsstromquellen unabhängig und jederzeit betriebsbereit ist. Der Netzteil der Sender kann klein sein, da die abgegebenen Leistungen 5 W nicht überschreiten dürfen. Will man Versuche mit verschiedenen Senderschaltungen durchführen, so empfiehlt sich der Aufbau eines kleinen Universal-Netzgerätes, das bei etwa 250 V Gleichspannung einen Strom von maximal 50 mA abgibt. Außerdem sollte auch ein Heizspannungsanschluß (6,3 V, 3 A) vorhanden sein. Bei transportablen Anlagen – und das ist wohl meistens der Fall – muß man zum Batteriebetrieb übergehen. Sind die Senderleistungen klein (bis etwa 0,5 W), so läßt sich der Heiz- und Anodenstrombedarf aus Trockenbatterien decken. Für die Heizung sind kräftige Monozellen, für die Anodenstromversorgung kleine Anodenbatterien bis etwa 90 V verwendbar. Aber schon bei kleinen Senderleistungen ist ein Heizakkumulator stets empfehlenswert, da sich mit Trockenbatterien, besonders bei längerem Betrieb, recht hohe Betriebskosten ergeben. Außerdem sind die Batterien meistens erschöpft, wenn man sie am dringendsten braucht. Zur Heizung eignen sich die größeren Deac-Zellen in Reihenschaltung, bei größeren Leistungen kommen Klein-Bleiakkumulatoren in Betracht. Besser, aber schwerer und teurer sind Motorradbatterien, und wenn ein Kraftwagen zur Verfügung steht, wird man die Starterbatterie verwenden. Dann steht auch bei größeren Sendeanlagen genügend Energie zur Verfügung.



Reicht die Heizstromquelle aus, so wird man auf Anodenbatterien verzichten und zu mechanischen oder elektronischen Zerhackern greifen, die heute in ausgereifter Form für jede Leistung zur Verfügung stehen. Die Schaltung der gesamten Stromversorgung ist dann sehr einfach (Bild 15). Die Batterie speist einerseits die Röhrenheizungen und andererseits den Eingang eines Zerhackers oder Transistor-Gleichspannungswandlers. Entsprechende Ausführungen können fertig bezogen, aber auch selbst gebaut werden¹⁾.

3.7 Sendeleistungen und Empfangsfeldstärken

Um einen Überblick über die benötigte Sender-Ausgangsleistung zu erhalten, muß man die erforderliche Reichweite festlegen und außerdem wissen, welche Mindest-Feldstärke am Empfänger vorhanden sein muß, damit ein störungsfreier Betrieb gewährleistet ist. Unter Reichweite versteht man diejenige Entfernung zwischen Sender und Empfänger, bei der unter Berücksichtigung der Sender- und Empfängerdaten sowie der Ausbreitungsverhältnisse gerade noch eine sichere Fernsteuer-Verbindung möglich ist. Man kann daher nicht, wie es leider mitunter geschieht, von der „Reichweite“ eines Senders oder eines Empfängers sprechen.

1) Lennartz, H., u. Taeger, W.: Transistor-Schaltungstechnik FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 24, S. 829-830

Ein Radio war sehr strapaziert, doch seit es Dr. Funk kuriert, bleibt es, das geht von Mund zu Mund, mit LORENZ-RÖHREN kerngesund.

STANDARD ELEKTRIK LORENZ

Erfahrungsgemäß benötigt man am Empfangsort eine Feldstärke von einigen hundert Mikrovolt je Meter, damit die Relais sicher ansprechen. Unter idealen Verhältnissen, zum Beispiel bei völliger Abwesenheit von Störungen, würden auch kleinere Feldstärken ausreichen. Da jedoch stets Störspannungen auftreten - eine vollkommene Entstörung der verschiedenen im Modell untergebrachten Motoren usw. ist nie möglich -, muß man mit einem höheren Wert rechnen. Nimmt man als Mittelwert etwa $300 \mu\text{V/m}$ an, so liegt die eine Bedingung fest. Die geforderte Reichweite sollte nicht übertrieben werden, in vielen Fällen genügen bereits etwa 1000 m, und nur in Sonderfällen wird man mehrere Kilometer vorsehen. Damit ist die zweite Größe zur Abschätzung der erforderlichen Sendeleistung bestimmt.

Bezeichnet man mit E die empfangsseitige Feldstärke in mV/m , mit D die erforderliche Reichweite in km und mit N die benötigte Sendeleistung in kW, so gilt für die Bodenwelle

$$E = \frac{300 \sqrt{N}}{D} \quad [\text{mV/m}]$$

$$N = \frac{(E \cdot D)^2}{9 \cdot 10^4} \quad [\text{kW}]$$

Mit dieser Formel ergibt sich aber eine viel zu kleine Sendeleistung, da sie den Einfluß des Erdbodens nicht berücksichtigt; die Gleichung gilt nur für ungestörte Ausbreitung ohne Bodenabsorption. Der Einfluß des Erdbodens macht sich jedoch um so stärker bemerkbar, je kürzer die Welle ist. Dieser Einfluß wurde vor längerer Zeit bereits rechnerisch ermittelt und praktisch überprüft. Aus von *van der Poel* und *Bremmer* aufgestellten Kurventafeln läßt sich entnehmen, daß bei einer Sendeleistung von 1 kW (!), mittlerer Bodenbeschaffenheit und einer Frequenz von 30 MHz in einer Entfernung von 5 km eine Empfangsfeldstärke von rund $150 \mu\text{V/m}$ auftritt. Mit abnehmender Entfernung steigen die Feldstärken jedoch sehr stark an. Bei der gleichen Sendeleistung ergibt sich in einer Entfernung von 1 km schon eine Empfangsfeldstärke von 5 mV/m. Da die Feldstärke mit der Wurzel aus der Sendeleistung wächst, erhält man bei einer Leistung von 1 W eine $\sqrt{1000}$ mal kleinere Feldstärke, also $5:31,6 = 0,16 \text{ mV/m} = 160 \mu\text{V/m}$. Man benötigt also min. 1 W, um eine Entfernung von etwa 1 km sicher überbrücken zu können. Wegen des starken Feldstärkeanstiegs bei abnehmender Entfernung können die Leistungen noch verkleinert werden, wenn kleinere Reichweiten ausreichen. Bei längeren Wellen wären die Verhältnisse wesentlich günstiger; so würde zum Beispiel ein 1-kW-Sender bei 5 MHz in einer Entfernung von 5 km schon eine Feldstärke von 10 mV/m ergeben, und bei 15 MHz wären es immer noch $500 \mu\text{V/m}$. Zusammenfassend läßt sich sagen, daß 5 W in jedem Fall ausreichen, selbst wenn man mit 27,12 MHz arbeitet. Entfernungen bis 1 km können noch mit rund 1 W sicher überbrückt werden. Bei 5 W würde dann die Reichweite auf etwa 2,2 km steigen. Natürlich stellen die genannten Zahlen nur Richtwerte dar und dienen lediglich zur Abschätzung der Verhältnisse. Genaue Rechnungen sind nicht möglich, da die Erdbodenbeschaffenheit sehr verschiedenartig ist und die Reichweite stark von der Empfängerempfindlichkeit abhängt. Bei der Funk-Fernsteuerung wird selbstverständlich immer nur die Bodenwelle ausgenutzt; die auf dem Umweg über die Ionosphäre erreichbaren Reichweiten bleiben hier vollkommen außer Betracht. (Wird fortgesetzt)



QUARTETTO ITALIANO

Stimmung übertragen ...

auch aus akustisch ungünstigen
Räumen - mit dem bewährten
dyn. Breitband-Richtmikrofon
D 19 B

Dazu das neue preisgünstige,
trittschalldämpfte Bodenstativ
St 200



AKUSTISCHE- u. KINO- GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 20 · TELEFON 555545 · FERNSCHREIBER 05 23626

WIMA

Tropydur

KONDENSATOREN

sind dauerhaft unter tropischen Klimaten. Ihre Tropenbeständigkeit bedeutet erhöhte Sicherheit in gemäßigten Zonen. Sie sind ein ideales Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte. **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** sind der kommende Kleinkondensatortyp.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
MANNHEIM-NECKARAU
Wattstraße 6-8

Transistorisierter Vorverstärker für magnetische Tonabnehmer

Hochwertige magnetische Tonabnehmer liefern nur eine kleine Ausgangsspannung in der Größenordnung von einigen Millivolt, die nicht unmittelbar an die Tonabnehmerbuchsen etwa eines Rundfunkempfängers gelegt werden kann, sondern erst vorverstärkt werden muß. An den dafür notwendigen Vorverstärker müssen hinsichtlich Frequenzgang, Klirrfaktor und Brummfreiheit besonders hohe Anforderungen gestellt werden, wenn die Wiedergabequalität nicht beeinträchtigt werden soll. Vor allem die Gefahr, daß durch den Vorverstärker unzulässige Brummspannungen eingeführt werden, ist bei der zur Verfügung stehenden geringen Eingangsspannung recht groß. Durch den Einbau in ein vollständig geschlossenes Abschirmgehäuse kann man die Einwirkung äußerer Brummfelder weitgehend ausschließen, während die Verwendung von Transistoren an Stelle von Röhren verhindert, daß über die Röhrenheizung eine Brummspannung in den Verstärker gelangt. Gerade auf die Brummfreiheit des Vorverstärkers muß großer Wert gelegt werden, weil bei der meistens erforderlichen Tiefenanhebung im Vorverstärker jede noch so kleine Brummspannung zusätzlich hervorgehoben würde.



Bild 1 Ersatzschaltbild des magnetischen Tonabnehmers einschließlich des Kabels und des Verstärkereingangs

Bild 2. Bei tieferen Frequenzen wird das Ersatzschaltbild ein Tiefpaßfilter (a), in dessen Frequenzkurve (b) die Frequenz f eingetragen ist, für die der Abfall 3 dB ist

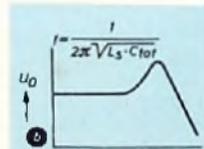
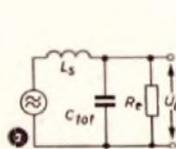
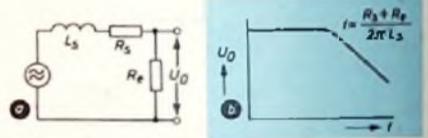


Bild 3. In der Nähe des Resonanzpunktes ist das Ersatzschaltbild ein Schwingkreis (a), dessen Resonanzfrequenz f in die Frequenzkurve (b) eingetragen ist

Um den Frequenzgang des magnetischen Tonabnehmers nicht zu verschlechtern, muß der Eingangswiderstand des Vorverstärkers, der die Belastung R_e des Tonabnehmers darstellt, sehr sorgfältig gewählt werden. Im Bild 1 ist das Ersatzschaltbild des Tonabnehmers mit der Spuleninduktivität L_s , der Spulenkapazität C_s und dem Spulenwiderstand R_s sowie der Kapazität C_k des Kabels zum Vorverstärker und der Eingangskapazität C_e sowie dem Eingangswiderstand R_e des Vorverstärkers wiedergegeben. Bei tieferen Frequenzen können die drei parallelliegenden Kapazitäten vernachlässigt werden, so daß das Ersatzschaltbild (Bild 2a) praktisch ein Tiefpaßfilter darstellt. Die Durchlaßkurve (Bild 2b) dieses Filters hängt von den Größen L_s , R_s und R_e ab. Im Bild 2b ist die Frequenz f angegeben, für die der Abfall der Kurve 3 dB beträgt. Wie man sieht, beginnt der Abfall der Kurve bei um so höheren Frequenzen, je größer R_e ist. Man wird daher bestrebt sein, R_e möglichst groß zu machen. Andererseits ist aber ein großer Wert für R_e möglichst zu vermeiden, weil das thermische Rauschen des Vorverstärkers mit R_e zunimmt.

Für Frequenzen nahe der elektrischen Resonanz des Tonabnehmers erhält das Ersatzschaltbild das Aussehen eines Schwingkreises (Bild 3a), in dessen Frequenzkurve (Bild 3b) eingetragen ist, wie sich der Wert für die Resonanzfrequenz f berechnet. Danach rückt die Resonanzfrequenz um so höher, je kleiner die sich aus den Kapazitäten C_s , C_k und C_e zusammensetzende Gesamtkapazität C_{tot} ist. Um die Resonanzfrequenz möglichst weit von dem Tonfrequenzbereich wegzurücken, wird man deshalb C_k und C_e , also die Kapazitäten des Kabels und des Verstärkereinganges, so klein wie möglich machen, da C_s die Spulenkapazität C_s des Tonabnehmers festliegt.

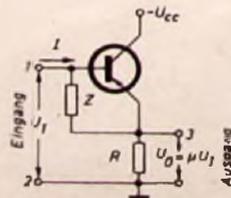


Bild 4. Beim Emitterfolger wird die wirksame Eingangsimpedanz auf den Wert $Z/(1-\mu)$ erhöht

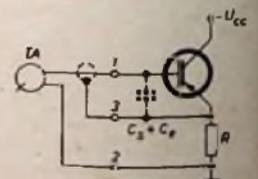


Bild 5. Der Emitterfolger vermindert die Kapazität $(C_s + C_e)$ auf den Wert $(1-\mu) \cdot (C_s + C_e)$



TM 34

Dynamisches Richt-Mikrophon
geeignet für hochwertige
Tonbandaufnahmen, anschluss-
fertig, hoch- und
niederohmige Ausführung
Frequenzbereich: 50-13000 Hz
 ± 3 db

DM 134.50
Metall-Stativ DM 9.50



BAD HOMBURG V. D. H.



Auch im neuen Jahr viel Erfolg mit

BROWN BOVERI - RÖHREN

wünscht Ihnen

BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM

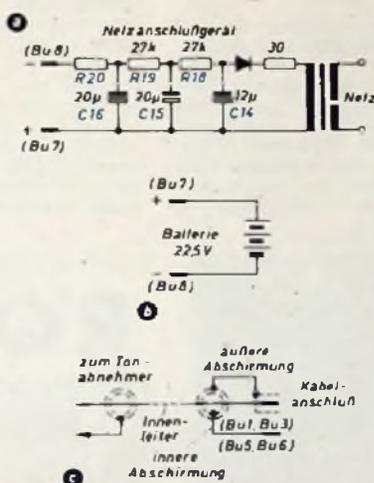
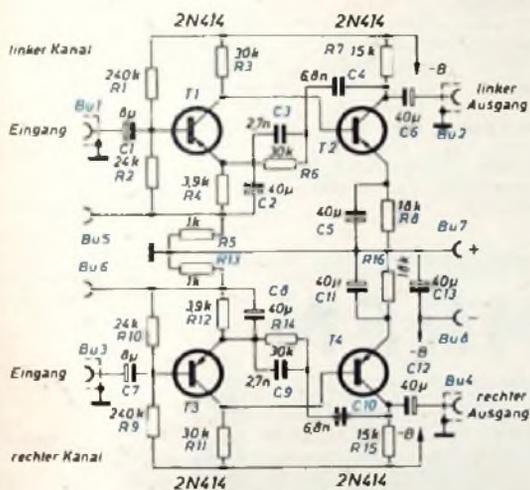


Die erwähnten, sich teilweise widersprechenden Bedingungen hinsichtlich R_p , C_k und C_e lassen sich nun alle erfüllen, wenn man als Eingangsstufe des Vorverstärkers einen Emitterfolger nach Bild 4 nimmt. Der Emitterfolger verhält sich ganz ähnlich wie ein Katodenverstärker und hat einen Verstärkungsfaktor μ , der stets kleiner als Eins ist. Ebenso wie beim Katodenverstärker, wird die Impedanz Z von den Eingangsklemmen 1-2 her als eine Impedanz gesehen, die gleich $Z/(1-\mu)$ ist. Ist also μ etwa gleich 0,99, dann erscheint an den Eingangsklemmen 1-2 die Eingangsimpedanz 100 Z . Auf diese Weise läßt sich die wirksame, die Belastung des Tonabnehmers bildende Eingangsimpedanz R_e groß machen, während die für das thermische Rauschen allein maßgebende physikalische Größe der Impedanz Z klein bleibt.

Umgekehrt werden die Kapazitäten von Kabel und Verstärkereingang um den Faktor $(1-\mu)$ verkleinert, wenn man das vom Tonabnehmer kommende Kabel nach Bild 5 am Verstärkereingang anschließt; am günstigsten ist ein Kabel, das einen Innenleiter und zwei konzentrische Abschirmungen hat. Die Ausgangsspannung des Tonabnehmers liegt an dem Innenleiter und der äußeren Abschirmung und wird selbstverständlich an die normalen Eingangsklemmen 1-2 des Vorverstärkers angeschlossen. Hierbei sind der Innenleiter mit der Basis des Transistors und die äußere Abschirmung mit Masse verbunden. Die zwischen Innenleiter und äußerer Abschirmung be-

fällt auf, daß im Gegensatz zu den bisherigen Erläuterungen die Eingangsstufe T_1 nicht als Emitterfolger, sondern in normaler Emitterschaltung arbeitet. Die Emitterschaltung wurde gewählt, um eine annehmbare Spannungsverstärkung zu erhalten, die in der ersten Stufe gleich 20 dB ($\mu=10$) ist. Die geschilderte Wirkung des Emitterfolgers, die durch die Gegenkopplung entsteht, konnte trotzdem, und zwar durch den nicht überbrückten Emitterwiderstand R_5 , erreicht werden. Allerdings wurde mit voller Absicht die widerstandserhöhende bzw. kapazitätsvermindernde Gegenkopplung durch R_5 recht gering gehalten. Da R_5 nur ein Dreißigstel des Kollektorwiderstandes R_3 ist, fällt an R_5 auch nur ein Dreißigstel der Ausgangsspannung ab. Weil die Spannungsverstärkung von T_1 gleich 10 ist, muß die Spannung an R_5 gleich einem Drittel der Eingangsspannung sein. Durch die Gegenkopplung dieser Spannung wird somit der Eingangswiderstand um den Faktor 1,5 erhöht und die Eingangskapazität auf das 0,7fache erniedrigt. Der wirksame Eingangswiderstand wird auf diese Weise gleich dem 1,5fachen von 22 $k\Omega$ m (Wert der Parallelschaltung von R_1 und R_2), also gleich 33 $k\Omega$ m.

Dies gilt aber nur für die sehr niedrigen Tonfrequenzen, wo der geringe Eingangswiderstand noch keine schädliche Rolle spielen kann und eher vorteilhaft ist, weil dann der Verstärkereingang gegen netzfrequente Streufelder sehr unempfindlich ist. Es ist



◀ Bild 6. Vollständiges Schaltbild des transistorisierten Vorverstärkers für magnetische Stereo-Tonabnehmer mit Schaltung von Netzgerät (a) oder Batteriespeisung (b) sowie des Anschlusses des Tonabnehmers (c)

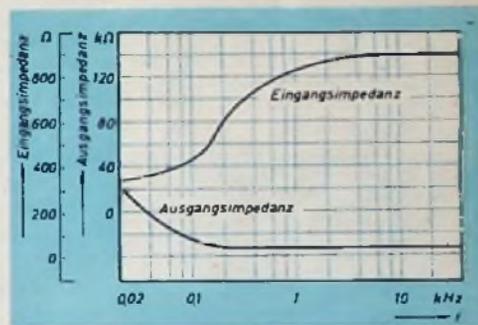


Bild 7. Abhängigkeit des Eingangswiderstandes und des Ausgangswiderstandes des Vorverstärkers von f

findliche mittlere Abschirmung ist dagegen mit dem Emitter (Punkt 3) verbunden, wodurch die scheinbare Kapazitätsverkleinerung eintritt. Ein derartiges zweifach abgeschirmtes Kabel kann dadurch gewonnen werden, daß man über ein einfach geschirmtes Kabel eine zusätzliche Abschirmhülle zieht. Statt der äußeren Abschirmung kann man aber auch eine getrennte Leitung für den Masseanschluß verwenden.

Im Bild 6 ist die vollständige Schaltung des transistorisierten Vorverstärkers, der als Stereo-Verstärker mit zwei identischen Kanälen für magnetische Stereo-Tonabnehmer ausgebildet ist, gezeigt. Es

nämlich außerdem noch eine frequenzabhängige Gegenkopplung vom Kollektor der zweiten Stufe T_2 über C_4 und C_3 , R_6 auf den Emitter von T_1 vorhanden. Diese Gegenkopplung überlagert sich derjenigen durch R_5 , ist bei niedrigen Frequenzen vernachlässigbar klein und nimmt mit wachsender Frequenz so weit zu, daß bei einigen Kilohertz die Eingangsimpedanz auf etwa 140 $k\Omega$ m vergrößert wird. Aus Bild 7 geht hervor, wie sich die wirksame Eingangsimpedanz des Vorverstärkers infolge der zweifachen Gegenkopplung (der frequenzunabhängigen Gegenkopplung durch R_5 und der frequenzabhängigen vom Kollektor des Transistors T_2 auf den Emitter von

Auch 1960 guten Erfolg mit

Graetz Radio Fernsehen



MUSIKTRUHEN

in selbstgewünschter Form,
Holzart und Holzfarbe
zu äußerst günstigen Preisen

TONHÖRWERKSTÄTTEN Dr. Krüss
München 9 - Sachranger Straße 7

Ausbildung zum Ingenieur-Assistenten

1 Semester (4 Monate) Tageslehrgang

Techniker: 4 Semester, Fernlehrgang mit 3-wöchigem
Wiederholungslehrgang und Examen

Ausführl. Prospekte durch das

Technische Lehrinstitut Weil am Rhein

Import-Röhren-Sonderangebot

aus OFEC-Raum, fabrikanne u. a.

30 000 Stück	DY 84	à DM 2,90
20 000 Stück	ECH 81	à DM 3,-
30 000 Stück	EL 84	à DM 2,90
30 000 Stück	PY 83	à DM 3,20
50 000 Stück	PCF 82	à DM 3,60
20 000 Stück	PCL 82	à DM 3,90

verpackt zu je 100 Stück
Norm. Astora, Bisseldorf, Helmholz, 28
Ruf 1 44 40

7 J) mit der Frequenz ändert. Außerdem ist im Bild 7 noch die Abhängigkeit der Ausgangsimpedanz des Vorverstärkers eingetragen; das Absinken der Ausgangsimpedanz bei höheren Frequenzen ist sehr günstig, weil dadurch ein längeres Anschlußkabel zum Hauptverstärker zulässig wird. Durch die frequenzabhängige Gegenkopplung



Bild 8 Der Frequenzgang des Vorverstärkers

lung wird gleichzeitig auch der gewünschte Frequenzgang des Vorverstärkers mit angehobenen Tiefen und geschwächten Höhen erreicht. Bild 8 läßt den gemessenen Frequenzgang erkennen.

Schaltet man die Frequenzabhängigkeit der Gegenkopplung aus, indem man C 4 sehr groß macht und C 3 entfernt, dann ist der Frequenzgang des Verstärkers zwischen 9 Hz und 340 kHz vollkommen gleichmäßig; es können daher auch keine den Stereo-Effekt störenden Phasenzähler auftreten. Der Verstärker arbeitet außerordentlich stabil, die Gesamtverstärkung ändert sich innerhalb des Temperaturbereiches zwischen 0° C und + 85° C höchstens um 1 dB. Sollte die

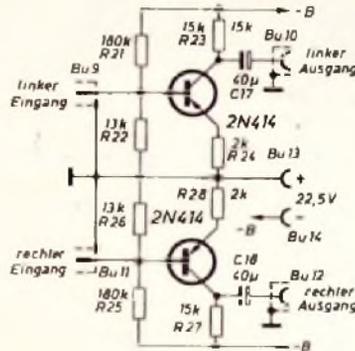


Bild 9. Wenn die Ausgangsspannung des Vorverstärkers noch nicht ausreicht, ist dieser Zwischenverstärker nachzuschalten

Nach Gicca, F. A.: Transistorized phone preamp for stereo. Electronics Wld. Bd. 62 (1959) Nr. 2, S. 60

Ausgangsspannung des Vorverstärkers noch immer nicht ausreichend sein, dann kann man noch einen Zwischenverstärker nach Bild 9 dem Vorverstärker nachschalten. Der Zwischenverstärker kann entweder getrennt aufgebaut oder mit dem Vorverstärker auf einem Chassis vereinigt werden.

Der Vorverstärker kann nach Bild 6 entweder mit einer Batterie oder mit dem dargestellten kleinen Netzanschlußgerät betrieben werden. Die Batterie gewährleistet naturgemäß ein besonders brummfreies Arbeiten und hat eine Lebensdauer von mehreren Monaten bei Dauerbetrieb. Aber auch das Netzanschlußgerät ergibt mit einem Brummapstand von 70 dB nahezu Brummfreiheit. Der Widerstand R 20 hat einen Wert von 27 kOhm, wenn das Netzanschlußgerät nur den Vorverstärker speist; er muß dagegen fortgelassen werden, wenn auch der Zwischenverstärker (Bild 9) aus ihm gespeist werden soll.

AUTO-ANTENNEN

speziell für
Transistoren-Empfänger

- Unterdrückt Richteffekte und Störgeräusche
- Schnelle Montage und Demontage. OHNE BOHRARBEITEN
- Für alle Wagen geeignet
- Geringste Einbaumaße
- Höchste Stabilität selbst bei großer Geschwindigkeit
- 2 verchromte Ausführungen:
 - STANDARD: Peitschenausführung
 - LUXE: Teleskopantenne, 7teilig
- Lieferbar mit 2 m Kabel und Normstecker

ein Erzeugnis der Firma

LAMBERT 13, RUE VERSIGNY PARIS-18^e ORN. 42-53 + 76-80

SCHUTZRECHTE IN FRANKREICH UND DEUTSCHLAND

RÖHREN

TRANSISTOREN

DIODEN

EMPFÄNGER-
BILD- UND
SENDE-RÖHREN

für

AUTOMATION
NAVIGATION
FORSCHUNG

GERMAR WEISS · FRANKFURT/MAIN

TELEFON 339844 TELEGRAMM: RÖHRENWEISS

Handbuch der Automatisierungs- Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KREZMANN

im Urteil der Fachwelt:

„... so kennen wir noch kein Buch, das erstmalig den gesamten mit dieser neuen Organisationsform zusammenhängenden Fragenkomplex so gründlich und von allen Seiten beleuchtet...“
Elektro-Technik

„... Das vorliegende Buch soll daher jedem aufgeschlossenen Ingenieur, Techniker, Handwerker und Facharbeiter dringend empfohlen werden. Er wird — wenigstens vorläufig — kaum eine andere, gleichwertige Möglichkeit zur Orientierung über die Automatisierungstechnik finden.“
Der Elektromeister

„... Das Buch ist eine unerschöpfliche Fundgrube für alle, die sich in das Gebiet einarbeiten und mit dem Rüstzeug aus diesem Buch auf dem Gebiet der Automatisierung tätig werden wollen.“
Der Ingenieur der Deutschen Bundespost

„... Das Buch kann jedem empfohlen werden, der sich unter Vermeidung langwierigen Quellenstudiums über den Stand und die Elemente der heutigen Automatisierungstechnik orientieren will...“
AGT-Anzeiger

Die Mitarbeiter und Ihre Beiträge

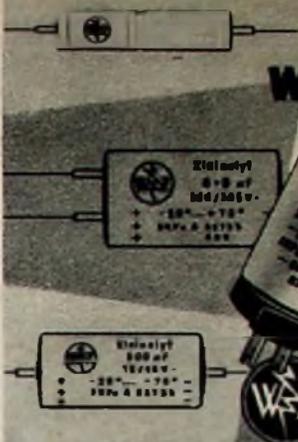
- Dr. R. KREZMANN: Der Begriff der Automatisierung
Ing. A. HAIDEKKER VDI/VDE: Einrichtungen zur automatischen Meßwertaufzeichnung (Meßwandler)
Dr. R. KREZMANN: Elektronische Steuerungen
Ing. A. HAIDEKKER VDI/VDE: Hydraulische, pneumatische und mechanische Stellglieder
Ing. G. WEITNER: Regelungstechnik
Ing. O. SCHRÖTER VDI: Digitale Rechenautomaten
Prof. Dr. H. HERRMANN: Analogie-Rechenmaschinen
Dipl.-Ing. S. KETTNER: Automatisierung der mechanischen Fertigung
Dr.-Ing. J. S. DIECKMANN: Automatisierung der Energiewirtschaft
Dr.-Ing. H. KLUY: Automatisierung der Absatzwirtschaft
M. WOITSCHACH: Automatisierung des Bürobetriebs

Über 400 Seiten · Über 340 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 34,— DM

Zu beziehen durch alle Buchhandlungen im Inland und im Ausland oder durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde



WZ-KLEINELYT
Nieder- und Hochvolt
**Elektrolyt-
Kondensatoren**

- Kleine Abmessungen
- Höchstmess an Qualität
- gleichbleibende Güte

WILHELM ZEH KG
FRIEDRICH I. STR.

MEIN ARBEITSFELD KONSTANTE SPANNUNGEN

über 2 Jahrzehnte Erfahrung auf dem Gebiete der elektrischen und magnetischen Spannungsregelung für — und ~ Spannung,
über 100 Gerätetypen in

- **HOCHKONSTANT-NETZGERÄTEN** für Nieder- und Hochspannung
- **MAGNETISCHE-GLEICHHALTER** mit 0,1% und 0... 260 Volt kontinuierlich
- **MAGNETISCHE-GLEICHHALTER** mit ±1% und besser von 10—5000 Watt in Wand-, Tisch- u. Stahbauformen Tropenfest und explosionsicher
- **KONSTANT-TRAFOS in 20 Typen** Anodenspannung, Schirmgitter- und Gitterspannung, div. Heizspannungen. Alle Spannungen besser ±1% konstant. Kein Netzstrom erforderlich.

GENAUIGKEITSGRADE von 10⁻¹...10⁻⁴

STEINLEIN-REGLER Rheinhausen
Baden

FS - BANDKABEL

Transparent, Adern blank 50 m 7.50
Transparent, Adern verdrillbar 50 m 9.45
Wetterfest, halbgrau, Adern verdrillb. 50 m 9.90

Alle Europa- und USA-Röhren

BLACKER

WILHELM HACKER KG

BERLIN-NEUKÖLLN

Am S- und U-Bahnhof Neukölln
Bilbersteinstraße 5-7 · Tel.: 62 12 12
Geschäftszeit: 8-12 Uhr, sonnabends 8-12 Uhr

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Intraco GmbH, München 2, Dachauer Str. 112

Röhren aller Art kauft: Rohren-Müller, Frankfurt/M., Kaufunger Str. 24

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szabehelyi, Hamburg Gr. Flottbek, Grottenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache und Musik. Bausatz ab 50,— DM. Prospekt freil. F. auf der Lake & Co., Mühlheim/Ruhr

Moderne Gehäuse für Geräte und Sender, alle Größen, auch Schränke. Mayer K.-G., Bremen 1, Schließfach 678

Röhrenprüfgerät RFG 4/3, Bittler & Funke, Lochkartensystem, fast neu, 250,— DM. Seehaler, Berlin-Hermsdorf, Olafstraße 65



**Radio-Elektronik-
basteln**
leicht und lehrreich mit
**RIM-
Bastelbuch 1960**
192 Seiten

Bei Vorkasse (Postsch. Kla. Mchn. 13 753)
im Inland DM 2.25 — im Ausland DM 2.50

RADIO-RIM

München 15, Bayerstr. 25

TRIAL Koaxialkabel

Schaumstoffisoliert
Niedrige Dämpfung

Einmalig im Preis

Fordern Sie bitte Angebot

TRIAL-ANTENNEN

Dr. Th. Dumke
RHEYDT · Postfach 75

VALVO



Nach Abschluß der Fertigung werden sämtliche

VALVO RÖHREN

auf Einhaltung ihrer Kennwerte einzeln geprüft. Die Mehrzahl der Meßplätze ist so eingerichtet, daß die Kontrolle bestimmter Werte nach einem festgelegten Programm in kürzester Zeit selbsttätig erfolgt. Andere Prüfplätze — wie der abgebildete — dienen der Messung beliebiger Kennlinienpunkte und der genauen Untersuchung des Betriebsverhaltens.

VALVO GMBH HAMBURG 1

