

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

7

1960

mit Elektronik-Ingenieuren
FT-Laborberichte
FT-Sammlung

1. APRILHEFT

1. APRILHEFT 1960

FT-Kurznachrichten	204
Transistorisierte Empfänger des Auslands	207
Kernreaktoren · Kraftmaschinen der Atomzeit	208
Nachrichten aus dem Weltall	211
Aus dem Ausland	212
Von Sendern und Frequenzen	212

FT-LABORBERICHT

ZF-Verstärker und NF-Teil mit Transistoren	213
Stereo-Nachrichten	214

FT-SAMMLUNG

Schaltungstechnik

Transistor-Schaltungstechnik (9)	215
--	-----

Mathematik

Einführung in die Matrizenrechnung (1)	221
--	-----

ELEKTRONIK-INGENIEUR

Thermostaten in der HF-Technik	217
Für den KW-Amateur	
Einseitenband-Steuersender	223
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	225
Technik der Funk-Fernsteuerung (9)	226

FT-Zeitschriftendienst

Oszillator mit elektronischer Frequenzeinstellung	227
---	-----

FT-Werkstattwinke

Ersatz eines Ausgangsübertragers mit Gegenkopplung	228
Fehlerhafte Abstimm-Automatik	228
Zuletzt notiert	232

Unser Titelbild: Blick in das Lager mit Konen und Schirmen für Fernsehbildröhren im Aachener Valva-Bildröhrenwerk

Werkaufnahme: Valva

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Neubauer, Rehberg, Schmal, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 205, 206, 229-231, 233 und 234 ohne redaktion. Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-147. Telefon: Samml.-Nr. 49 23 31 (Ortskennzahl im Selbstwählferdienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352 fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Rath, Berlin-Frahnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Hasselharst; Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempan/Allgäu, Postfach 229, Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postscheckamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. 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: Elsnerdruck, Berlin SW 68.



Persönliches

Ehrung für Dr. Mandt

Dr. jur. Harald Mandt, der langjährige Generaldirektor und jetzige Vorsitzende des Aufsichtsrates der A)bingla Versicherungs AG sowie seit 1952 Aufsichtsratsvorsitzender der Deutschen Philips GmbH, wurde zum Ehrensenator der Universität Hamburg ernannt. Damit würdigte die Universität die großen Verdienste Dr. Mandts, die er sich als Vorsitzender des Hochschulrates und der Universitäts-Gesellschaft um den Wiederaufbau der hansischen Alma mater erworben hat.

Alldephi-Geschäftsführung

Mit Wirkung vom 1. März 1960 wurde P. J. M. Carati in die Geschäftsführung der „Allgemeine Deutsche Philips Industrie GmbH (Alldephi)“ in Hamburg berufen. Er tritt die Nachfolge von J. de Smidt an, der auf eigenen Wunsch als Geschäftsführer zurückgetreten ist. P. J. M. Carati (46 Jahre) ist seit 1938 im Hause Philips tätig und wird sich vornehmlich Finanzfragen widmen.

Dr. Wuckel 60 Jahre

Dr.-Ing. e. h. Dr. phil. Günter Wuckel, Generalbevollmächtigter der Telefunken GmbH und Leiter des Geschäftsbereiches Anlagen Weltverkehr und Kabeltechnik, vollendete am 11. März 1960 sein 60. Lebensjahr. 1923 trat er in die Dienste der AEG und übernahm 1938 die technische Leitung der Fernmeldekabel- und Apparatefabrik Oberspree. Nach Kriegsende schuf er in Backnang (Württemberg) einen Nachfolgebetrieb. Dieser wurde 1954 im Rahmen der Zusammenfassung der drahtgebundenen und drahtlosen Weltverkehrstechnik der AEG-Gruppe in die Telefunken GmbH übergeleitet. Die Technische Hochschule Aachen verlieh Wuckel für seine Verdienste um die Entwicklung der Fernmeldekabel- und Trägerfrequenztechnik 1958 die Würde eines Dr.-Ing. e. h.

L. Owsnicki 50 Jahre

Am 10. April 1910 wurde Leonard Owsnicki, der seit drei Jahren die gesamte Philips-Werbung leitet, in Breslau geboren. Er begann seine Berufslaufbahn als Journalist und Rundfunkreporter bei der „Schlesischen Funkstunde“, war später Pressechef und Werberat der Stadt Breslau und zeichnete vor seinem Eintritt in die Deutsche Philips GmbH für die Werbung der Messen in Düsseldorf verantwortlich. Seine umfassenden Erfahrungen werden von vielen Fachgremien, in die man ihn berief, anerkannt. Sehr beachtet wurde zum Beispiel auf dem Internationalen Werbekongreß in Wien 1959 sein Referat über die Werbemöglichkeiten der Klein- und Mittelbetriebe im Rahmen der EWG.

Telechron I-Universal für „Magnetophon 35“

Unter Verzicht auf die Schnellstop-Einrichtung läßt sich jetzt beim „Magnetophon 35“ nachträglich ein Telechron-Tonkopf in das Gerät einbauen, mit dem Dia-Serien vom Tonbandgerät her gesteuert werden können. Man montiert den Tonkopf mit der jedem Telechron I-Universal-Bausatz von Telefunken beiliegenden Halterung. Durch Betätigen der Schnellstop-Taste läßt sich der Kopf bei Nichtbenutzung vom Band abheben.

Entmagnetisierdrossel für Tonbandgeräte

Der Fachwerkstatt und dem Tonbandamateur bietet Telefunken jetzt eine wirksame Entmagnetisierdrossel an, mit deren Hilfe sich sämtliche Bandführungsteile und die Köpfe von Tonbandgeräten entmagnetisieren lassen, so daß Aufnahmen mit optimalem Rauschabstand gewährleistet sind.

Trickduett-Vorführband

Telefunken liefert seit kurzem an den Fachhandel ein Trickduett-Vorführband für Vierspurgeräte. Es enthält eine ausführliche Erklärung über das Zustandekommen des Trickduetts.

10-Element-Antenne „FSA 5591“

Die tuba-Antennenwerke haben ihr Lieferprogramm der „Grünen Serie“ für Band III um die 10-Element-Einkanal-Antenne „FSA 5591“ erweitert. Es handelt sich um einen hochselektiven Typ, der sich durch sehr günstige elektrische Eigenschaften (Gewinn 12,8 dB) und eine besonders gute Richtcharakteristik auszeichnet. Das Vorrückverhältnis ist 34 dB. Die Antenne läßt sich durch Kreuzlochbohrungen im Tragerohr nach Belieben horizontal und vertikal polarisieren.

Der Meisterbrief — ein Fernsehlehrgang fast im Spaziergehen

Die mit dem Titel „Der Meisterbrief“ in der Kundenzeitschrift Graetz-Nachrichten veröffentlichte Aufsatzreihe sollte — fundiert in der Sache, jedoch launig in der Form — aus der Praxis und für die Praxis vielerlei Arbeitsunterlagen und Erfahrungen vermitteln. An Hand von Schaltungsauszüge wurden sowohl dem jungen als auch dem erfahrenen Techniker Hinweise zum schnellen Erkennen von Fehlern im Fernsehgerät und deren Beseitigung gegeben. Wenn auch die Schaltungsauszüge firmengebunden sind, so stehen die Beschreibungen durchaus für die Standardschaltungen der Fernsehtechnik. Von dieser Aufsatzreihe gab Graetz jetzt einen Sonderdruck heraus, der in diesen Tagen dem Fachhandel zugestellt wurde.

Arbeitsausschuß gegen Mißbrauch des Urheberrechts

Das Recht des Tonband-Amateurs zur Herstellung von Tonbandaufnahmen ist immer noch nicht geklärt. Die GEMA (Gesellschaft für musikalische Aufführungs- und mechanische Vervielfältigungsrechte) hat einen Vertrag angeboten, nach dem jeder Privatmann für die Genehmigung zur Herstellung von Tonbandaufnahmen mit Werken des BIEM-GEMA-Repertoires jährlich eine Lizenzabgabe von 10 DM je Tonbandgerät zu zahlen hat. Da zur Zeit mit etwa 500 000 Tonband-Amateuren allein in Westdeutschland zu rechnen ist, würden die jährlichen Zahlungen an die GEMA nach einem solchen Verträge dort etwa 5 Millionen DM erfordern, obwohl keine echte Gegenleistung garantiert wird.

Funkausstellung 1961 in Berlin

„Der Beirat der von mir geleiteten Fachabteilung hat gestern den Beschluß gefaßt, eine Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung in der Zeit vom 25. August bis zum 3. September 1961 in Berlin durchzuführen.“ Mit diesen Worten teilte Konsul Bruno Piper, Vorsitzender der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI und Generaldirektor der Loewe Opta AG, am 23. März auf einer Pressekonferenz in Berlin der Öffentlichkeit diesen wichtigen Beschluß mit. Damit kehrt die Funkausstellung zum ersten Male nach dem Kriege wieder an ihre traditionelle Stätte unter dem Funkturm zurück, nachdem sie in der Nachkriegszeit dreimal in Düsseldorf und zweimal in Frankfurt a. M. stattgefunden hat. Man ist überzeugt, daß 1961 die deutschen Fachhändler und die Einkäufer aus dem Ausland in die Hallen unter dem Funkturm kommen werden. Es mag ein gutes Omen sein, daß dieser Beschluß am 22. März gefaßt worden ist, denn an diesem Tage vor 25 Jahren wurde in Deutschland der erste regelmäßige Programmdienst in Berlin aufgenommen.

Der Deutsche Tonjäger-Verband e. V. macht nämlich in Nr. 2/1960 seiner Zeitschrift „Tonband-Aufnahmen — unser Hobby!“ darauf aufmerksam, daß wahrscheinlich auch Rundfunk und Schallplattenhersteller ihre Forderungen anmelden würden. Setzt man für diese Stellen theoretisch etwa die gleiche Lizenzabgabe an, dann müßten die Tonband-Amateure im Jahre bis zu 15 Millionen DM zusätzlich aufbringen. Es wäre deshalb zweckmäßig, daß sich auf freiwilliger Grundlage die einzelnen Interessengruppen zusammenfinden, um gemeinsam eine tragbare und lebensnahe Endlösung zu finden. Der Deutsche Tonjäger-Verband richtet in diesem Zusammenhang die herzliche Einladung an GEMA, GELU, Rundfunk, Schallplattenindustrie und Fachunterabteilung „Phonogeräte und Zubehör“, gemeinsam mit dem Tonjäger-Verband einen Arbeitsausschuß gegen Mißbrauch des Urheberrechts zu bilden.

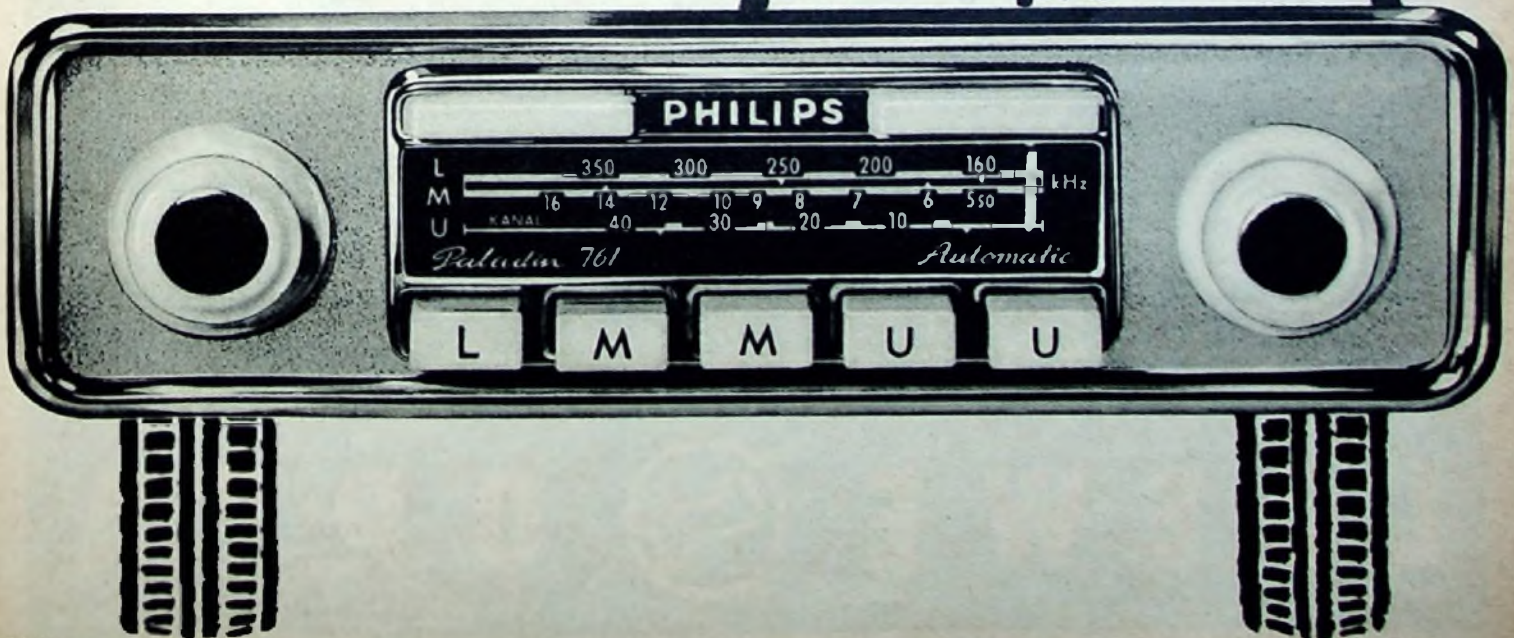
Musik im Auto = frohe Fahrt



Diese Gleichung stimmt genau. Musik im Auto – das ist der „Funke“, der den seelischen „Motor“ zündet – das ist Entspannung, Beruhigung und Anregung zugleich.

Und nun beobachten Sie einmal, wieviel Autofahrer heute noch „sang- und klanglos“ über die Autobahn rasen! Warum nur? Zumal es doch Philips Autoradio gibt – den Paladin 661 Automatic zum Beispiel, ein perfektes Empfangsgerät, ideal in der Bedienung, vieltausendfach bewährt, das Spitzengerät der Philips Autoradioserie! Der Paladin 661 Automatic verlangt keine Aufmerksamkeit. Ein kleiner Fingerdruck genügt, schon wandert der Zeiger über die Skala und bringt den nächsten Sender. Gefällt er nicht – nur ein Fingerdruck, und das Spiel beginnt von neuem. Und zu alledem kann man noch fünf besonders gern gehörte Sender durch Stationstasten fest einstellen. Bald kommt der Frühling, bald beginnt wieder die Reisezeit, die Autoradio-Nachfrage „liegt in der Luft“. Geben Sie Ihrem Kunden den richtigen Tip ...

... nimm doch **PHILIPS**



DANDY
DM 109,-



Die idealen Reisebegleiter

DANDY

Jederzeit und überall spielbereit.
Der leistungsfähige Transistoren-
Taschenempfänger für MW.

Abmessungen: 7 x 11,4 x 3 cm
Gewicht: 320 g mit Batterie

LORD

Der formschöne Koffersuper in
Transistoren-Technik für MW u. LW.
Einzigartiger Empfang bei
geringsten Batteriekosten.

Abmessungen: 26 x 18 x 7,5 cm
Gewicht: 1,8 kg mit Batterie

LISSY

Der perfekte UKW-Koffer mit
modernsten Transistoren. Hoch-
leistungsempfang auch auf MW.

Abmessungen: 26 x 18 x 7,5 cm
Gewicht: 1,9 kg mit Batterie



LORD
DM 179,-



LISSY
DM 239,-

LOEWE  **OPTA**



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Transistorisierte Empfänger des Auslands

Als die Serienfertigung der Transistoren in verschiedenen Ländern begann, waren die Manager im kommerziellen Bereich sehr beunruhigt über die vielen Ausfälle. Die Techniker meisterten aber diese Probleme in relativ kurzer Zeit. Ähnliche Vorgänge spielten sich bei der Transistorisierung von Geräten aller Art ab. Zunächst waren es die Gebiete Fernmeldewesen und kommerzielle Technik, die der Anwendung des Transistors eine breite Basis gaben. Hinzu kam die Elektronik mit ihren vielen Varianten. Dem Einsatz des Transistors in Rundfunk- und Fernsehempfängern gab man keine großen Chancen.

Inzwischen wurden in allen Kontinenten die gleichen Erfahrungen gesammelt. Der Transistor erweist sich in den Geräten des Konsumgütermarkts dort als rentabel, wo er gegenüber der Röhre wesentliche Vorteile bietet. Die erste Konsequenz dieser Erkenntnis war die Entwicklung des Transistor-Taschensupers. Er gehört von Anfang an zu den begehrten Konstruktionen in aller Herren Ländern. Die Gesamtabsatzziffer aller bisher hergestellten Packetables dürfte eine achtstellige Ziffer wohl erreicht haben. Während die deutsche Technik gute Klangqualität bei hoher Empfindlichkeit anstrebte und dementsprechend mittelgroße Konstruktionen schuf, bemühte man sich in Übersee um besonders kleine Abmessungen bei noch diskutabler Wiedergabegüte und ausreichender Empfangsleistung. Als kleinster 6-Transistor-Super wird heute ein MW-Empfänger mit den Abmessungen 86 x 56 x 26 mm angeboten. Dieses japanische Erzeugnis wiegt nur 200 g, hat einen Lautsprecher von 51 mm Durchmesser und wird aus einer 9-Volt-Batterie gespeist.

Japan konnte sich auf dem Exportmarkt gerade mit Transistorempfängern eine führende Stellung erobern. Besonders bekannt ist das Fertigungsprogramm der Sony Corporation, Tokio. Nach Kriegsende begann unter Leitung von M. Ikuba eine Gruppe junger Ingenieure, Meßgeräte und kommerzielle Einrichtungen zu fertigen. Das waren die Anfänge jenes Nachkriegsunternehmens — es firmierte zuerst unter Takyo Tsuchin Kagyo, Ltd., mit einem Kapital von nur 200 Dollar —, das in den Jahren 1946 bis heute zu einem Großbetrieb wuchs. 1954 fertigte Sony den ersten Transistor japanischer Herkunft. Heute umfaßt das Transistor-Radio-Programm etwa ein Dutzend Empfangsgeräte verschiedener Art. Unter den Taschensupern der mittelgroßen Typen sind besonders leistungsfähige Ausführungen mit HF-Stufe, acht Transistoren und zwei Wellenbereichen. Taschenempfänger mit KW-Bereich haben ausziehbare Stabantennen. Die größeren Transistor-Portables kommen im Format kleiner Reisesuper auf den Markt. Darunter gibt es Modelle mit „Home style economy“ und in AM/FM-Technik. Bei dem letzten Transistorempfänger ist das FM-Antennenproblem durch eine Teleskopantenne gelöst.

Auch die Japaner streben heute schon Konstruktionen von Rundfunkempfängern in Transistortechnik für den Heimgebrauch an. Zweifellos besteht ein gewisser Markt für Batteriegeräte ohne Netzanschluß, wie sie in den noch nicht stromversorgten Gebieten von Interesse sein mögen. Der Transistorsuper hat hier gegenüber dem Röhrengerät unbestrittene Vorzüge. Die beim Heimsuper großen Gehäuseformen lassen bei sorgfältiger Anpassung mehrerer Lautsprecher (auch an den Seiten) erstaunlich gute Klangqualität zu. Ein Sony-Modell im Flachformat und moderner Aufmachung — es erinnert an die Formgestaltung von Hi-Fi-Bausteinen — deutet eine Konstruktionsrichtung der Zukunft an.

Wie andere Konstruktionsbeispiele des Auslands zeigen, erobert sich die Transistortechnik auch das Gebiet des kommerziellen Empfängerbaues. Hohe Betriebssicherheit ist eine Forderung, die der volltransistorisierte Communications-Super in gedruckter Schaltungstechnik erfüllen kann.

Auch in Europa werden einschlägige Konstruktionen gebaut, wie es beispielsweise ein kommerzieller Kurzwellenempfänger holländischer Herkunft beweist. Dieser Empfänger ist für Grenz- und Kurzwellen im Bereich 1,9...15,7 MHz eingerichtet und erreicht eine maximale Empfindlichkeit von 2 μ V. Die Spiegelfrequenzsicherheit von rund 80 dB bei 2 MHz sinkt bei 15 MHz nur auf 50 dB ab. Es steht eine Ausgangsleistung von 500 mW zur Verfügung; die Leistungsaufnahme ist 0,6 W für eine Ausgangsleistung von 50 mW.

Die Bestrebungen, Rundfunkempfänger mit Gebrauchsgegenständen zu kombinieren, sind nicht neu. Neu sind jedoch manche Ideen, an die man bisher noch nicht gedacht hat, die aber irgendwie aussichtsreich scheinen. Entscheidend für die Einführung dieser Kombinationsgeräte dürften die erstaunlich geringen Abmessungen des Transistor-Radioteils sein. Ein typisches Beispiel für neue Möglichkeiten bietet ein Rundfunk-Fotoapparat japanischer Fertigung der Kowa Optical Works. „Ramerama“ besteht aus einem Transistorsuper mit sechs Transistoren, Lautsprecher und Höreranschluß für 9-V-Betrieb sowie einer 16-mm-Kamera mit 1:3,5/23-mm-Optik (Belichtung bis $\frac{1}{200}$ s). Die Absatzchancen werden günstig beurteilt, denn dieses vorwiegend für den Export gedachte Gerät brachte einen ersten Auftragsbestand von 250000 Stück. Selbst die USA zeigten hierfür Interesse. Ausschlaggebend für diesen beachtlichen Erfolg dürften außer der Leistungsfähigkeit der Radio- und Fotoeinheiten die kleinen Abmessungen sein. Durch den zusätzlichen Kamerateil wird der normale Taschen-Transistorsuper des „Ramerama“ nur um 25 mm länger.

Seit Jahren wurden vorwiegend von den USA und England volltransistorisierte Fernsehempfänger angekündigt. Die Entwicklung solcher TV-Portables bereitete offenbar weniger Probleme als die serienmäßige Fertigung. Immerhin dauerte es relativ lange, bis transistorisierte Fernsehgeräte auf dem Markt angeboten werden konnten. Über typische Vertreter dieser Klasse berichteten wir bereits ausführlich (FUNK-TECHNIK Nr. 22/1959, S. 728—730 sowie Nr. 1/1960, S. 7—8 und Nr. 2/1960, S. 41—42). Das zuletzt beschriebene Direktichtgerät mit 23 Transistoren, 12 Dioden und zwei Hochspannungsgleichrichterröhren arbeitet mit einer 36-cm-Bildröhre und erinnert in seiner Konstruktionsweise nach weitgehend an die Bauart der typischen Netzempfänger.

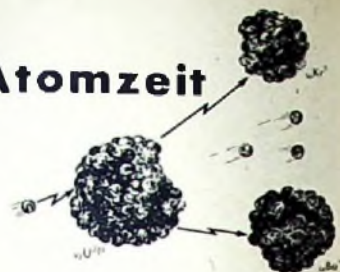
Einen „echten“ TV-Portable — die Serienfertigung hat inzwischen begonnen — stellte kürzlich Sony, Tokio, vor. Er kommt mit 23 Transistoren und 14 Dioden aus und hat die geringen Abmessungen von 16 x 20 x 22 cm. Das Gewicht (einschließlich Batterien) von etwa 6 kg läßt nach einem bequemen Transport zu. Formgebung und Proportionen stehen hier in einem günstigen Verhältnis. Die wichtigste Konstruktionsvoraussetzung bildet bei diesem Empfänger eine neu entwickelte Bildröhre mit 20 cm Diagonale, deren Bildgröße man bei Direkticht als vorteilhaft ansehen muß. Als Empfangsantenne ist ein ausziehbares Teleskop eingebaut, das durch eine Außenantenne ersetzt werden kann. Dieser Sony-TV-Portable verwendet gedruckte Schaltung und gilt als sehr betriebssicher. Wie die Erfahrungen zeigen, sind Reparaturen wesentlich seltener als bei Röhrenempfängern. Wenn die Produktion das Anfangsstadium überwunden haben wird, rechnet man zum Jahresende mit einer Kapazität von monatlich 10000 Stück.

Die Fertigung transistorisierter Empfänger des Auslands läßt heute schon gewisse Höhepunkte erkennen. Wir sehen aber erst am Anfang einer Technik, die Hand in Hand mit der Miniaturisierung geht. Berücksichtigt man die jüngsten Fortschritte dieser Konstruktionsart, dann darf man auf die Ergebnisse der Mikro-Miniaturisation sehr gespannt sein.

Werner W. Diefenbach

KERNREAKTOREN • Kraftmaschinen der Atomzeit

Eine Übersicht über die vielfältigen Möglichkeiten ihres Aufbaues und ihrer technischen Gestaltung



Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 6, S. 173

Wie bereits beschrieben, sind nur langsame, das heißt relativ energiearme Neutronen imstande, Uran-235-Kerne zu spalten. Energiereiche, schnelle Neutronen dagegen werden bei natürlichem Uran von den in großer Überzahl (99,3%) vorhandenen Uran-238-Kernen eingefangen, ohne daß diese Kerne gespalten werden. Da dieses Neutronen-Einfangen vorzugsweise bei ganz bestimmten Werten der Neutronenenergie, der sogenannten Resonanzenergie, erfolgt, spricht man auch von „Resonanz-Einfangen“. Durch Resonanz-Einfangen werden zum Beispiel Uran-235-Kerne in Uran-236-Kerne übergeführt; allerdings ist das ein wegen der Seltenheit der Uran-235-Kerne untergeordnetes Ereignis. Durch Resonanz-Einfangen werden aber die in großer Anzahl vorhandenen Uran-238-Kerne in Uran-239-Kerne verwandelt, die unbeständig sind und über Neptunium in Plutonium übergehen, das seinerseits wieder ein spaltbarer Stoff ist.

Nach diesen Vorbemerkungen dürfte Bild 7 verständlich sein, das eine schematische Übersicht über die in einer bestimmten Reaktor-Anordnung ablaufenden Prozesse gibt. An oberster Stelle steht hier die Tatsache, daß aus bei Kernspaltungen entstandenen 1000 beliebig herausgegriffenen schnellen Neutronen schließlich wieder 1000 schnelle Neutronen resultieren, die den Prozeß der Kernspaltung im gleichen Maße fortführen. Die Betrachtung des Schicksals der 1000 Neutronen zeigt im einzelnen, daß etwa 192 schnelle Neutronen bei der gegebenen Anordnung aus dem Reaktor entweichen und in der biologischen Abschirmung „steckenbleiben“. 100 weitere schnelle Neutronen gehen durch Resonanz-Einfangen an Uran-235- und Uran-238-Kerne verloren, je vier weitere schnelle Neutronen haben Uran-235- beziehungsweise Uran-238-Kerne gespalten und dabei je zehn neue schnelle Neutronen entstehen lassen. Man rechnet hier damit, daß bei der Spaltung eines jeden Kerns im Mittel 2,5 neue schnelle Neutronen entstehen. Der Rest an schnellen Neutronen (700) ist vom Moderator abgebremst und dadurch in langsame, thermische Neutronen verwandelt worden. Von diesen 700 Neutronen entweichen rund 75 aus dem Reaktor, etwa 208 Neutronen gehen durch Resonanz-Einfangen an Uran-235- und Uran-238-Kerne verloren, zwei weitere werden durch das Reaktormaterial und 23 durch die im Reaktorbetrieb entstandenen Spaltungsprodukte eingefangen. Zu diesen Spaltungsprodukten gehört, wie beschrieben, auch Plutonium. Etwa zehn langsame Neutronen spalten dieses neugebildete Plutonium, der Rest, 382 Neutronen, spaltet Uran-235. Es ist also ein relativ geringer Anteil an Neutronen, der die Kernspaltung im angestrebten Sinne fortführt. Dabei entstehen 955 neue Neutronen. Alle vier Spaltprozesse zusammen liefern also im Mittel wieder 1000 schnelle Neutronen; es herrscht im Reaktor Neutronen-Gleichgewicht.

Bei allem Schematischen läßt diese Darstellung doch verschiedene Grundzüge der Reaktortechnik deutlich werden. Man erkennt erstens, daß in einem Reaktor viele verschiedene Prozesse ablaufen. Zweitens sieht man daraus, daß sich in den Brennelementen die Spaltstücke der Kernspaltungsprozesse allmählich anreichern, bis schließlich ein Zustand erreicht ist, in dem die Spaltstücke so sehr überwiegen, daß der Vorgang des Neutronen-Einfangens der Spaltungsprodukte einen unzulässig hohen Anteil erlangt. Die Brennelemente sind dann – noch längst bevor ihr Anteil an Spaltstoff erschöpft ist – ausgebraucht und müssen ausgetauscht werden. Man erkennt drittens, daß in einem Reaktor nicht nur Kernspaltungsprozesse ablaufen, sondern auch neuer Spaltstoff (Plutonium) erzeugt wird. Es wird also nichtspaltbares Material, wie Uran-238, in spaltbares Material, nämlich Plutonium, umgewandelt, und zwar um so mehr, je mehr schnelle Neutronen zur Verfügung stehen. Da aber bei diesem Prozeß keine Energieentbindung erfolgt, wird in dem Maße, in dem der Prozeß des Resonanz-Einfangens schneller Neutronen durch Uran-238 vorwiegt, die thermische Energieerzeugung des Reaktors herabgesetzt. Tatsächlich ist sie bei Reaktoren, die in der Hauptsache Plutonium für militärische Zwecke erzeugen, so gering, daß sich die Ausnutzung der thermischen Leistung nicht lohnt. Umgekehrt ist bei Anwendung eines wirksamen Moderators die Plutoniumerzeugung gering.

keine Parallele hat: Man kann die Atom- asche nicht einfach verlorengeben, wie man es mit der Asche der Kohlefeuerung tut, sondern es ist notwendig, die „ausgebrauchten“ Brennelemente aufzuarbeiten, d. h. sie von Spaltprodukten zu befreien und gegebenenfalls die gebildeten Spaltstoffe zu isolieren, um sie wirtschaftlich zu nutzen.

Mit anderen Worten: Der Reaktor-Brennstoff wandert wieder in den Reaktor zurück; er führt einen Zyklus aus, den man als Brennstoff-Zyklus bezeichnet. Man versteht darunter alle Prozesse, die vom reaktorfertigen Kernbrennstoff über seinen Einsatz im Reaktor und die chemische

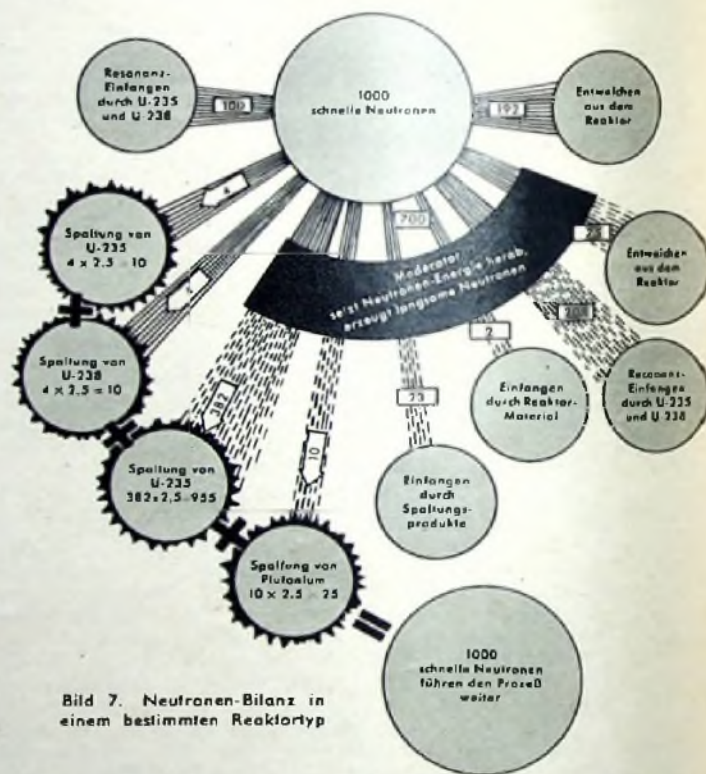


Bild 7. Neutronen-Bilanz in einem bestimmten Reaktortyp

Brennstoff-Zyklen

In jedem Falle entsteht also in einem Reaktor je nach Bauform und Betriebsweise neben den Bruchstücken des Spaltstoffes (Spaltprodukte) neuer Spaltstoff, den man wirtschaftlich ausnutzen kann und gegebenenfalls auch nutzen muß, um die Kosten der Energiegewinnung zu senken. Zugleich aber werden die Brennelemente durch die Anreicherung mit Spaltprodukten zunehmend „vergiftet“, so daß man sie aus dem Reaktor entfernen muß, bevor ein nennenswerter Bruchteil ihres spaltbaren Materials ausgenutzt ist. Man rechnet gelegentlich mit einem Nutzungsgrad von nur 15%, worauf eine Auswechslung notwendig wird. Durch beide Umstände, Vergiftung und Bildung neuen Spaltstoffes, kommt in die Reaktortechnik ein Zug hinein, der in der Kesselfeuerungstechnik

Aufarbeitung des „Atom-mülls“ schließlich zu seiner erneuten Verwendung im Reaktor führen. Man kann sehr verschiedene Brennstoff-Zyklen realisieren, je nachdem, mit welcher Art von Brennstoff der Zyklus beginnt, ob man gegebenenfalls eine Anreicherung an spaltbarem Material über das natürliche Maß (0,7%) hinaus anstrebt oder ob gar die Erzeugung von Spaltstoff im Vordergrund des Reaktorbetriebes steht usw. Dabei sei darauf aufmerksam gemacht, daß nicht nur Uran, sondern auch Thorium als Ausgangsmaterial für die Spaltstoff-Gewinnung in Frage kommt und bereits versuchsweise verwendet wird.

Reaktor-Arten

Unter den verschiedenen Reaktor-Bauarten, die in den letzten Jahren entwickelt worden sind, lassen sich nach dem Ver-

wendungszweck grob vereinfachend Forschungsreaktoren, Leistungsreaktoren und Brutreaktoren unterscheiden. Forschungsreaktoren sind, wie der Name sagt, Reaktoren, die hauptsächlich für Forschungs- und Entwicklungszwecke verwendet werden. Bei ihnen steht nicht die Abgabe nutzbarer elektrischer Arbeit im Vordergrund, sondern die in ihnen entstehende Korpuskularstrahlung und die Gammastrahlen. Derartige Reaktoren sind daher mit besonderen Einrichtungen versehen (Strahlkanäle), durch die man die Strahlung nutzbar machen, zum Beispiel zum Bestrahlen irgendwelcher Materialien verwenden kann. Auch zur Gewinnung radioaktiver Isotope werden Forschungsreaktoren benutzt.

Im einzelnen sind zahlreiche Typen von Forschungsreaktoren entwickelt worden, und es besteht auf diesem Gebiet eine weit größere Variabilität als auf dem Felde der Leistungsreaktoren. Spezielle Bauformen sind u. a. Hochschulreaktoren, die vorwiegend zu Ausbildungszwecken dienen, und Materialprüfreaktoren, die zur Untersuchung von Materialien aller Art auf ihr Verhalten unter dem Einfluß starker Neutronenströme verwendet werden und damit Mittel zur Entwicklung der Reaktortechnik selbst sind. Mehrere Forschungsreaktoren sind in Deutschland bereits in Betrieb.

Leistungsreaktoren, auch Kraftwerksreaktoren oder Energiereaktoren genannt, haben die einzige (oder wenigstens vorwiegende) Aufgabe, in möglichst wirtschaftlicher Weise nutzbare Energie zu erzeugen. Neben stationären Leistungsreaktoren sind transportable Reaktoren entwickelt worden, die zum Betrieb von Schiffen, Flugzeugen und Landfahrzeugen Verwendung finden sollen. Praktisch realisiert und von erheblicher technischer Bedeutung ist der Schiffsreaktor.

Unter Brutreaktoren versteht man Reaktoren, die beim Betrieb im Sinne des oben Gesagten größere Mengen neuen Spaltstoffes entstehen lassen und die entweder ausschließlich zur Gewinnung neuen Spaltstoffes betrieben werden oder - als Idealbild der Zukunft - Spaltstoffgewinnung und Energieerzeugung in sich vereinigen. Nach der Art des verwendeten Brennstoffs hat man Natururan-Reaktoren, Reaktoren mit angereichertem Natururan und, als Extrem, mit reinem Spaltstoff arbeitende Reaktoren zu unterscheiden. Natururan ist Uran in seiner auf der Erde vorkommenden „natürlichen“ Isotopen-Zusammensetzung, d. h. Uran, das aus 99,3 % des Isotops Uran-238 und 0,7 % des Isotops Uran-235 besteht. Angereichertes Uran ist ein durch Zusatz von spaltbarem Material auf mehr als 0,7 % Spaltstoffgehalt gebrachtes Uran-238. Die Anreicherung, zu der nicht nur Uran-235, sondern auch andere Spaltstoffe (Plutonium und Uran-233, die beide im Reaktor aus Uran-238 beziehungsweise Thorium-232 entstehen) verwendet werden können, kann bis zur völligen Trennung der Isotope fortgeführt werden. In dem Maße, wie der Kernbrennstoff mit Spaltstoff angereichert wird, verteuert er sich; während Natururan in den USA beispielsweise mit 165...330 DM/kg notiert wird, kostet ein auf 1 % Uran-235 angereichertes Material bereits 300...380 DM/kg, und für ein auf 2 % Uran-235 angereichertes Material werden etwa 850...1500 DM/kg bezahlt. Hoch angereichertes Material hingegen wird mit 63...126 DM/g berechnet. Andererseits liegt der Energiegehalt angereicherter und reiner Spaltstoffes erheblich höher als der von Natururan.

Theoretisch lassen sich aus einer Tonne Natururan maximal rund 7000 MW-Tage elektrische Arbeit gewinnen, während der theoretische Maximalwert für reines Uran-235 etwa 1000 000 MW-Tage je Tonne beträgt. Die praktisch erreichbaren Werte liegen aber wesentlich niedriger. Die Frage, ob ein Reaktor mit Natururan oder mit angereichertem Brennstoff betrieben werden soll, hängt von einer Fülle von Faktoren ab, die hier nicht im einzelnen diskutiert werden können, nicht zuletzt auch von den Beschaffungsmöglichkeiten für Natururan und angereichertem Brennstoff.

Nach der Art der Brennstoff-Anordnung im Reaktor hat man zwei große Gruppen von Reaktoren zu unterscheiden: heterogene Reaktoren und homogene Reaktoren. Unter einem Heterogenreaktor versteht man einen Reaktor, bei dem Brennstoff und Moderator (Bremsstoff) voneinander getrennt angeordnet sind, meistens in einem regelmäßigen Muster, wie am Beispiel des Reaktorkerns des Kraftwerks Calder Hall bereits geschildert. Uranstäbe, die in den Kanälen eines Graphitblocks regelmäßig angeordnet sind, oder Uranplatten, die in regelmäßigen Abständen in die Füllung eines Wassertanks eintauchen, bilden eine heterogene Reaktorordnung. Beim Homogenreaktor dagegen sind Brennstoff und Moderator innig miteinander vermischt, indem zum Beispiel Uransalz in Wasser gelöst oder der Brennstoff in Form feinsten Teilchen in einem flüssigen Medium aufgeschwemmt oder metallisches Uran mit einem flüssigen Metall legiert ist.

Nach der Art der Wärmeabführung sind gasgekühlte und flüssigkeitsgekühlte Reaktoren zu unterscheiden, wobei oft wieder insofern ein Unterschied in der Art der Flüssigkeitskühlung besteht, als man mit Naturumlauf oder Zwangsumlauf arbeiten und verschiedene Drücke verwenden kann.

Die korrekte Bezeichnung einer Reaktor-Bauart setzt also zumindest die Angabe des verwendeten Brennstoffs, des benutzten Moderators, des Kühlmittels und gegebenenfalls noch seine Kennzeichnung als heterogener oder homogener Reaktor voraus.

Gasgekühlte, graphitmoderierte Natururan-Reaktoren

Der folgende Überblick über die wichtigsten Reaktor-Bauarten erstreckt sich in erster Linie auf Leistungsreaktoren. Hier steht der Reaktor vom Calder-Hall-Typ, der als der erste und älteste in Betrieb gekommene Leistungsreaktor-Typ der Welt gelten darf, obenan. Er ist, wie bereits beschrieben, ein mit natürlichem Uranmetall betriebener, durch Graphit moderierter und durch Gas gekühlter Heterogenreaktor, der in seiner derzeitigen Bauform durch folgende Daten gekennzeichnet ist:

Maximaltemperatur der Brennstoffhüllen: etwa 400° C; Kühlmitteltemperatur: beim Eintritt in den Reaktorkern 140° C, beim Austritt 336° C; Dampfleistung: rund 180 000 kg/h 12,6 atü, 310° C und rund 54 000 kg/h 3,6 atü, 170° C; elektrische Leistung: brutto 42,0 MW, netto 34,5 MW; Kühlmittel: Kohlendioxid etwa 25 t im Druckkreislauf, 6,8 atü, Strömungsgeschwindigkeit etwa 3,2 t/h, Aufbewahrung als Flüssigkeit in fünf Druckbehältern.

Bisher liegen mit Reaktoren dieses Typs Erfahrungen von teilweise mehr als dreijähriger Dauer vor, die gewisse Richtlinien für die weitere Entwicklung dieses

Reaktor-Typs geliefert haben. Für das derzeitige britische Atomenergie-Programm, das durch die Planung beziehungsweise den in Angriff genommenen Bau von mehreren weiteren Atom-Großkraftwerken gekennzeichnet ist - sie werden 1960/61 in Betrieb kommen - ist der Calder-Hall-Reaktor richtungweisend. Bei den zur Zeit im Bau befindlichen Reaktoren verwendet man stärkere Druckkessel, die größere Durchmesser beziehungsweise höhere Drücke (oder beides gleichzeitig) gestatten.

Die weiteren Bemühungen um die technische Fortentwicklung des gasgekühlten, graphitmoderierten Reaktor-Typs sind auf die Erhöhung der Energieausbeute gerichtet, die beim Calder-Hall-Reaktor bisher kaum mehr als 1500 MW-Tage je Tonne spaltbaren Materials erreicht. Man hat begründete Hoffnungen, durch den Übergang zu Brennstoffelementen, die nicht aus metallischem Natururan, sondern aus schwach angereichertem Uranoxid bestehen, auf eine Ausnutzung des Spaltstoffs von über 6000 MW-Tage je Tonne gelangen zu können. Im Innern derartiger Spaltstoffelemente treten wesentlich höhere Temperaturen (bis etwa 2200° C) auf, die entsprechend höhere Oberflächentemperaturen der Hüllen zur Folge haben. Daher muß man Beryllium an Stelle von Magnesium als Hüllenwerkstoff verwenden. Wegen der geringeren Wärmeleitfähigkeit des Oxyds sind aber noch eine Reihe von Wärmeübergangs-Problemen zu lösen, bevor der neue Reaktor-Typ, der eine thermische Leistung von 100 MW haben soll, Wirklichkeit werden kann. Interessanterweise glaubt man, den neuen Typ billiger bauen zu können als den Calder-Hall-Typ, da die um 20...25 % höheren Brennstoffkosten durch eine noch größere Steigerung der spezifischen Leistung (MW je t Uraneinsatz) mehr als ausgeglichen werden.

Hochtemperatur-Reaktoren

Diese Pläne und Entwicklungen lassen eine der typischen Linien der modernen Reaktor-Entwicklung deutlich werden: den Zug zum Hochtemperatur-Reaktor. Das Ziel ist, so hohe Ausgangstemperaturen zu erreichen, daß moderne Dampfkraftwerke mit dem Reaktor betrieben werden können. Zur Zeit werden in allen an der Reaktortechnik beteiligten Ländern Projekte für Hochtemperatur-Reaktoren ausgearbeitet. Kennzeichnend dafür sind besondere Brennelemente. Da beim Übergang zu höheren Temperaturen die Brennstoffhülle die größten Schwierigkeiten bereitet, versucht man, ohne sie auszukommen. Man vermischt den Spaltstoff innig mit dem Moderator Graphit und stellt daraus nach keramischen Verfahren geeignete Gebilde, etwa Kugeln, her, die aufeinander geschichtet den Reaktorkern bilden. Bei dem deutschen Projekt eines derartigen „Kugelhaufen-Reaktors“ (eine gemeinsame Entwicklung der Firmen Krupp und BBC, die auf Dr. R. Schulten zurückgeht) werden Kugeln von etwa 6 cm Ø verwendet, die im Innern aus einem Gemisch von Urankarbid (für Brutzwecke aus Thoriumkarbid) und Graphit bestehen und die einen gasdurchlässigen Mantel aus reinem Graphit haben. Verwendung findet ein auf 20 % Uran-235 angereichertes Uran. Die Kugeln haben eine sehr gute Festigkeit, die sie bis zu Temperaturen von über 2000° C beibehalten. Man rechnet jedoch damit, den Reaktor bis höchstens etwa 1000° C zu betreiben. Der Kugelhaufen, der den Reaktorkern bildet, wird von einem inerten Kühlgas

(Gemisch von Helium und Neon) durchströmt, das mit etwa 200°C eintritt und den Kern mit etwa 850°C verläßt. Es tritt dann in einen über dem Reaktorkern angeordneten Dampferzeuger ein, der bei dem geplanten Leistungsreaktor für 75 atü Dampfdruck und 505°C Dampftemperatur ausgelegt ist.

Einzelheiten des Aufbaus gehen aus Bild 8 hervor. Erwähnt sei noch, daß der Reaktorkern von einem Graphit-Reflektor (16 im Bild 8) umgeben ist, aus dem vier rippenförmige Vorsprünge 6 in den Kern hineinragen. Diese Graphitrippen enthalten Kanäle, in die die Abschaltstäbe einfallen können. Im übrigen ist der Reaktor dadurch charakterisiert, daß bei ihm die Energieentbindung zurückgeht, wenn die Temperatur zu hoch wird, und die Energieentbindung angeregt wird, wenn die Temperatur sinkt. Das hat zur Folge, daß beim Hochtemperatur-Reaktor große Schwankungen der Temperatur zulässig sind und daß Sicherheits- und Regelstäbe überflüssig werden. Ein Reaktor dieses Typs ist also eine außerordentlich sichere Anlage. Außerdem sollen wegen des einfachen Aufbaus die Anlagekosten verhältnismäßig niedrig sein. Man hofft auch,

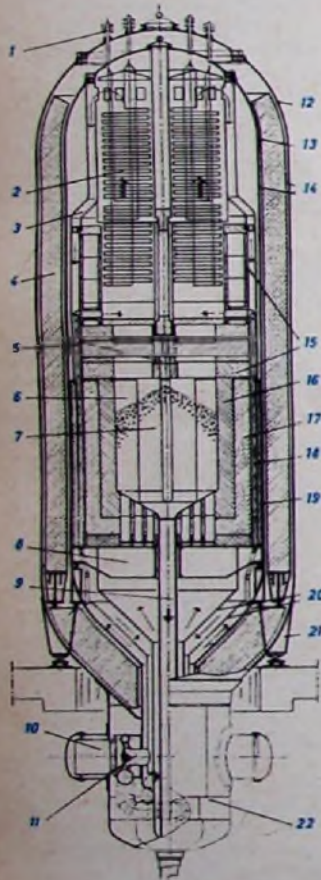
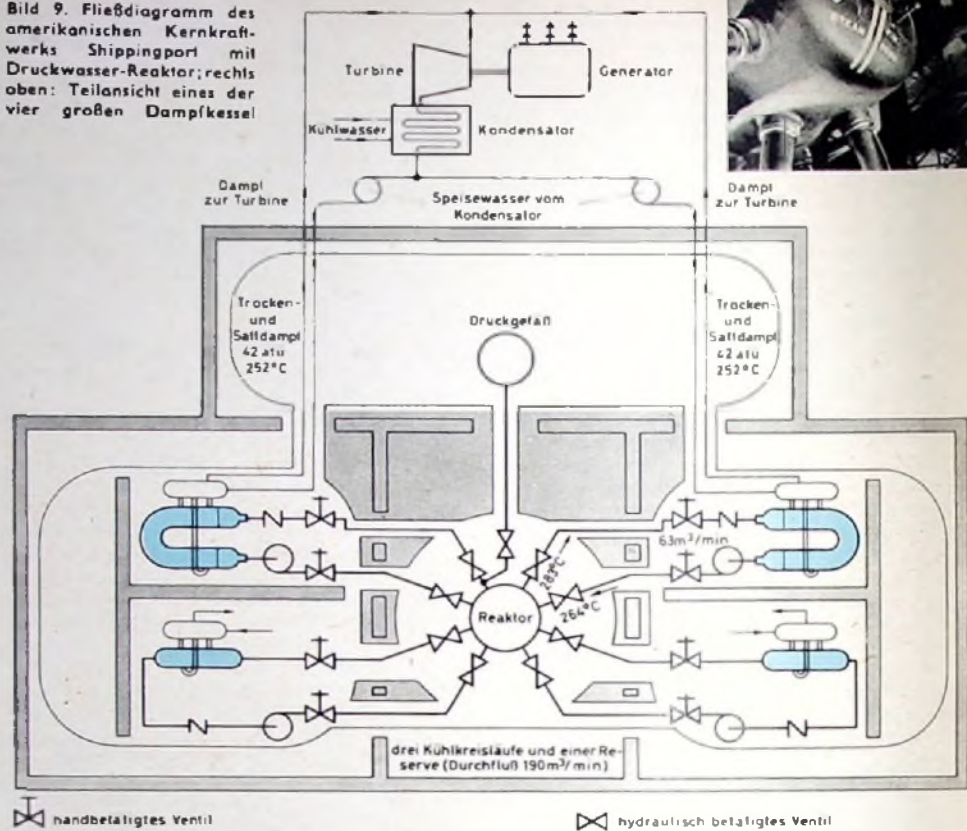


Bild 8. Hochtemperatur-Reaktor Bauart BBC/Krupp (schematischer Schnitt)

- 1 Durchführung der Dampferzeugerröhre
- 2 Dampferzeuger
- 3 Kühlgas-Führungsbleche
- 4 Biologischer Schild
- 5 Brennstoffkugeln-Zufuhr
- 6 Rippen für Abschaltstäbe
- 7 Reaktorkern
- 8 Tragrost
- 9 Brennstoffkugeln-Abzug
- 10 Antriebsmotor
- 11 Gebläse
- 12 Schutzbehälter
- 13 Schutzbehälter
- 14 Sperrspalt
- 15 Kohlestainbrücke
- 16 Reflektor
- 17 Kohlestainmantel
- 18 Beipabrahre
- 19 Thermischer Schild
- 20 Kühlgas-Führungsbleche
- 21 Fußkonstruktion
- 22 Gebläsedom

auf hohe Abbrandfaktoren, d. h. günstige Werte der Brennstoffausnutzung, gelangen und bei größeren Anlagen mit der Energiegewinnung laufend aus Thorium neuen Spaltstoff gewinnen, d. h. eine ideale Form kombinierten Energieerzeugungs- und Brutbetriebs realisieren zu können. Reaktoren dieses Typs dürften allerdings noch gewisse Entwicklungsarbeiten erforderlich machen, in denen Einzelfragen, wie die der Reinhaltung der Kühlgase von flüchtigen Spaltprodukten (zum Beispiel Xenon, das die gefürchteten Xenon-Vergiftungen des Reaktors hervorruft) sowie von Sauerstoff, Kohlenoxyd und Kohlenensäure, zu klären sein werden.

Bild 9. Fließdiagramm des amerikanischen Kernkraftwerks Shippingport mit Druckwasser-Reaktor; rechts oben: Teilsicht eines der vier großen Dampfkessel



Flüssigkeitsgekühlte Reaktoren

Unter den flüssigkeitsgekühlten Reaktoren hat man mit Wasser, mit organischen Flüssigkeiten und mit flüssigen Metallen gekühlte Typen zu unterscheiden. Unter den wassergekühlten heterogenen Reaktoren sind wiederum Siedewasser- und Druckwasser-Reaktoren zu unterscheiden. Siedewasser-Reaktoren haben ihren Namen daher, daß bei ihnen an der Oberfläche der Brennstoffelemente Dampfbildung durch Sieden zulässig ist und der erzeugte Sattdampf u. U. direkt in der Turbine ausgenutzt oder über einen Sekundärkreis mit Wärmeaustauscher geführt wird.

Im einzelnen hat man nun zwischen Siedewasser-Reaktoren mit natürlichem Umlauf, mit Zwangsumlauf und mit Zweidruck-Betrieb zu unterscheiden. Die Reaktoren, bei denen das Kühlmittel gleichzeitig der Moderator ist, können entweder mit leichtem oder schwerem Wasser betrieben werden.

Druckwasser-Reaktoren sind mit leichtem oder schwerem Wasser gekühlte und moderierte Reaktoren, bei denen der Druck so hoch ist, daß kein Sieden des Wassers eintritt. Die erforderlichen Drücke liegen zum Beispiel bei 280°C Betriebstemperatur des Kühlmittels zwischen etwa 150 und 170 atü.

Kraftwerk Shippingport

Der Druckwasser-Reaktor darf unter den mit angereichertem Uran arbeitenden Reaktoren als der Reaktor mit der größten Sicherheit und zugleich als der am eingehendsten erprobte Reaktor gelten. Er ist der Reaktor-Typ des ersten Atomkraftwerks, das in Amerika in Betrieb genommen wurde (Bild 9). Das Werk liegt in Shippingport, Pa., und hatte zu Betriebsbeginn (Ende 1957) eine elektrische Nettoleistung von 60 000 kW, die in einem Reaktor erzeugt wurde. Inzwischen wurde dieser Reaktor durch entsprechende Umbauten auf eine elektrische Nettoleistung

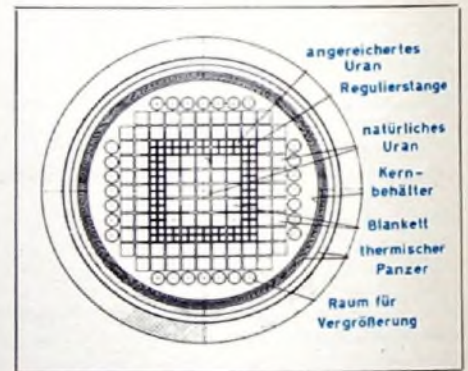


Bild 10. Schnitt durch den durch leichtes Wasser moderierten und gekühlten Druckwasser-Reaktor des Kernkraftwerks Shippingport, der durch eine Kombination von Brennstoffelementen aus hoch angereichertem Uran und ein „Blankett“ aus natürlichem Uran (als Brutstoffelemente) gekennzeichnet ist (nach Münzinger, F.: Atomkraft, Springer-Verlag, 1957)

von rund 100 000 kW gebracht. Der verwendete Spaltstoff ist in der Mitte und in den Außenbezirken des Reaktorkerns verschieden (Bild 10). In der Mitte und außen wird ein „Blankett“ aus natürlichem Uran verwendet, dazwischen sind Patronen mit hoch angereichertem Uran (92,3% Uran-235, 7,7% Uran-238) untergebracht.

Der Kern ist aus 32 Platten hoch angereichterten Urans und 113 „Blankett“-Stäben aufgebaut. Er hat die Form eines senkrechten Zylinders von etwa 2,75 m Höhe und 1,80 m Ø. Als Hüllmaterial für die Brennstoff-beziehungsweise Brutstoffelemente wird die Zirkonlegierung „Zircaloy 2“ benutzt. Die gesamte Brennstoff-beziehungsweise Brutstoff-Beschickung besteht aus 52 kg angereichertem Uran und 12 t Natururan. Das Kühlsystem arbeitet unter einem Druck von 140 atü bei 284°C Eintritts- und 283°C Austrittstemperatur. Es sind vier Kühlkreisläufe vorhanden, von denen drei für Volleistung ausreichen. (Wird fortgesetzt)

NACHRICHTEN AUS DEM WELTALL

Bis auf den heutigen Tag weiß man noch nichts Genaues über die Entstehung der Planeten und den Ursprung des Lebens. Trotzdem besteht die Wahrscheinlichkeit, daß andere Fixsterne, ähnlich wie unsere Sonne, Planeten haben. Unter den Planeten unseres Sonnensystems sind es Erde und sehr wahrscheinlich auch Mars, die Lebewesen begünstigen; in gleicher Weise können das Leben begünstigende Planeten auch bei anderen Fixsternen existieren. Einige dieser Planeten könnten nun mit Lebewesen bevölkert sein, die schon länger als die Menschheit bestehen und ein hohes wissenschaftliches Niveau erreicht haben. Diese Möglichkeiten führen Giuseppe Cocconi und Philip Morrison von der Cornell Universität in Ithaca (New York) zu der Vermutung¹⁾, daß es in der Nähe eines der Sonne ähnlichen Sternes wahrscheinlich Zivilisationen mit naturwissenschaftlicher Forschung geben wird, deren technische Möglichkeiten weit größer sein können als die, die uns heute zur Verfügung stehen.

Den Lebewesen einer solchen hochentwickelten Zivilisation muß unsere Sonne als ein Stern erscheinen, in dessen Nähe die Entstehung von Leben möglich ist. Mit hoher Wahrscheinlichkeit werden sie dann schon auf das Entstehen naturwissenschaftlicher Forschung in der Nähe der Sonne gewartet haben. Es ist möglich, daß sie bereits vor längerer Zeit mit uns Kontakt aufnehmen wollten und uns zu diesem Zweck Nachrichten senden, die wir eines Tages bemerken müßten. Sie würden dann geduldig auf Antwortsignale aus dem Bereich unseres Sonnensystems warten, die ihnen die Gewißheit geben würden, daß eine weitere Gesellschaft in die kosmische Gemeinschaft der intelligenten Wesen eingetreten ist. Auf welchem Wege würden sie uns wohl solche Nachrichten übermitteln?

Ermittlung des günstigsten Verbindungsweges

Interstellare Verbindungen ohne Laufzeitverzerrungen und ohne Ablenkung der Strahlrichtung scheinen, soweit man es beurteilen kann, nur mit elektromagnetischen Wellen sinnvoll.

Da es die Absicht der die Nachrichten sendenden Lebewesen ist, eine erst vor kurzem gegründete Zivilisation zu entdecken, ist anzunehmen, daß uns die Nachrichten auf einer solchen Frequenz erreichen, bei der an die Empfangsapparaturen geringste Anforderungen gestellt werden und eine Ortung des Senders verhältnismäßig leicht möglich ist. Darüber hinaus dürfen die Signale auf dem Wege durch das Weltall und durch Atmosphären nicht allzu sehr geschwächt werden. Frequenzen unter 1 MHz und alle Frequenzen über den bei 30 000 MHz liegenden Absorptionslinien der Moleküle bis hinauf zu den kosmischen Gammastrahlen unterliegen starker Absorption in den Atmosphären der Planeten und kommen deshalb nicht in Betracht. Besonders die sehr hohen Frequenzen erfordern hohe Sendeleistungen und eine komplizierte Empfangstechnik. Als vernünftiger Frequenzbereich für inter-

stellare Verbindungen bleibt also das Band von etwa 1 MHz bis 10⁴ MHz.

Bei ihrem Empfang müssen sich die Signale gegen zwei Geräuschquellen abheben, und zwar gegen

1) die Radiostrahlung der Sonne, zu der der betreffende Planet gehört (die zu geringe Winkelauflösung der Empfangsapparatur wird den Sender nicht von dem in der Nähe stehenden Fixstern trennen können, weil der Sender und der nahe Stern vermutlich unter einem Winkel < 1" erscheinen).

2) das von der Empfangsapparatur aufgenommene galaktische Rauschen.

Bei der Untersuchung der Frequenzabhängigkeit dieser Störstrahlungen zeigt sich, daß ein Stern ähnlich unserer „ruhigen“ Sonne eine Störleistung erzeugt von

$$\frac{dP_{RS}}{df} = p_{RS} = 10^{-16} \frac{f^2}{R^2} A_E \quad [\text{W/Hz}] \quad (1)$$

(P_{RS} = in der Entfernung R aufgenommene solare Rauschleistung [W], p_{RS} = auf die Bandbreite bezogene Rauschleistung des Sternes [W/Hz], f = Empfangsfrequenz [Hz], R = Entfernung vom strahlenden Stern [m], A_E = Wirkfläche der Empfangsantenne [m²]).

Das mittlere galaktische Rauschen ergibt in etwa $\frac{2}{3}$ aller Himmelsrichtungen eine auf die Bandbreite bezogene galaktische Rauschleistung p_{RG} von

$$p_{RG} = \left(\frac{10^{-12,5}}{f} \right) \left(\frac{\lambda^2}{A_E} \right) A_E \quad [\text{W/Hz}] \quad (2)$$

(λ = Empfangswellenlänge [m]).

Der erste Faktor berücksichtigt die frequenzabhängige Verteilung des galaktischen Rauschens, der zweite gibt die Abhängigkeit vom empfangenen Raumwinkel an (da es sich bei der Milchstraße um einen flächenhaften Strahler handelt, nimmt das empfangene Rauschen in dem Maße ab, wie der vom Radioteleskop aufgenommene Raumwinkel kleiner wird), und schließlich nimmt das aufgenommene Rauschen proportional zur Antennenwirkfläche zu. In Richtung der Ebene unseres Milchstraßensystems steigt das Rauschen bis auf das 40fache des angegebenen Wertes.

Durch Addition von Gl. (1) und Gl. (2) ergibt sich die gesamte aufgenommene Rauschleistung zu

$$p_R = p_{RS} + p_{RG} = 10^{-16} \frac{f^2}{R^2} A_E + \frac{10^{-12,5}}{f} \lambda^2 \quad [\text{W/Hz}] \quad (3a)$$

Da $\lambda = \frac{c}{f}$ [m] und $c = 3 \cdot 10^8$ [m/s] ist, wird

$$\lambda^2 = \frac{9 \cdot 10^{16}}{f^2}$$

und

$$p_R = 10^{-16} \frac{f^2}{R^2} A_E + \frac{10^{4,49}}{f^2} \quad [\text{W/Hz}] \quad (3b)$$

Dieses Rauschen weist bei der Frequenz f_{opt} ein Minimum auf. Durch Differentiation und Nullsetzen erhält man schließlich

$$f_{opt} = 10^4 \frac{R^{0,4}}{A_E^{0,2}} \quad [\text{Hz}] \quad (4)$$

Mit $R = 10$ Lichtjahren $\approx 10^{17}$ m und $A_E = 10^4$ m² wird

$$f_{opt} \approx 10 \text{ GHz}$$

Es ist wahrscheinlich, daß die erwarteten Signale in der Gegend dieses Minimums liegen werden.

Da R und A_E variabel sind, kann f_{opt} noch in einem ziemlich breiten Frequenzbereich liegen. Allerdings ist es schwierig, ein so breites Frequenzband nach schwächsten Signalen abzusuchen. Aus diesem Bereich ragt jedoch eine besondere Frequenz hervor, die jedem kosmischen Beobachter bekannt sein muß: Es ist die Strahlungslinie des interstellaren neutralen Wasserstoffs bei 1,42 GHz ($\lambda = 0,21$ m). Es ist anzunehmen, daß bei systematischen Untersuchungen der kosmischen Radiostrahlen bald Empfangsgeräte für diese Frequenz gebaut werden; dies dürfte jedenfalls die Überlegung ferner Lebewesen sein, und deshalb scheint die Suche in der Nähe der Wasserstofffrequenz am aussichtsreichsten.

Die erforderliche Sendeleistung

Für ein Übertragungssystem mit zwei Antennen gilt bei linearer Ausbreitung ohne Reflexionen und Absorptionen

$$p_E = p_S \frac{A_S \cdot A_E}{R^2 \cdot \lambda^2} \quad [\text{W/Hz}] \quad (5)$$

(p_E = empfangene Leistung [W/Hz], p_S = Sendeleistung, A_S = Wirkfläche der Sendeantenne [m²], übrige Symbole wie oben).

Soll das Signal des fernen Senders gerade den kosmischen Rauschpegel erreichen (Störabstand 0 dB), dann erhält man aus

$$p_E = p_R$$

mit Gl. (3b) und Gl. (5) für eine Frequenz von 1,42 GHz

$$p_S = \frac{90}{A_S} + 10^{-24,35} \frac{R^2}{A_S \cdot A_E} \quad [\text{W/Hz}]$$

Nimmt man an, daß Sende- und Empfangsantennen die Dimensionen des bisher größten Radioteleskops (Jodrell Bank) hätten ($A_S = A_E = 6400$ m²) und es sich um eine Entfernung von 10 Lichtjahren handelte, so würde sich eine Sendeleistung von etwa 100 W/Hz ergeben. Dieser Wert liegt gerade an der Grenze unserer technischen Möglichkeiten. Haben jedoch die beiden Reflektoren die Größe eines jetzt in den USA geplanten neuen Radioteleskops ($A_E = 40 000$ m²), dann ist die benötigte Sendeleistung um den Faktor 40 kleiner und würde sogar mit unseren begrenzten Möglichkeiten aufzubringen sein.

Bei diesen Überlegungen wurde vorausgesetzt, daß die ferne Zivilisation Nachrichten in Richtung aller ihr benachbarten Fixsterne ausstrahlt und deshalb vielleicht einige hundert Sender haben muß. Diese Tatsache ist für eine weiter als wir fortgeschrittene Gesellschaft keine untragbare Belastung; bei Entdeckung solcher Signale würden selbst wir mit der Ausstrahlung von Antwortsendungen beginnen. Es ist deshalb mit Signalen von jedem in Frage kommenden Stern in einer Entfernung von einigen zehn Lichtjahren zu rechnen.

¹⁾ Cocconi, G., und Morrison, Ph.: Searching for interstellar communications. Nature Bd. 184 (1959) Nr. 4690, S. 844-846

Erwägungen zur Suche nach den Signalen

Bei der Suche nach den unbekanntesten Signalen muß man die möglichen Dopplerverschiebungen der Sendefrequenz berücksichtigen. Zu der aus der Relativbewegung unserer Sonne zum fernen Fixstern resultierenden Frequenzverschiebung kommt noch die Verschiebung durch die Relativgeschwindigkeiten der Planeten, die auf $\pm 100 \text{ km/s} \approx \pm 300 \text{ kHz}$ veranschlagt werden. Bei Sendungen aus der Richtung der Milchstraßenebene würden die kosmischen Wesen wahrscheinlich eine Frequenz wählen, die dicht neben der Wasserstofffrequenz liegt, aber durch diese nicht mehr gestört wird.

Es interessiert auch die Frage, welche Zeit man zum Absuchen des in Frage kommenden Frequenzbandes der Breite B [Hz] braucht. Die Berechnung dieser Analysierdauer T erfolgt aus der in der Radiometrie bekannten Formel

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{\sqrt{\Delta f_E \cdot \tau}} \quad (6)$$

(ΔR = Rauschschwankung am Ausgang des Empfängers, hervorgerufen durch statistische Schwankungen des Rauschens [W], R = mittleres Rauschen am Ausgang des Empfängers = $\tau \cdot \Delta f_E$ [W], τ = mittleres, auf die Bandbreite bezogenes Rauschen am Ausgang des Empfängers [W/Hz], Δf_E = HF-Bandbreite des verwendeten Empfängers [Hz], τ = Integrationszeit der dem Empfänger nachgeschalteten Registriereinrichtung [s]).

Aus Gl. (6) und $R = \tau \cdot \Delta f_E$ ergibt sich

$$(\Delta R)^2 \approx \frac{\Delta f_E}{\tau} \quad (7)$$

Man sieht, daß die statistischen Schwankungen des Rauschens um so kleiner werden, je kleiner die Bandbreite des Empfängers und je größer die Integrationszeit der Registriereinrichtung ist. Damit die gesuchten schwachen Signale nicht von den Schwankungen des Rauschens zugedeckt werden, müßte man also mit kleiner Bandbreite Δf_E und großer Integrationszeit τ arbeiten. Bei einer ersten Untersuchung wird man deshalb die in der 21-cm-Technik übliche Bandbreite (etwa 1...10 kHz) verwenden, und zwar bei einer Integrationszeit τ , die größer als üblich zu Minuten oder Stunden gewählt wird.

Nimmt man an, daß die Einschwingzeit der Empfangseinrichtung ausschließlich durch τ bestimmt wird, dann ergibt sich eine Analysierdauer von

$$T = \frac{B}{\Delta f_E} \tau \quad [\text{s}] \quad (8a)$$

Setzt man hier Gl. (7) ein, dann wird

$$T \approx \frac{B}{(\Delta R)^2} \quad (8b)$$

Die Analysierdauer hängt also lediglich von der Breite des abzusuchenden Bandes und den zugelassenen statistischen Schwankungswerten ab. Da zur Entdeckung sehr schwacher Signale nur geringe statistische Schwankungen zugelassen werden dürfen, kommt man zu ziemlich langen Suchzeiten. Sie ließen sich dadurch verkleinern, daß man den zu untersuchenden Bereich unterteilt und eine Anzahl von Geräten jeweils einen Teilbereich absuchen läßt.

Art der Signale und mögliche Standorte der Sender

Cocconi und Morrison erinnern daran, daß alle ihre Überlegungen natürlich nie so aufschlußreich wie ein tatsächliches Auf-

finden der Signale sein können. Unter dieser Einschränkung rechnen sie damit, daß das Signal mit einer Frequenz pulsmoduliert sein wird, die aus Gründen der Bandbreite und der Rotationszeiten der Planeten nicht sehr stark von 1 Hz abweicht. Eine Sendung wird sich wahrscheinlich über mehrere Jahre erstrecken, da eine Antwort auf keinen Fall vor einigen zehn Jahren erwartet werden kann. Die Sendung wird sich dann vermutlich wiederholen; es ist aber auch möglich, daß das „Programm“ nach dieser Zeit geändert wird. Um die Signale von zufälligen anderen Quellen zu unterscheiden, könnte eine Nachricht vielleicht eine Reihe von Primzahlen oder einfache arithmetische Summen enthalten.

Es liegt nahe, die erste Suche auf die uns benachbarten Fixsterne zu beschränken. Von den Sternen, die innerhalb einer Entfernung von 15 Lichtjahren liegen, haben sieben den Charakter und etwa das Entwicklungsstadium unserer Sonne. Vier von ihnen liegen in Richtungen außerhalb der Milchstraßenebene: τ Ceti, α^2 Eridani, ϵ Eridani und ϵ Indi. Drei weitere – α Centauri, γ Ophiuchi und δ Cygni – liegen zur galaktischen Ebene hin und weisen deshalb stärkere Rauschstörungen auf. In einer Entfernung von rund 50 Lichtjahren liegen etwa 100 Fixsterne, die ihrem Typ nach bekannt sind²⁾ und deren etwaige Planeten Lebensmöglichkeiten bieten würden.

Cocconi und Morrison gestehen, daß ihre Überlegungen wie ein Zukunftsroman anmuten könnten. Sie geben jedoch zu bedenken, daß die Möglichkeit derartiger Signale durchaus besteht und es für die Menschheit und ihren wissenschaftlichen Fortschritt sehr bedeutsam sein könnte, mit anderen Zivilisationen Kontakte aufzunehmen. Sie halten es deshalb für berechtigt, einen nicht geringen Aufwand bei der Suche nach den Signalen zu treiben. „Zwar ist die Wahrscheinlichkeit eines Erfolges nicht abzuschätzen; aber wenn wir nie suchen, ist sie bestimmt Null.“ P. Praß

²⁾ Nach ihren Spektraleigenschaften werden die Sterne in Typen eingeteilt und so ihr Entwicklungsstadium gekennzeichnet. Es kommen Sterne der Spektraltypen G 0 bis K 2 in Frage.

Aus dem Ausland

Bell-Bildtelefon

In den USA wurde das von den Bell Telephone Laboratories entwickelte Bildtelefon patentiert. Bei dieser Konstruktion werden Ton und Bild über das normale Telefonkabel übermittelt. Die Bildaufnahme-, Übermittlungs- und Empfangsgeräte arbeiten nach dem Fernsehprinzip. Das Bild hat etwa doppelte Briefmarkengröße. Das neue Telefon unterscheidet sich äußerlich von gewöhnlichen Apparaten nur durch einen kleinen Aufsatz. Er enthält eine winzige Kamera und eine Kleinbildröhre, ferner einen Reflexionspiegel, auf dem der Telefonbenutzer das Sendebild ständig kontrollieren kann.

Tragbarer Fernsehempfänger mit thermoelektrischem Generator

Einen tragbaren Fernsehempfänger, dessen Stromversorgung von einem thermoelektrischen Generator erfolgt, führte kürzlich in New York Westinghouse vor. Nach den wenigen vorliegenden Angaben handelt es sich wahrscheinlich bei dem Generator um eine thermoelektrische Ausführung konservativer Art, bei der zwei verschiedenen thermoelektrische Materialien durch eine Butan-Gasflamme erhitzt werden

Von Sendern und Frequenzen

Deutschland

► Die beiden Kurzwellensender des NDR in Norden-Osterloog – sie arbeiten auf den Wellenlängen 49,38 m (6075 kHz) und 75,57 m (3970 kHz) – übertragen neuerdings das UKW-Programm des NDR. Diese Stationen werden tagsüber im Rheinland sowie in Süddeutschland gut empfangen.

► Die Erweiterungsbauten im Fernsehstudio Hamburg-Lokstedt sehen zunächst sechs Probestudios und drei Produktionsstudios vor, ferner alle erforderlichen Nebengebäude (z. B. Montagehalle, Werkstätten). Die Baukosten werden auf rund 35 Mill. DM geschätzt. Weitere 15 Mill. DM werden für die Anlagen einer Fernsehfilm-Kopieranstalt und für Senderäume des aktuellen Dienstes veranschlagt, die im Funkhaus errichtet werden sollen.

► Die Deutsche Bundespost hat an Telefunken größere Aufträge für Richtfunklinien erteilt, die zur Erweiterung des Fernsprech- und Fernsehnetzes benötigt werden. Die Richtfunklinien sind für den Norden der Bundesrepublik bestimmt, wobei u. a. ein Abzweig nach Dänemark die Verbindungslinien zwischen den skandinavischen Ländern und dem Mitteleuropäischen Fernsprech- und Fernsehnetz erweitert und verbessert.

► Die englische Rank Cintel Ltd hat in die DDR eine Ausrüstung für Farbfernsehen geliefert. Dabei handelt es sich um zwei Geräte, die als Grundlage für Farbfernseh-Forschungen dienen. Eine weitere Bestellung über entsprechende Geräte ist inzwischen der englischen Gesellschaft zusätzlich erteilt worden.

► Im Rahmen der Fernsehbrücke Berlin–Warschau soll jetzt eine neue Relaisstation im Bezirk Grünberg errichtet werden. Erst kürzlich konnten für das polnische Fernsehen Relais in Glatz und Rzeszaw in Betrieb genommen werden. Die neue Grünberger Relaisstation wird auch den Fernsehempfang im Gebiet Ostbrandenburg verbessern können.

England

► Nach Angaben des britischen Generalpostmeisters wird nach in diesem Jahre als erste Stufe eine Verbindung mit dem Commonwealth eine Kabelverbindung zwischen England und Kanada hergestellt werden. Bis 1964 soll eine Fernsehverbindung mit Australien eingerichtet werden, später auch mit Südafrika.

► Der kürzlich in Dienst gestellte englische 40000-Luxusdampfer „Oriona“ ist der erste Ozeandampfer, der seinen Passagieren den Empfang von Fernsehdarbietungen ermöglicht. In diesem Schiff kann wahlweise ein schiffseigenes Fernsehprogramm, vorwiegend Filme, oder das Fernsehprogramm der angelaufenen Häfen vermittelt werden. Die Schiffs-Fernsehanlage ist auf jede Zeilen-norm umschaltbar. Empfänger sind in der 1. Klasse und in den öffentlichen Aufenthaltsräumen untergebracht.

Spanien

► Am 2. März wurde eine Fernsehsendung (Fußball-Reportage) aus Spanien auf das französische Fernsehnetz übertragen. Damit hat Spanien seine erste Sendung innerhalb der Eurovision gefügt.

► Die spanische Regierung bewilligte die notwendigen Kredite, um Spanien voraussichtlich im Sommer 1960 durch geeignete Relaisstationen endgültig an das Eurovisionnetz anschließen zu können. In Madrid wird das Fernsehprogramm vom Fernsehsender Das-Castillas empfangen, der 150 km entfernt in einer Höhe von 2400 m errichtet ist. Das Madrider Fernsehprogramm übernehmen auch die Fernsehstationen in Saragossa und Barcelona.

UdSSR

► Nach amtlichen sowjetischen Meldungen steht der Bau einer großen Richtfunktrasse, die die Fernsehzentren Leningrad, Reval, Tallin, Riga und Wilna (Vilnius) verbinden soll, vor der Vollendung. Dadurch soll ein zuverlässiger Austausch von Fernsehprogrammen im Gebiet der sowjetischen Ostseerepubliken sichergestellt werden.

USA

► Gegenwärtig werden in den USA etwa 500 Fernsehstationen betrieben. Insgesamt sind aber 670 Sender lizenziert. Rund 200 Stationen übernehmen die Programme anderer Sender, haben aber keine Eigenproduktion.

ZF-Verstärker und NF-Teil mit Transistoren



Bei einem Selbstbau-Reisesuper, der auch für UKW-Empfang ausgelegt werden soll, wird im allgemeinen bei der zur Zeit beliebtesten Transistortechnik ein Volltransistor-UKW-Teil einem Röhrenverstärker vorgezogen. Im Heft 5/1960, S. 148-149, wurde ein Bauvorschlag für eine Transistor-UKW-Mischeinheit mit Vorverstärker veröffentlicht. Nachstehend sind nun ZF-Verstärker gezeigt, die im Anschluß an die Mischstufe und in Verbindung mit einem nachfolgenden NF-Teil einen UKW-Empfänger mit ausreichender Trennschärfe und Empfindlichkeit vervollständigen.

Vierstufiger ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker des Mustergerätes wurde nach Bild 1 vierstufig ausgeführt und für eine Zwischenfrequenz von 6,75 MHz dimensioniert. Über C 1 wird die von der Mischstufe gelieferte ZF an den Emitter der ersten Verstärkerstufe gekoppelt. Der Transistor T 1 arbeitet wie alle folgenden Transistoren in Basisschaltung. Diese Schaltung liefert zwar eine etwas geringere Stufenverstärkung, hat aber den Vorteil, daß die Neutralisation nicht kritisch ist. Bei Emitterschaltung wird sie durch die Toleranzen der Eingangswiderstände der Transistoren etwas kritischer. Der vierstufige ZF-Verstärker gleicht den Verstärkungsverlust wieder aus.

Der Emitter erhält seine Spannung über den Widerstand R 1. Die Basis wird HF-mäßig über C 2 an Masse gelegt; ihre Vorspannung erhält sie über den Spannungsteiler R 2, R 3. Die Widerstände in den Kollektorzuleitungen der Transistoren T 1... T 4 haben besondere Bedeutung. Die Kollektorwechselspannung kann bei der niedrigen Betriebsspannung auf einen hohen Betrag ansteigen (über 2 V), darf jedoch einen kritischen Wert nicht überschreiten. Wenn die Wechselspannung größer als 1 V wird, verstimmen sich auf Grund der spannungsabhängigen Kollektorkapazität die Kreise, und die Spannung fällt sprunghaft auf einen niedrigen Wert ab. Ohmsche Widerstände (R 4, R 8, R 12 und R 16) beseitigen diese Erscheinung. Der Verstärkungsverlust durch diese Widerstände ist minimal.

Zur Neutralisation der Verstärkerstufen T 1, T 2 und T 3 erhalten die Primärkreisspulen L 1 der Filter F 1, F 2 und F 3 je

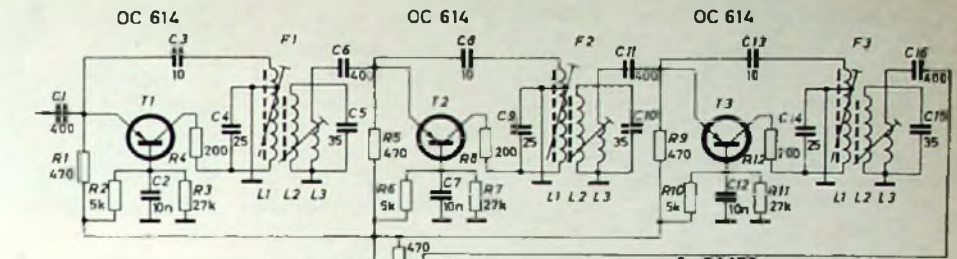
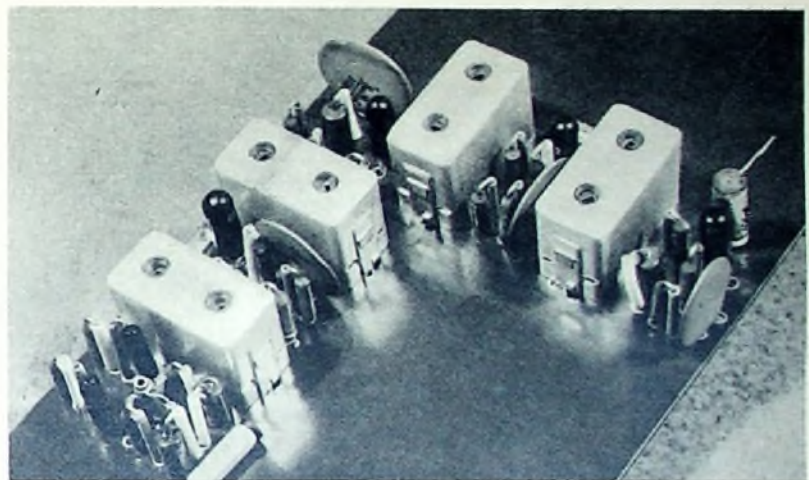


Bild 1. Gesamtschaltung des ZF-Verstärkers für 6,75 MHz

Bild 2 (unten). Ansicht des ZF-Verstärkers für 6,75 MHz



eine Zusatzwicklung, deren Spannungen über C 3, C 8 und C 13 den Emitttern zugeführt werden. Die Treiberstufe T 4 vor dem Radiodetektor ist nicht neutralisiert. Auf der Sekundärseite der Filter F 1, F 2 und F 3 wird die HF mit den Spulen L 3 abgenommen und jeweils auf den Emitter der nächsten Stufe gegeben. Es ist unbedingt nötig, die zusätzliche Spule L 3 (oder auch einen Abgriff an L 2) zu verwenden; der Transistor ist dann etwas unterangepaßt, und die Selektion steigt an.

Es lohnt sich nicht, den ganzen ZF-Verstärker zu regeln. Der Aufwand mit einer zusätzlichen Diode sowie den Gliedern in den Regelspannungsleitungen ist zu groß. Außerdem steigt der Verstärkungsverlust zu sehr an. Die Widerstände R 4, R 8, R 12 und R 16 in den Kollektorzuleitungen unterdrücken eine Übersteuerung. Bei einem zu starken Ortsender muß unter Umständen die Antenne kurzgeschlossen werden.

Andere Schaltungsarten

Die Basisschaltung hat - wie bereits erwähnt - einige Nachteile gegenüber der ebenfalls oft verwendeten Emitterschaltung; die Spannungsverstärkung ist kleiner, da der Eingangswiderstand der Emitterschaltung etwa 9mal größer als derjenige in Basisschaltung ist. Bei der Emitterschaltung läßt sich eine bessere Stufenselektion erreichen. Allerdings ist hier die Neutralisation kritischer.

Bild 3 zeigt das Beispiel einer Emitterschaltung. Eine solche Stufe ist ohne weiteres gegen eine Schaltungseinheit auszutauschen, die in Basisschaltung ausgeführt ist. Die Spulendaten für L 11 und L 12 entsprechen denen von L 2 und L 3. An Stelle der angezapften Spule L 1 ist außer L 9 noch eine zusätzliche Neutralisationsspule L 10 anzuordnen.

Der Neutralisationszweig besteht aus der Kombination R 27, C 25. Der genaue Wert

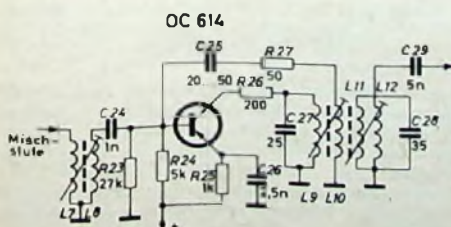


Bild 3. Beispiel einer ZF-Verstärkerstufe in Emitterschaltung

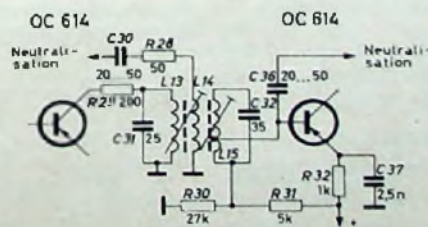


Bild 4. Ankopplung des Transistors am Abgriff der Sekundärkreisspule

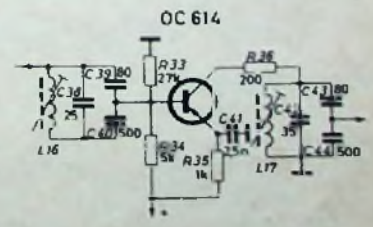
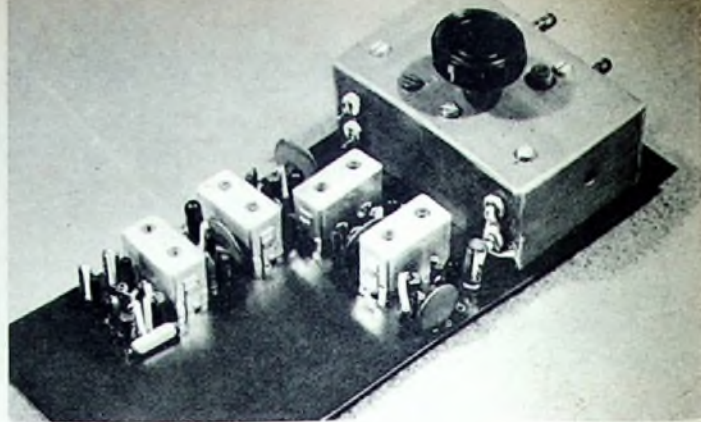


Bild 5. Ankopplung des Transistors mit einem kapazitiven Spannungsteiler

Spule	Windungszahl	Anzapfung nach Wdg.	Kern
L1	37	4	D 32 A
L2, L11	28		D 32 A
L3, L12	4		D 32 A
L4	28	8	D 32 A
L5, L19	2 x 14		D 32 A
L6, L10, L14	8		D 32 A
L7	40		B 7 25 FL
L8	4		B 7 25 FL
L9, L13, L18	33		D 32 A
L15	28	3	D 32 A
L16, L17	12		D 32 A

Sämtliche Spulen gewickelt mit Draht 0,3 mm CuL.
Der Körper mit der Bezeichnung „D 32 A“ ist ein zweikreisiger Filter-Bausatz.

Bild 9 Ansicht des ZF-Verstärkers mit der UKW-Mischeinheit; im Vordergrund ist Platz für einen NF-Verstärker



◀ Tab. I. Spulendaten

für C 25 muß je nach Transistor erprobt werden.

Andere Kopplungsarten

Es ist nicht unbedingt nötig, die Basis oder den Emitter mit einer eigenen Spule L 3 bzw. L 12 an den vorausgehenden Sekundärkreis L 2 bzw. L 11 anzukoppeln. L 2 bzw. L 11 lassen sich auch anzapfen. Dieses Verfahren - im Bild 4 an L 15 demonstriert - ist unter Umständen einfacher.

Eine interessante Schaltungsvariante ist noch aus Bild 5 ersichtlich. Dort ist ein Einfachkreis eingesetzt, und es wird mit einem kapazitiven Spannungsteiler C 43, C 44 angepaßt.

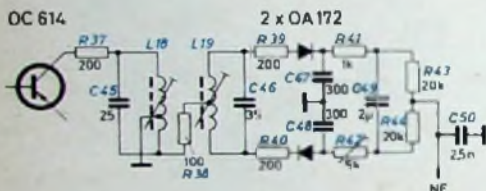


Bild 6. Radiodetektor ohne Hilfsspule

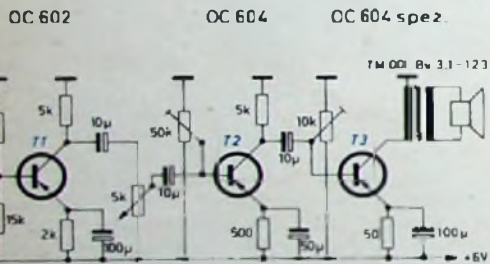


Bild 7. Schaltbeispiel eines Eintaktverstärkers

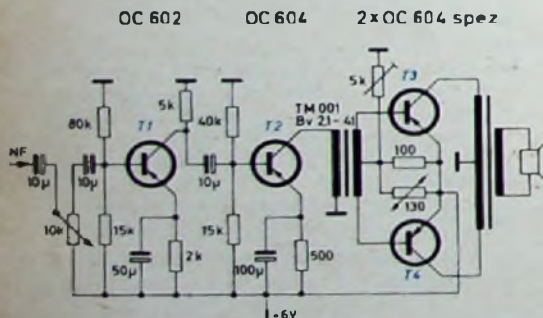


Bild 8. Schaltbeispiel eines Gegentaktverstärkers.

Liste der Einzelteile

Elektrolytkondensator	(Roederstein)
Widerstände 0,3 W	(Roederstein)
keramische Kondensatoren	(RIG)
Kunststofffolienkondensatoren	(NSF)
4 Filter-Bausätze „D 32 A“	(Vogt)
2 Germaniumdioden OA 172 (Telefunken)	
4 Transistoren OC 614	(Telefunken)

Ratiodetektor mit Germaniumdioden

Der Ratiodetektor im Bild 1 arbeitet mit zwei Germaniumdioden OA 172. Im Mustergerät bewährte sich beim Filter F 4 die Tertiärwicklung L 6. Sie wird am kalten Ende der Wicklung L 4 aufgebracht, um die kapazitive und ohmsche Belastung des Primärkreises kleinzuhalten. Für die Parallelkondensatoren C 18 und C 19 im Primär- und Sekundärkreis genügen Kapazitätswerte von je 35 pF. Die Tertiärspule L 6 wurde für Lastwiderstände von 20 kOhm (R 21, R 22) bemessen. Der Regelwiderstand R 20 bewirkt die Störunterdrückung.

Die NF-Ausgangsspannung wird zwischen den Widerständen R 21 und R 22 abgenommen.

Varianten des Radiodetektors
Es gibt Radiodetektoren ohne Tertiärspule, bei denen sich der Aufbau etwas einfacher gestaltet. Die Tertiärspule im Bild 1 wird dann nach Bild 6 ein Teil der Primärwicklung L 18.

NF-Teil

Der sich an den ZF-Verstärker anschließende NF-Verstärker kann in verschiedenen Ausführungen gebaut werden. Die zwei grundsätzlichen Ausführungsarten sind der Eintaktverstärker und der Gegentaktverstärker. Der Gegentaktverstärker sollte bei einem UKW-Empfänger vorgezogen werden, da er geringere Klirrfaktorenwerte bringt. Um die Leistungsstufe ausreichend ansteuern zu können, müssen zweckmäßigerweise jeweils zwei NF-Vorstärkerstufen vorhanden sein. Zwei Schaltungsbeispiele von Standard-NF-Verstärkern sind in den Bildern 7 und 8 dargestellt.

Hinweise zum Aufbau

Beim Mustergerät wurde für den ZF-Verstärker die Schaltung nach Bild 1 verwendet. Der ganze ZF-Teil ist auf einer 85 x 200 mm großen Pertinaxplatte untergebracht. Außerdem können auf dieser Platte - wie aus Bild 9 ersichtlich - noch die abgeschirmte UKW-Mischstufe und ein kleiner NF-Verstärker mit Lautsprecher-System Platz finden.

Die Maximaltiefe des ZF-Teils ist 26 mm einschließlich der Verdrahtung unterhalb der Platte. Die Kreiskapazitäten werden nicht in die ZF-Filter eingebaut. Unerwünschte Kopplungen sind bei dieser Konstruktionstechnik nicht zu erwarten.

Schrifttum

- [1] Lennartz, H.: OC 170, OC 614 - Die neuen Transistoren im ZF-Verstärker. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 2, S. 40
- [2] Diefenbach, W. W.: Empfänger für Hörrundfunk und Fernsehen - technisch gesehen. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 18, S. 660-684

Stereo-Nachrichten

Vierspur-Stereo-Tonbandkoffer „RK 50“

Der neue Tonbandkoffer „RK 50“ von Philips ist ein Nachfolgergerät des bisherigen Doppelspur-Gerätes „RK 40“, dem er im Aufbau und der Mechanik entspricht. Technische Kurzdaten: 19 cm/s (30 - 20 000 Hz), 9,5 cm/s (30 bis 14 000 Hz), 4,75 cm/s (50 - 8 000 Hz); Vierspur; Mono-Aufnahme und -Wiedergabe; Stereo-Wiedergabe; Eingänge und Empfindlichkeiten: Rundfunk (3 mV), Mikrofon (2 mV), Phono (60 mV); getrennte Aufnahmeregler für Mikrofon und Rundfunk/Phono; Mischmöglichkeit Rundfunk Phono-Mikrofon; Ausgabe: Diode, 2 Lautsprecher (5 Ohm), Kopfhörer zum Mithören (2000 Ohm); Tricktaste: Playback-Betrieb; Bandzählwerk; 9 Drucktasten (3 Geschwindigkeit, Stop, Vorlauf, Rücklauf, Schnellstop, Aufnahme Wiedergabe, Trick); 2 Schalter (Wahlschalter, Spurumschalter); Aufnahme und Wiedergabeverstärker bestückt mit 2 x EF 86, 3 x ECC 83, EL 84, EM 84 + 1 Ge-Diode + 1 Trl. (3 Stufen für Aufnahme und 45-kHz-HF-Generator, 3 Stufen für Wiedergabe mit Endstufe + 1 Vorverstärker für 2 Stereo-Kanal); Ausgangsleistung 3,5 W; 1 Lautsprecher; Stromversorgung 110/127/220/245 V 50 Hz (oder 60 Hz durch Umbausatz). 60 W, Holzkoffer 40x33x22 cm, Gewicht 13,5 kg.

Stereo-Vorführekombination „SC 100“

Philips liefert dieses Gerät dem Fachhandel zum Vorführen von Stereo-Schallplatten in Phonobars. Die Anlage besteht aus einem Hi-Fi-Laufwerk „SC 40“ und einem zweikanaligen Stereo-Verstärker „NG 1250“ (2 x ECC 83, 2 x EI. 95 + 1 Trl.). Die Stereo-Vorführung kann entweder über Kopfhörer (15 Ohm) oder über zwei Lautsprecher (5 Ohm) erfolgen. Bei Verwendung des Verstärkers erfolgt durch vier Regler, die auf einer Bedienungsplatte angebracht sind (Lautstärkeregler, Höhenregler, Tiefenregler und Regler für Stereo-Waage). Eine besondere Anschlußbuchse gestattet den Anschluß eines zweiten Laufwerkes. Stromversorgung 110/127/220/245 V, 50 Hz, 40 W.

Rundfunk-Stereophonie auf Mittelwelle

Eine der an der Entwicklung von Stereo-Verfahren in den USA beteiligten Firmen, die Kahn Research Laboratories, soll bereits Stereo-Sendeausrüstungen an einige Sender außerhalb der USA verkauft haben, so z. B. an die Station CJAD in Montreal (Kanada), an zwei Stationen in Caracas (Venezuela) und an eine größere Rundfunkstation in Mexico City.

Beim Kahn-Verfahren werden die beiden Stereo-Kanäle über zwei getrennte Seitenbänder eines einzigen MW-Trägers übertragen. Bei normalem Empfang wird der Empfänger auf Trägermitte eingestellt. Bei Stereo-Empfang müssen zwei Mittelwellen-Empfänger benutzt werden, wobei der eine etwas oberhalb, der andere etwas unterhalb der Trägermitte abgestimmt werden muß. Dieses Verfahren darf in den USA selbst noch nicht benutzt werden.

Thermostaten in der HF-Technik

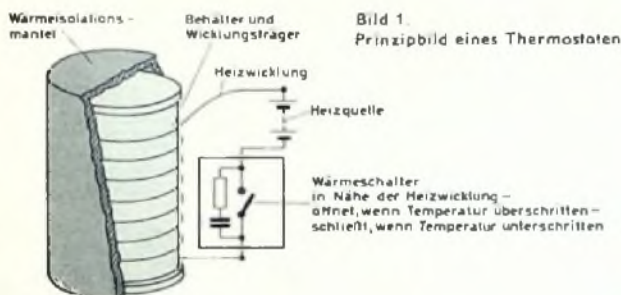
DK 662.927.4:5/4.581

1. Einführung

Fast alle HF-Geräte enthalten frequenzbestimmende Elemente, wie Diskriminatoren, LC-Schwingkreise, LC-Oszillatoren, Schwingquarze und Filterquarze. Die Hersteller sind bemüht, eine möglichst große Frequenzkonstanz dieser Geräte zu erreichen. So werden zum Beispiel Frequenzkonstanzen, die durch Betriebsspannungsänderungen entstehen, durch Einbau von Spannungstabilisatoren kleingehalten und solche, die durch Temperaturänderungen entstehen, durch Verwendung von besonderen Materialien für die Schwingkreis-Einzelteile kompensiert. Für besonders hohe Ansprüche erfolgt der Einbau der frequenzbestimmenden Schaltelemente in einen Thermostaten.

2. Arbeitsweise des Thermostaten

Ein Thermostat ist ein allseitig geschlossener Behälter, dessen Innenraum auf nahezu konstanter Temperatur gehalten werden kann, auch wenn die äußere Umgebungstemperatur beliebige Werte innerhalb weiter Grenzen annimmt. Der Vorgang stellt eine automatische Temperaturregelung dar und hat große Ähnlichkeit mit der üblichen automatischen Verstärkungsregelung eines Empfängers (dabei entspricht die Außentemperatur der Eingangsspannung, die Innentemperatur der Ausgangsspannung und die Heizleistung der Verstärkung des Empfängers). Die konstante Innentemperatur erreicht man beim Thermostaten dadurch, daß das Gefäß aufgeheizt wird und ein von der Temperatur gesteuerter Schalter (Wärmefühler) die Heizung abschaltet, wenn die gewünschte Arbeitstemperatur überschritten, und wieder einschaltet, wenn sie unterschritten wird. Zur Heizung verwendet man eine auf den Behälter gewickelte Heizwicklung; das automatische Ein- und Abschalten erfolgt durch einen Bimetallstreifen oder ein von einem Kontaktthermometer gesteuertes



Relais. Zur Funkentstörung ist den Kontakten meistens ein RC-Glied parallelgeschaltet. Behälter und Heizwicklung werden mit einem wärmeisolierenden Mantel umgeben, um den Aufwand an Heizleistung zu verringern und die Güte des Thermostaten zu steigern (Bild 1).

3. Kennwerte der Thermostaten

3.1 Definition

Zur Kennzeichnung eines Thermostaten werden folgende Kennwerte angegeben: Temperatur-Arbeitsbereich, Schalttemperatur, Arbeitstemperatur, Wärmedurchgriff, Temperaturwelligkeit, Einlaufzeit, Heizleistung, Nutzinhalt und Außenvolumen.

Der Temperatur-Arbeitsbereich gibt den Temperaturbereich der unmittelbaren Thermostatenumgebung an, in dem der Thermostat noch einwandfrei regelt. Die obere Grenze liegt etwa 5°C unter der inneren Schalttemperatur, während bei der unteren Grenztemperatur die Heizleistung gerade noch ausreicht, um die Schalttemperatur am Wärmeschalter aufzubringen.

Mit Schalttemperatur T_s wird die Temperatur bezeichnet, bei der der Temperaturfühler anspricht. Man wählt sie, um sicheres Arbeiten zu erreichen, etwa 5°C höher als die höchste vorkommende Außentemperatur.

Die Arbeitstemperatur T_A ist die Temperatur, die am eingebauten Meßobjekt beziehungsweise am frequenzbestimmenden Element herrscht. Sie hängt im wesentlichen von der Anordnung des Wärmefühlers und dem Wärmegefälle ab und entspricht daher nicht immer

dem Wert der Schalttemperatur. Für den Benutzer eines Thermostaten dürfte aber die genaue Arbeitstemperatur von geringerem Interesse sein als ihre Konstanz. Eine gegenüber der Schalttemperatur höhere Arbeitstemperatur wird die Einbauteile hinsichtlich ihrer Funktionsfähigkeit oder Lebensdauer wenig gefährden, da die Temperaturunterschiede bei den hier betrachteten Thermostaten kaum größer als 5°C sind.

Der Wärmedurchgriff D (Quotient aus Arbeitstemperaturänderung und Außentemperaturänderung) gibt an, wie groß die Änderung der inneren Arbeitstemperatur T_A ist, wenn sich die Umgebungstemperatur T_{Ugb} um einen bestimmten Betrag ändert. D hängt im wesentlichen von der Bauform, der Wärmeisolation und der Lage des Wärmefühlers ab. Der Wärmedurchgriffswert ist für alle Außentemperaturen konstant

$$D = \frac{\Delta T_A}{\Delta T_{\text{Ugb}}} \cdot 100 \%$$

Die Messung der Arbeitstemperaturänderung kann mit kleinen geeichten Thermoelementen oder durch Messen der Frequenzauswanderung einer eingesetzten Schwingung (Quarz- oder LC-Oszillator), deren TK bekannt ist, erfolgen.

Die Temperatur-Welligkeit gibt an, um welchen Betrag die Arbeitstemperatur um einen Mittelwert schwankt. Diese Schwankungen kommen durch die unterschiedlichen Schalttemperaturen des Wärmefühlers für Ein- und Abschaltung zustande und treten periodisch im Rhythmus der Schaltvorgänge auf. Kaum ein in der Praxis vorkommender Wärmefühler hat die Eigenschaft, daß Ein- und Abschalten bei der gleichen Temperatur erfolgt; alle weisen mehr oder weniger große Schalttemperaturdifferenzen auf. Je nach der Aufbauart der Gesamtanordnung können diese Temperaturschwankungen am Objekt gemildert oder verstärkt auftreten. Eine Milderung ist wahrscheinlich, wenn der Heizmantel eine große Wärmeträgheit hat, d. h., wenn er dickwandig ist und daher den Temperaturschwankungen nur unvollkommen folgt.

Eine weitere Verringerung der Temperaturwelligkeit läßt sich dadurch erreichen, daß der Wärmeschalter nicht die gesamte, sondern nur einen kleinen Anteil der Heizleistung schaltet, während der größere Anteil dauernd und konstant vorhanden ist. Dem Wärmefühler können nämlich bei ungünstiger Anordnung große Widerstände vorgelagert sein, so daß er erst anspricht, wenn weiter entfernte Zonen des Heizmantels bereits über der Abschalt- oder unter der Einschalttemperatur liegen. Läßt man aber auch bei geöffnetem Wärmeschalter einen gewissen Heizstrom fließen, so kann die Abkühlung nicht so weit gehen wie bei gänzlichem Fehlen des Heizstromes.

Als Einlaufzeit bezeichnet man die Zeit, die vom Moment des Einschaltens bei 20°C Außentemperatur benötigt wird, bis das vor Temperaturschwankungen zu schützende Objekt die Arbeitstemperatur im Inneren des Thermostaten angenommen hat. Sie hängt von den zu erwärmenden Massen sowie von der Schalttemperatur und der räumlichen Ausdehnung des Thermostaten ab.

Die Heizleistung ist die elektrische Leistung, die erforderlich ist, um die gewünschte Schalttemperatur am Wärmefühler bei der niedrigsten vorkommenden Außentemperatur zu erreichen. Sie hängt von dem Volumen des Thermostatengehäuses, der Wärmeisolation, der Schalt- und der Umgebungstemperatur ab.

Als Nutzinhalt gilt der gesamte Innenraum, der zur Aufnahme von frequenzbestimmenden Elementen, die auf konstanter Temperatur gehalten werden sollen, zur Verfügung steht.

Das Außenvolumen stellt den vom gesamten Thermostaten eingenommenen Raum dar.

3.2 Erreichbare Werte

Die bei Thermostaten für Sender und Empfänger üblichen Kennwerte sind in Tab. 1 zusammengestellt. Bild 2 zeigt die Abhängigkeit der Arbeitstemperatur und der Welligkeit von der Zeit und der Umgebungstemperatur. Hieraus läßt sich auch der Wärmedurchgriff ermitteln.

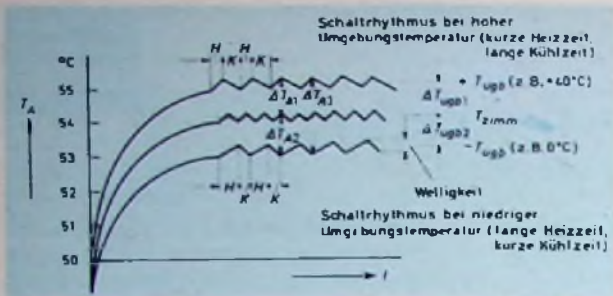


Bild 2 Verlauf von Arbeitstemperatur und Welligkeit in Abhängigkeit von Zeit und Umgebungstemperatur: H Heizzeit, K Kühlzeit, T_A Arbeitstemperatur, T_{Ugh} Umgebungstemperatur und T_{Zimm} Zimmertemperatur

Tab. 1. Kennwerte von Thermostaten

Temperatur-Arbeitsbereich	- 40° C ... + 60° C
Schalttemperatur	+ 40° C ... + 70° C
Arbeitstemperatur	+ 40° C ... + 75° C
Wärmedurchgriff	0,1 ... 10%
Temperaturwelligkeit	$\pm 0,05^\circ \text{C} \dots \pm 0,5^\circ \text{C}$
Einlaufzeit	15 min ... 3 h ¹⁾
Heizleistung	4 ... 40 W

¹⁾ Für Senderthermostaten für hohe Anforderungen werden Einlaufzeiten von 48 h und mehr genannt.

4. Planungshinweise

4.1 Thermostaten-Arten

Mit höheren Forderungen an die Temperaturkonstanz steigt auch der Aufwand. Wärmedurchgriffswerte bis etwa 5% lassen sich bereits mit dem im Bild 1 dargestellten Einfach-Thermostaten erreichen. Kleinere Wärmedurchgriffswerte erfordern eine Kompensations-einrichtung oder die Verwendung eines Doppel-Thermostaten

4.1.1 Kompensierte Einfach-Thermostaten

Bei diesen Thermostaten läßt sich der Wärmedurchgriffswert verändern. Das erreicht man, wenn der Wärmefühler nicht nur von der Temperatur der Heizwand, sondern gleichzeitig auch von einer anderen Wärmequelle beeinflusst wird. Bei der elektrischen Kompen-

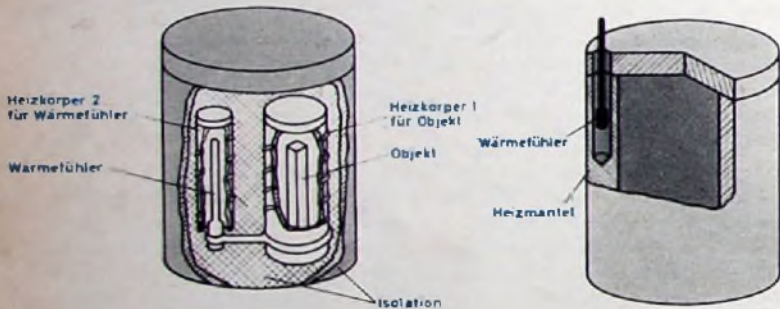


Bild 3 (links) Elektrisch kompensierter Thermostat mit gesonderter regelbarer Wärmequelle für den Wärmefühler. Bild 4 (rechts) Mechanische Kompensation durch Verschieben des Wärmefühlers

sation (Bild 3) ist der Wärmefühler wärmeisoliert von Heizwand und Außentemperatur innerhalb eines zweiten, kleineren Heizmantels untergebracht und nur durch eine eindeutig definierte Wärmeleitung mit der Heizwand (Wärmequelle 1) verbunden. Durch Verändern des Heizstromes in der Heizwicklung des Wärmefühlers (Wärmequelle 2) lassen sich Über- und Unterkompensation erreichen, d.h., wenn die Außentemperatur sinkt, steigt (Überkompensation) oder fällt (Unter-kompensation) die Arbeitstemperatur. Man wird den Heizstrom so wählen, daß sich ein möglichst kleiner Wärmedurchgriffswert ergibt.

Bei einer anderen Ausführung, der mechanischen Kompensation, ist der Wärmefühler durch eine schwächere Isolationsschicht von der beheizten Wärmewand isoliert und durch einen wärmeleitenden Metallstreifen mit der unbeheizten äußeren Abschlußwand verbunden. Der Wärmefühler wird also durch die Heizwand (Wärmequelle 1) und den Außenmantel (Wärmequelle 2) gleichzeitig gesteuert. Die Einstellung des günstigsten Wärmedurchgriffswertes ist hierbei aber verhältnismäßig schwierig, da sie durch Verändern von Material und Abmessungen des Leitstreifens zur Außenwand oder durch Verändern der Isolationsschicht zur Innenwand erfolgen muß.

Bild 4 zeigt eine mechanische Kompensation, bei der der Wärmefühler verschiebbar so angeordnet ist, daß er sowohl vom Wärmestrom der Thermostatenheizwand als auch vom Wärmestrom der Umgebung umpölpelt und so ebenfalls von zwei Wärmequellen gleichzeitig gesteuert wird. Durch Verändern der Eintauchtiefe des Wärmefühlers in die Thermostatenheizwand lassen sich Über- und Unterkompen-

sation einstellen. Der Verlauf gemessener Durchgriffswerte als Funktion der Eintauchtiefe ist im Bild 5 dargestellt. Die Ausführung mit verschiebbarem Wärmefühler erfordert einen verhältnismäßig geringen Aufwand.

Eine mechanische Kompensation dürfte sich aber auch bei fest eingebautem Wärmefühler zum Beispiel durch Vergrößern oder Verkleinern von Lücken in der Heizwicklung an geeigneter Stelle über dem Wärmefühler oder durch entsprechende Ausbildung einer Heizwandverdickung erreichen lassen

Prinzipiell läßt sich das Verhalten eines Thermostaten mit dem einer Brückenordnung vergleichen. Bei einer abgeglichenen elektrischen Brücke weisen die Endpunkte des Nullzweiges keinen Spannungsunterschied auf. Ebenso besteht auch bei der Wärmebrücke (Bild 6), die im Gleichgewicht ist, zwischen den Endpunkten des Nullzweiges kein Temperaturunterschied. Ersetzt man die beiden Wärmewiderstände des einen Brückenzeiges durch je einen Teil des Wärme-

Bild 5 Durchgriff in Abhängigkeit von der Eintauchtiefe des Wärmefühlers

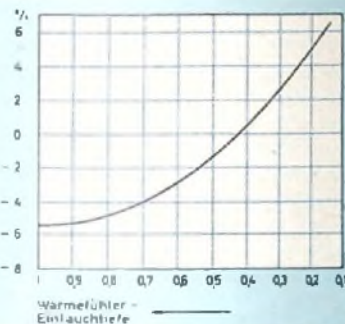
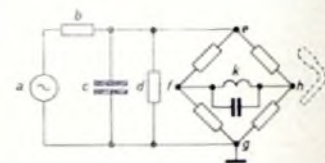


Bild 6 Thermostaten-Wärmewiderstandsbrücke, a Heizwicklung, b Wärmeübergangswiderstand zwischen Wicklung und Heizwand, c Heizwand, d Isolationsundichte, e/f Wärmeübergangswiderstand zwischen Heizwand und Objekt, f/g Wärmeübergangswiderstand zwischen Objekt und Außenmantel, e/h Wärmeübergangswiderstand zwischen Heizwand und Wärmefühler, h/g Wärmeübergangswiderstand zwischen Wärmefühler und Außenmantel, i Fühler, k Objekt



fühlers, so nehmen die beiden Nullzweigpunkte i und h die Temperatur des Wärmefühlers mit den nur geringen Differenzen an, die seiner Bauart eigen sind. Im Bild 6 ist die Wärmequelle (Heizmantel) als Kondensator und das Objekt im Nullzweig als LC-Kreis dargestellt. An Hand ähnlicher Ersatzbilder wurden bei ausgeführten Thermostaten durch Verändern der Wärmewiderstände sehr kleine Wärmedurchgriffswerte erreicht.

4.1.2 Doppel-Thermostaten

Diese Anordnungen enthalten zwei ineinandergebaute Einfach-Thermostaten (Bild 7). Für den inneren Thermostaten ist als Außen-temperaturänderung nur noch die Innentemperaturänderung des äußeren Thermostaten wirksam. Da sich die Durchgriffswerte der beiden Thermostaten multiplizieren, sind sehr kleine Werte erreichbar. Der Aufbau entspricht dem normaler Einfach-Thermostaten, die durch Wärmeisolation getrennt, ineinander montiert sind. Die Schalt- beziehungsweise Arbeitstemperaturen werden so gewählt, daß sie sich von außen nach innen erhöhen. Der Aufwand des Doppel-Thermostaten übersteigt den des kompensierten Einfach-Thermostaten erheblich; entsprechend unterscheiden sich auch die Herstellungskosten.

4.1.3 Temperaturregelung durch temperaturabhängigen Widerstand

Der Vollständigkeit halber sei noch auf die Regelmöglichkeit durch temperaturabhängige Anodenstromänderungen einer Elektronenröhre

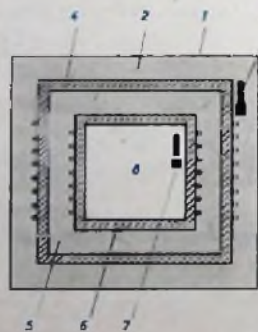
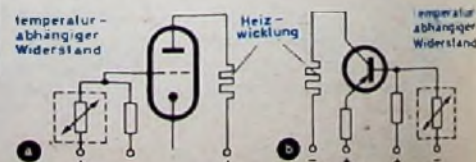


Bild 7 (links). Prinzipschema eines Doppel-Thermostaten: 1 Außenmantel, 2 Wärmeisolationsschicht, 3 Wärmeschalter 1, 4 Heizmantel 1 mit Wicklung 1, 5 Wärmeisolation, 6 Heizmantel 2 mit Wicklung 2, 7 Wärmeschalter 2, 8 verfügbarer Innenraum. Bild 8 (unten). Direkte welligkeitslose Temperaturregelung mit temperaturabhängigem Widerstand: a) bei Elektronenröhre, b) bei Transistor



ngewiesen. Hierbei wird der Anodenstrom zum Heizen des Thermostaten benutzt. Im Gitterkreis einer Röhre (Bild 8a) liegt ein temperaturabhängiger Widerstand, der als Teilwiderstand eines Spannungsteilers so geschaltet und dimensioniert ist, daß die Anodenstromänderung in der gewünschten Richtung und Größe erfolgt. Je nachdem, welchen Anteil der temperaturabhängige Teilwiderstand vom Gesamtwiderstand erhält, lassen sich Über- oder Unterkompensation erreichen. Der bisher übliche Wärmefühler oder -schalter ist hier überflüssig. Die Innentemperatur weist keine Welligkeit auf, da die Wärmeschalter-Toleranzen fehlen. In der Praxis wird diese Regelungsart jedoch kaum angewendet, da der Aufwand (eine verhältnismäßig leistungsstarke Elektronenröhre, die wegen ihres großen Steuerspannungsbedarfs eventuell noch eine Vorverstärkerstufe erfordert) relativ groß ist. Der Aufwand verringert sich jedoch, wenn man an Stelle der Röhre einen ausreichend leistungsfähigen Transistor verwendet (Bild 8b), dessen Steuerspannungsbedarf erheblich geringer ist als der einer Röhre.

4.2 Wärmefühler

Das wichtigste Bauteil eines Thermostaten ist der Wärmefühler oder Temperaturschalter, der Über- oder Untertemperatur feststellen und die Heizquelle entsprechend ein- oder abschalten soll. Üblich sind Bimetallschalter und Kontaktthermometer. Bimetallschalter bestehen aus zwei zusammengewalzten Metallstreifen mit unterschiedlichen Wärmeausdehnungskoeffizienten [1], die an einem Ende fest eingespannt sind. Das andere Ende ist frei beweglich und trägt den Kontakt. Bei genügender Wärmezufuhr bewegt sich das freie Ende infolge der verschiedenen Ausdehnungen und kann so den erwünschten Schaltvorgang auslösen. Zur Schonung des Kontaktmaterials werden Bimetallschalter oft in evakuierten Glasröhren, in Keramik- oder verlöteten Metallröhren untergebracht. Bimetallschalter können den für die Thermostaten erforderlichen Heizstrom direkt (ohne zusätzliche Schaltschütze) schalten und benötigen nur wenig Platz. Die Toleranzen für Einstell- und Schalttemperaturen liegen bei den günstigsten Ausführungen bei etwa $\pm 0,5^\circ\text{C}$.

Kontaktthermometer haben engere Toleranzen (Einstelltoleranzen $< \pm 0,5^\circ\text{C}$, Schalttoleranzen $< \pm 0,05^\circ\text{C}$). Der Schaltvorgang wird durch die je nach Temperatur steigende oder fallende Quecksilbersäule ausgelöst, die dabei zwei in das Glas eingeschmolzene Edelmetall-Kontaktdrähte verbindet oder die Verbindung unterbricht. Da der Querschnitt des Quecksilberfadens zu klein ist, um größere Strombelastungen als etwa 20 mA auszuhalten, muß zum Schalten des erheblich höheren Thermostaten-Heizstromes ein leistungsfähiges Relais benutzt werden, das vom Kontaktthermometer gesteuert wird.

4.3 Heizkörper

Bei der Gestaltung des Heizkörpers spielen Form und Material für eine wirtschaftliche Fertigung eine große Rolle. Die wärmetechnisch günstigste Form dürfte die Kugel sein. Schwierigkeiten bei der Herstellung und ungünstige Raumaussnutzung verhindern jedoch ihre Anwendung. Je nach der Form des auf konstanter Temperatur zu haltenden Objektes kommen Zylinder, Ellipsoid oder Würfel in Frage. Für eine einfache Fertigung eignet sich besonders die zylindrische Form. Hierbei erweist es sich als günstig, wenn die Heizfläche möglichst groß, die Kühlfläche möglichst klein gehalten werden kann. Dieser Forderung kommt der lange Zylinder mit kleinem Durchmesser entgegen, falls man nicht die unbequeme Bewicklung der Stirnflächen anwenden will.

Als Material für die Heizkörper oder Wicklungsträger kommt solches mit großer Wärmeleitfähigkeit in Betracht. Von den bekannten Materialien mit großen Wärmeleitzahlen (360 für Silber, 300 für Kupfer, 167 für Gold, 175 für Aluminium, 173 für Wolfram, 138 für Silizium, 97 für Zink, 80 für Messing) sind Kupfer und Aluminium hinsichtlich der Wirtschaftlichkeit besonders geeignet.

Analog dem Ohmschen Gesetz für den elektrischen Stromkreis gilt für den Wärmestromkreis

$$i = \frac{u}{r} \quad \text{oder} \quad i = u \cdot \rho \quad \text{mit} \quad r = \frac{l}{\lambda \cdot q}$$

(i = Wärmestrom, u = Wärmespannung (Temperaturdifferenz), r = Wärmewiderstand, $\rho = 1/r$ = Wärmeleitfähigkeit, λ = Wärmeleitfähigkeit, l = Leiterlänge, q = Leiterquerschnitt).

Unter sonst gleichen Bedingungen transportiert ein Material mit schlechterer Wärmeleitfähigkeit aber entsprechend größerem Querschnitt die gleiche Wärmemenge wie ein Material mit besserer Wärmeleitfähigkeit und kleinerem Querschnitt. Bei einem Heizwicklungssträger mit 80 mm Innendurchmesser ergibt sich eine Wanddicke von

10 mm für Aluminium und von 5 mm für Kupfer. Zieht man weiterhin Gewicht und Preis in die Betrachtung mit ein, so stellt sich heraus, daß der Aluminium-Zylinder zwar etwas größere Abmessungen, aber nur etwa das halbe Gewicht und etwa den halben Preis erfordert wie der für den gleichen Wärmestrom benötigte Kupfer-Zylinder.

Die Unterbringung des Wärmefühlers erfolgt bei dickwandigen Heizkörpern innerhalb der Heizwand und bei dünnwandigen mit wärmeleitenden Schellen, die möglichst nahe der Heizwicklung im Innenraum der Thermostaten angebracht werden. Im ersten Fall sind zur Wärmeübertragung von der Heizwand zum Wärmefühler außer Kupferfolie auch feine Kupfer-, Aluminium- oder Silberspäne sowie Öl möglich; Kupferfolie ist besonders zweckmäßig, wenn der Wärmefühler zur Kompensation verschiebbar angeordnet wird. Je rechtzeitig der Wärmefühler Über- oder Untertemperaturen feststellt, um so schneller kann er den erforderlichen Schaltvorgang auslösen.

4.4 Heizwicklung

Die Dimensionierung der Heizwicklung erfolgt zweckmäßigerweise an Hand von Erfahrungswerten für die erforderliche elektrische Leistung (Tab. II) und nach dem sich aus der zur Verfügung stehenden Spannung ergebenden Strom. Eine exakte Vorausberechnung der benö-

Nutzhalt	Heizleistung
bis 50 cm ²	etwa 8 W
bis 100 cm ²	etwa 12 W
bis 500 cm ²	etwa 20 W
bis 1000 cm ²	etwa 30 W
bis 2000 cm ²	etwa 40 W

Tab. II.
Heizleistungen von
Thermostaten

tigten Heizleistung ist sehr schwierig, da die in die Rechnung eingehenden Werte für die Wärmeübertragung im allgemeinen unbekannt sind. Die Heizwicklung sollte einen möglichst großen Teil der Oberfläche des Wicklungsträgers bedecken.

Bei Verwendung von Wechselstrom zum Aufheizen ist meistens eine bifilare Wicklung erforderlich, um induktive Brumm-Einkopplungen zu vermeiden. Aluminium oder Kupfer lassen nämlich bei einfacher Wicklung das Wechselfeld bis auf das Objekt durchgreifen, und dadurch kann eine unerwünschte Brumm-Modulation entstehen. Die bifilare Wicklung hat außerdem noch den Vorteil, daß die Anschlußpunkte nebeneinanderliegen. Bei Gleichstrombetrieb genügt eine einfache Wicklung.

Um eine gute Wärmeübertragung von der Wicklung zum Heizmantel zu erreichen, sollten die auftretenden Wärmewiderstände möglichst klein sein. Hier bewährten sich Lacke, die genügend temperatur- und spannungsfest sind. Die Wärmeübertragung wird besser, wenn man den ermittelten Drahtquerschnitt auf mehrere parallelgeschaltete dünne Drähte aufteilt; dadurch ergibt sich eine größere Auflagefläche. Mehr als zwei Drähte erschweren jedoch die Wickelarbeit. Die in Tab. II angegebenen Heizleistungen beziehen sich auf eine mittlere Schalttemperatur von 60°C und eine untere Außentemperatur von -20°C . Von Fall zu Fall werden zwar geringe Korrekturen der Werte notwendig sein, wenn andere Außen- oder Schalttemperaturen vorkommen oder ungewöhnliche Bauformen und Wärmeisolationen vorliegen, aber für eine Erstaussführung dürften sie ausreichen. Die Heizwicklung ist günstig ausgelegt, wenn bei der unteren Grenztemperatur ein Verhältnis Heizzeit zu Kühlzeit von etwa 4 : 1 bis 5 : 1 nicht wesentlich überschritten wird, d. h., wenn der Wärmeschalter zum Beispiel 150 s ein- und etwa 30 s ausgeschaltet bleibt. Der Grenzfall, bei dem die Heizung gerade nicht mehr geschaltet und dauernd nur so viel Wärme wie verlorengeht nachgeliefert wird, läßt sich schwer verwirklichen. Daher sind öftere Schaltungen vorzuziehen.

4.5 Wärmeisolation

Als Wärmeisolation zwischen Heizwicklung und Außentemperatur dient meistens ein Luftpolster, jedoch hat sich auch das in letzter Zeit bekanntgewordene Isoliermaterial „Styropor“ sehr gut bewährt. Es handelt sich dabei um aufgeschäumtes Polystyrol, das infolge der zahlreichen Luftschlüsse ein besseres Isolationsvermögen als ein Luftpolster hat. Bei verschiedenen Thermostatenausführungen konnte durch eine „Styropor“-Umkleidung eine erhebliche Verringerung der erforderlichen Heizleistung erreicht werden. Die Dicke der Wärmeisolationsschichten liegt zwischen 5 und 10 mm.

Alle aus dem Thermostaten herausführenden Leitungen sollten möglichst dünn sein, um den Wärmefluß nach außen kleinzuhalten beziehungsweise eine Abkühlung nach innen zu vermeiden und dadurch den Durchgriff nicht zu verschlechtern. Je nach Bauart kann

die Variation der Leitungsdicken allerdings auch eine Kompensation bewirken und zu einer Durchgriffsverbesserung führen.

Zum mechanischen Schutz der Heizwicklung und des Isoliermantels beziehungsweise zur Begrenzung des wärmeisolierenden Luftpolsters erhält jeder Thermostat einen allseitig geschlossenen Außenmantel.

4.6 Verringerung der Einlaufzeit

Zur Verringerung der Einlaufzeit wurde ein prinzipieller Versuch mit einem 1-1-Thermostaten durchgeführt, dem man bis zum Erreichen der Schalttemperatur eine überhöhte Heizleistung zuführte. In seinem Innenraum war zur gleichzeitigen und schnelleren Erwärmung verschiedener Bauelemente ein kleiner motorgetriebener Luftumwälzer eingebaut. Dadurch erfolgte die Wärmeübertragung auf die Einbauteile nicht durch freie Konvektion und Strahlung, sondern durch erzwungene Konvektion, die die Wärme schneller überträgt. Der Zeitgewinn durch die Vergrößerung der Anfangsheizleistung von 30 auf 80 W betrug bei Zimmertemperatur bis zum ersten Ansprechen des Wärmefühlers 40 min; die Verminderung der Gesamt-Einlaufzeit durch den Luftumwälzer, d.h. bis zum Frequenzstillstand, war 48 min. Für den praktischen Einsatz wäre gegebenenfalls aber nur die vergrößerte Anfangsheizleistung sinnvoll; die Verwendung des Luftumwälzers bedeutet einen erheblichen Aufwand.

5. Erkenntnisse aus gebauten Thermostaten

Bei näherer Betrachtung der Hinweise und Erfahrungswerte ist leicht einzusehen, daß, abgesehen von den Doppel-Thermostaten, auch jeder nichtkompensierte Einfach-Thermostat als kompensierter Ausführung angesehen werden kann, bei der lediglich eine zu große Über- oder Unterkompensation vorliegt.

Der in Tab. III unter der Nr. 7 aufgeführte Thermostat zeigt, daß sich nicht nur kleine Objekte, wie Schwingquarze, sondern auch komplette LC-Oszillatoren mit erheblich größeren räumlichen Abmessungen vor größeren Außentemperaturschwankungen schützen lassen. Der gesamte variable 5-Bereich-Oszillator, der aus einem Drehkondensator, fünf Spulen, einem Bereichumschalter, einem Schwingtransistor und Siebgliedern bestand, wurde in einem zylindrischen Innenraum von etwa 1,2 l Inhalt untergebracht. Die Achsen des Drehkondensators und des Bereichumschalters sowie die Leitungen für die Heizwicklung und die Stromversorgung der Schwingenschaltung waren herausgeführt. Der Durchgriff ließ sich auf beliebig kleine Werte kompensieren. Die

Lage des Temperaturfühlers für kleinste Durchgriffswerte war keineswegs kritisch; Verlagerungen um ± 1 mm ergaben nur kaum meßbare Änderungen. Die Bilder 4 und 5, die für diesen Thermostaten gelten, zeigen Art und Verhalten der Kompensation. Gleiches Verhalten wurde auch bei einem Thermostaten mit viereckiger, würfelförmiger Form festgestellt, bei dem die Einbauteile räumlich anders angeordnet waren. Beide Thermostaten hatten ohne Ausnutzung der Kompensationsmöglichkeit Durchgriffswerte von etwa 10 und 7%, die sich bei optimaler Einstellung der Eintauchtiefe des Wärmefühlers auf etwa Null verringerten.

Bei 28 MHz Oszillatorfrequenz und einer Umgebungstemperaturänderung von $+50^\circ\text{C}$ auf -25°C ($\Delta T_{\text{Umb}} = 75^\circ\text{C}$) konnten etwa 20 Hz Frequenzauswanderung festgestellt werden. Die Schaltung selbst hatte einen TK von rund 500 Hz/ $^\circ\text{C}$. Der Thermostat wies allerdings die verhältnismäßig lange Einlaufzeit von etwa 130 min auf. Während der Einlaufzeit trat eine Frequenzauswanderung von etwa 150 Hz auf, die auf das zeitliche „Wärmenachhinken“ eines Schaltteils zurückzuführen war und die nach dem Einlauf wieder verschwand. Wollte man diese Frequenzänderung mildern, so müßte man Einzelteile mit noch kleineren TK-Werten verwenden und außerdem dafür sorgen, daß das „nachhinkende“ Einzelteil ebenso schnell einer Temperaturänderung folgt wie die übrigen Schaltteile und dadurch rechtzeitig kompensierend wirken kann.

Schrifttum

- [1] Hering, W.: Flammenüberwachung und Steuerung vollautomatischer Ölfenranganlagen. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 9, S. 312-314, u. Nr. 10, S. 365-367
- [2] US-Patent der RCA 2102783 (S. A. Bukovoy) Jan. 1936: Constant temperature apparatus
- [3] DRP 21a⁴ 10 L 4072 von Lorenz (Dr. H. Jakobs, Dr. K. Masch) 17. 1. 1945: Wärmehalter
- [4] ● Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. 2. Berlin 1953. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, S. 221-222
- [5] DRP 989833 von Telefunken (Dr. Awender, Engel)
- [6] ● Telefunken Taschenbuch Röhren und Halbleiter 1958, S. 333-335
- [7] Diehl, W. F.: A new piezo-electric quartz crystalholder with thermal compensator. RCA Review Bd. 1 (1936) Nr. 2, S. 86-92
- [8] Dt. Pat.-Anm. T 8036 von Telefunken (Dr. Awender, v. Samson, Sann)
- [9] DBGM 1650871 von Telefunken (Dr. Awender, Sann)
- [10] Dt. Pat.-Anm. T 6638 von Telefunken (Engel)
- [11] Dt. Pat.-Anm. T 8161 von Telefunken (Dr. Awender, Sann)

Tab. III. Gemessene Kennwerte von Thermostaten verschiedener Bauart und Größe

Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8
Thermostaten-Art	einfach, elektrisch kompensiert	einfach, unkompensiert mit überhöhter Anfangsheizung	einfach, unkompensiert	einfach, elektrisch kompensiert	einfach, unkompensiert	einfach, unkompensiert	einfach, mechanisch kompensiert	doppelt
Außenabmessungen [mm]	50 ϕ x 115	87 ϕ x 114	125 x 60 x 45	100 ϕ x 120	185 x 115 x 120	60 ϕ x 120	120 ϕ x 240	120 ϕ x 185
Wärmeisolation	5 mm Styropor	10 mm Luft	9...10 mm Styropor	Luft	8...10 mm Luft	5 mm Styropor	10 mm Styropor	6...8 mm Luft
Heizkörper	Cu	0,8 mm Cu	Cu	Cu	Cu	Cu	10 mm Alu	1 mm Cu
Abmessungen [mm]	22 ϕ x 77	65 ϕ x 70	100 x 37 x 26	65 ϕ x 50	160 x 100 x 100	42 ϕ x 85	100 ϕ x 120	65 ϕ x 110 (i) ¹⁾ 85 ϕ x 130 (a) ²⁾
Wärmefühler	Thermometer	Bimetall	Bimetall	Thermometer	Thermometer	Bimetall	Thermometer	Thermometer
Schalttemperatur [°C]	50 \pm 0,02	65 \pm 2	65 \pm 0,5	70 \pm 0,1	47 \pm 1	70 \pm 0,5	60 \pm 0,1	60 \pm 0,1 (i) 57 \pm 0,1 (a)
Anordnung des Wärmefühlers	separat im 2. Heizkörper	unbeheizte Stirnfläche	innere Heizwand	unbeheizte Stirnfläche	innere Heizwand (Späne)	innere Heizwand	im Heizmantel	an Heizwand 1 u. an Heizwand 2
Objekt	1 Quarz	2 Quarze	5 Quarze	10 Quarze	Diskriminator (LC-Kreis und 2 Röhrendioden)	RC-Glied	Mehrbereich-LC-Oszillator	2 Quarze
Temperaturarbeitsbereich [°C]	+10...+40	0...+40	-40...+50	-10...+60	20 (konst. Raumtemperatur)	+15...+65	-25...+50	-10...+60
Heizleistung [W]	4	28 (Einlauf); 13 (Dauer)	13	10	10	7,5	30	3 (i); 14 (a)
Einlaufzeit [min]	30	3 (bis zur ersten Relaischaltung)	12	30	30	8	130	90
Schaltzeit [s]	16 E/22 A (+25°C) ³⁾ ; 11 E/35 A (+40°C)	20 E/20 A (+20°C)	45 E/58 A (-20°C); 19 E/210 A (+63°C)	26 E/25 A (+25°C)	30 E/30 A (+25°C)	35 E/70 A (+25°C); 28 E/145 A (+50°C)	65 E/125 A (i); 140 E/140 A (a)	65 E/125 A (i); 140 E/140 A (a) (+30°C)
D [%]	0,5	< 5	< 1	0,5	< 2	2	< 0,1	< 0,1
Welligkeit [°C]	0,25 (+25°C); 1 (-40°C)		0,3 (+20°C)	1 (+25°C)		0,3	< 0,1	< 0,1

¹⁾ i = innere Heizwand; ²⁾ a = äußere Heizwand 2; ³⁾ E = eingeschaltet, A = abgeschaltet

Einführung in die Matrizenrechnung

③

Die Verstärkung der Kaskodeschaltung ist also $\mathfrak{S} = -\frac{1}{K_{11}}$, und damit wird

$$\mathfrak{S} = \frac{R_{12} + \mathfrak{R}_{k2} + \mathfrak{S}(U_1 + R_{11} + \mathfrak{R}_{k1}) \left[1 + \frac{R_{12} + \mathfrak{R}_{k2}}{\mathfrak{R}_{k2}(1 + \mu_2)} \right]}{1 + \mu_2} \quad (214a)$$

$$\mathfrak{S} = \frac{\mu_1 \cdot \mathfrak{R}_{k2}}{\mathfrak{R}_{k2}(R_{12} + \mathfrak{R}_{k2}) + [\mathfrak{R}_{k1} + R_{11} + \mathfrak{R}_{k1}] [\mathfrak{R}_{k2} + R_{12} + \mathfrak{R}_{k2}(1 + \mu_2)]} \quad (214b)$$

$$\mathfrak{S}_1 = U_1 \cdot Y_{gk} + (1-x)^2 U_1 \cdot Y_{ga} + x^2 \cdot U_1 \cdot Y_{ak} + x \cdot U_1 \cdot S \quad (216)$$

und mit

$$Y_{11} = \frac{\mathfrak{S}_1}{U_1} \quad | \quad U_2 = 0$$

wird schließlich

$$Y_{11} = Y_{gk} + (1-x)^2 Y_{ga} + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S \quad (217)$$

Bei kurzgeschlossenem Eingang ($U_1 = 0$) ergibt sich Bild 62. Mit

$$U_1 = x$$

$$U_2 = 0$$

$$Y_{12} = -\frac{\mathfrak{S}_2}{U_2} \quad | \quad U_1 = 0$$

erhält man daraus unmittelbar

$$Y_{12} = -(Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}) \quad (218)$$

Ersetzt man im Bild 60b den Leitwert Y_{gk} durch einen Kurzschluß ($U_1 = 0$), so ergibt sich der in der Kurzschlußleitung fließende Strom zu

$$\mathfrak{S}_{1k} = \mathfrak{S}_1 = (1-x) U_2 \cdot Y_{ga} - x \cdot U_1 \cdot Y_{ak} \quad (219)$$

Daraus erhält man mit

$$Y_{12} = -\frac{\mathfrak{S}_{1k}}{U_2} \quad | \quad U_1 = 0$$

folgt

$$Y_{12} = -\frac{\mathfrak{S}_{1k}}{U_2} \quad | \quad U_1 = 0$$

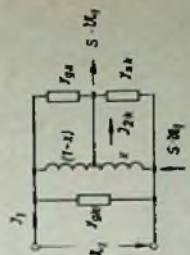


Bild 61. Zwischenbasisschaltung bei kurzgeschlossenem Ausgang

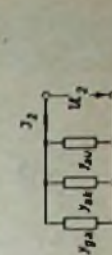
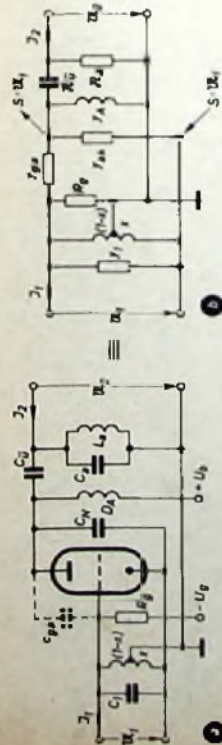


Bild 62. Zwischenbasisschaltung bei kurzgeschlossenem Eingang

Bild 64. Praktische Zwischenbasisschaltung (a) und zugehöriges Vierpol-Ersatzbild (b)



Der Ausgangswiderstand der Gitterbasisstufe ergibt sich für $x = 1$ zu

$$\mathfrak{R}_{au} = \frac{1}{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au} + \frac{Y_{ak}(-Y_{ak} - S)}{Y_{gk} + Y_{ak} + S}} = \frac{1}{Y_{gk} + Y_{ak} + S} \quad (243)$$

Für die praktische Gitterbasisschaltung erhält man mit $Y_{ak} = \frac{1}{R_1} \cdot Y_{gk} = \frac{1}{\mathfrak{R}_k} \cdot Y_{ga} = \frac{1}{\mathfrak{R}_k}$ und $Y_{au} = 0$ die Gleichung

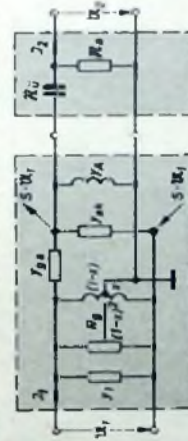
$$\mathfrak{R}_{au} = \frac{1}{\frac{1}{\mathfrak{R}_k} + \frac{1}{R_1} + S} = \frac{1}{\frac{1}{\mathfrak{R}_k} + \frac{1}{R_1} + S} \quad (244)$$


Bild 65. Transformierte Zwischenbasisschaltung aus Bild 64, aufgeteilt in zwei bekannte Vierpole

diese Form des Ersatzschaltbildes für die Berechnung unproblematisch ist, transformiert man R_g auf die Primärseite des Kreises. Der angezapfte Eingangskreis wirkt nämlich wie ein Sparttransformator, und daher wird R_g mit dem Quadrat des reziproken Übersetzungsverhältnisses multipliziert, als $R_g/(1-x)^2$ an den Eingang transformiert. Man erhält so aus Bild 64b die Ersatzschaltung Bild 65.

Die Matrix des Vierpols I wird mit Gl. (224) für

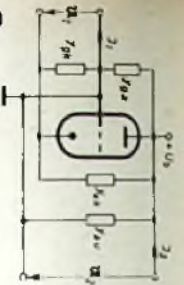
$$Y_{gk} = Y_1 + \frac{(1-x)^2}{R_g} \quad \text{und} \quad Y_{au} = Y_A$$

$$\mathfrak{S}_1 = \begin{pmatrix} Y_1 + (1-x)^2 \left(Y_{ga} + \frac{1}{R_g} \right) + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S & x \cdot Y_{ak} - (1-x) \cdot Y_{ga} \\ (1-x) \cdot Y_{ga} - x \cdot Y_{ak} - S & -(Y_{ga} + Y_{ak} + Y_A) \end{pmatrix} \quad (245)$$

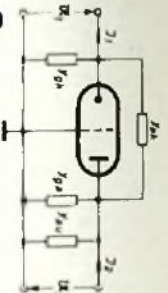
Darin bedeuten $Y_1 = j\omega C_1$, $Y_A = j\omega C_A \cdot Y_{ak} = \frac{1}{R_1} + j\omega C_N$ und $Y_A = \frac{j\omega D_A}{V/lrd}$ (V/lrd fortgesetzt)

Bei der praktischen Verwendung von Gitterbasis- und Katodenbasisschaltungen muß man den Frequenzbereich berücksichtigen, in dem sie arbeiten sollen. Bei sehr hohen Frequenzen gehen nämlich Gitterbasis- und Katodenbasisschaltung (falls die üblichen Stiftröhren verwendet werden) in die Zwischenbasisschaltung über, weil bereits die Zuleitungen vom Massepunkt zu Gitter und Katode im Inneren der Röhre als Induktivitäten wirken. So gilt zum Beispiel im Gebiet um 100 MHz für eine praktische Katodenbasisschaltung $x \approx 0,01 \dots 0,03$ und für eine praktische Gitterbasisschaltung $x \approx 0,97 \dots 0,99$.

1) Cantz R.: Die Schaltung der Vorstufe im UKW-Rundfunkempfänger. Telefunken Röhrenmitteilungen für die Industrie



62



63

$$Y_{21} = x \cdot Y_{ak} - (1-x) Y_{2a} \quad (220)$$

Den Kurzschlußstrom S_{ak} berechnet man aus Bild 61. Er setzt sich aus drei Komponenten zusammen

$$-I_2 = x \cdot I_{11} \cdot Y_{ak}$$

verursacht durch die Teilspannung im unteren Zweig,

$$I_1 = (1-x) I_{11} \cdot Y_{2a}$$

verursacht durch die Teilspannung im oberen Zweig und

$$-I_3 = S \cdot I_{11}$$

als Steilheitstromung durch die Kurzschlußverbindung.

Daraus ergibt sich

$$S_{ak} = I_1 + I_2 + I_3 \quad (221)$$

$$S_{ak} = (1-x) I_{11} \cdot Y_{2a} - x \cdot I_{11} \cdot Y_{ak} - S \cdot I_{11} \quad (222)$$

Mit

$$Y_{21} = \frac{S_{21}}{I_{11}} \quad I_{11} = 0$$

wird schließlich

$$Y_{21} = (1-x) Y_{2a} - x \cdot Y_{ak} - S \quad (223)$$

Die Matrix der allgemeinen Zwischenbasisschaltung lautet also

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{2k} + (1-x)^2 Y_{2a} + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S & x \cdot Y_{ak} - (1-x) Y_{2a} \\ (1-x) Y_{2a} - x \cdot Y_{ak} - S & -(Y_{2a} + Y_{ak} + Y_{2a}) \end{pmatrix} \quad (224)$$

Aus dieser Gleichung müssen sich die Matrizen der Kathodenbasis- und der Gitterbasisschaltung entwickeln lassen. Für $x = 0$ ergibt sich

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{2k} + Y_{2a} & -Y_{2a} \\ Y_{2a} - S & -(Y_{2a} + Y_{ak} + Y_{2a}) \end{pmatrix} \quad (225)$$

Das ist die Leitwertmatrix der allgemeinen Kathodenbasisschaltung mit Belastungswiderstand (s. o. Gl. (103) für $R_g = R_i = \infty$).

Mit $x = 1$ wird

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{2k} + Y_{ak} + S & Y_{ak} \\ -(Y_{2a} + S) & -(Y_{2a} + Y_{ak} + Y_{2a}) \end{pmatrix} \quad (226)$$

Laut Definition muß diese Gleichung die Leitwertmatrix der allgemeinen Gitterbasisschaltung sein und für Y_{21} mit Gl. (198) übereinstimmen. Formel ist das auch der Fall, nur die Vorzeichen der Elemente Y_{11} und Y_{21} der beiden Gleichungen sind voneinander verschieden.

Das kommt daher, weil bei der Aufstellung des Vierpol-Ersatzschaltbildes der Zwischenbasisschaltung die Kathodenbasisschaltung zugrunde gelegt wurde. Dadurch haben die Zehlflechte für Eingangsspannung und -strom beim Übergang auf die Gitterbasisschaltung (Bild 63) die entgegengesetzte Richtung wie im Bild 54. Die Größen S_{11} , I_{11} müssen also in Gl. (220a) und (223a) negativ eingesetzt werden. Kehrt man die Zehlflechte der Eingangsgrößen im Bild 63 um, so kehren sich auch die Vorzeichen der genannten Matrixelemente um, und die Übereinstimmung mit Gl. (198) ist hergestellt.

Die Verstärkung der Zwischenbasisschaltung berechnet sich aus der Gleichung

$$K = -\frac{1}{K_{11}} + \frac{Y_{21}}{Y_{22}} \quad (227)$$

wie die Grenzwerte für $x \rightarrow 0$ und $x \rightarrow 1$ zeigen. Mit Gl. (227) erhält man

$$K_0 = -\frac{(1-x) Y_{2a} - x \cdot Y_{ak} - S}{Y_{2a} + Y_{ak} + Y_{2a}} \quad (228)$$

Setzt man $x = 0$, so geht Gl. (228) in

$$K_0 = -\frac{Y_{2a} - S}{Y_{2a} + Y_{ak} + Y_{2a}} \quad (229)$$

über, und mit

$$Y_{2a} = 0, \quad Y_{ak} = \frac{1}{R_i} \quad \text{sowie} \quad Y_{2a} = \frac{1}{R_i} \quad (230)$$

$$K_1 = -\frac{S}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_i}} = S \frac{R_i \cdot R_{1a}}{R_i + R_{1a}} \quad (230)$$

Das ist die Verstärkungsgleichung für die Kathodenbasisschaltung.

Setzt man in Gl. (228) $x = 1$, so erhält man

$$K_1 = -\frac{-Y_{ak} - S}{Y_{2a} + Y_{ak} + Y_{2a}} \quad (231)$$

und mit $Y_{ga} = 0$, $Y_{ak} = \frac{1}{R_k}$, $Y_{au} = \frac{1}{\mathfrak{R}_a}$ ergibt sich

$$\frac{1}{R_k} + S = \frac{1 + S \cdot R_k}{R_k} = \frac{1 + \mu}{R_k} \quad (232)$$

Diese Gleichung gibt die Verstärkung der Gitterbasissstufe an (s. a. Gl. 200b). Die Zwischenbasisschaltung kann also bezüglich des Vorzeichens bei der Berechnung der Verstärkung in Tab. VIII unter Katodenbasisschaltung eingeordnet werden.

Bei der Berechnung des Eingangswiderstandes geht man wieder von der Gleichung

$$\mathfrak{R}_e = \frac{Y_{aa}}{|Y|}$$

aus. Man erhält dann mit

$$|Y| = -(Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}) \times \\ \times [Y_{gk} + (1-x)^2 Y_{ga} + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S] - \\ - [x \cdot Y_{ak} - (1-x) Y_{ga}] [(1-x) Y_{ga} - x \cdot Y_{ak} - S] \quad (233)$$

$$\mathfrak{R}_e = \frac{1}{Y_{ga} + (1-x)^2 Y_{ga} + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S + \frac{[x \cdot Y_{ak} - (1-x) Y_{ga}] [(1-x) Y_{ga} - x \cdot Y_{ak} - S]}{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}}} \quad (234)$$

Für $x = 0$ ergibt sich der Eingangswiderstand der allgemeinen Katodenbasisschaltung zu

$$\mathfrak{R}_e = \frac{1}{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}} = \frac{(-Y_{ga})(Y_{ga} - S)}{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}} = \frac{Y_{gk}(Y_{gk} + Y_{ak} + Y_{au} + S) + Y_{gk}(Y_{ak} + Y_{au})}{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}} \quad (235)$$

Setzt man wieder $Y_{ak} = \frac{1}{R_k}$, $Y_{au} = \frac{1}{\mathfrak{R}_a}$ und

$$Y_{gk} = \frac{1}{R_g}, \text{ so wird} \quad \text{Den Ausgangswiderstand der allgemeinen Katodenbasisschaltung erhält man aus Gl. (240) für } x = 0, \text{ wie in Gl. 241 angegeben.}$$

$$\text{Mit } Y_{ga} = 0, Y_{gk} = \frac{1}{R_g}, Y_{ak} = \frac{1}{R_k} \text{ und } Y_{au} = \frac{1}{\mathfrak{R}_a} \text{ wird}$$

$$\mathfrak{R}_e = \frac{1 + \frac{1}{\mathfrak{R}_a}}{Y_{ga} + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{\mathfrak{R}_a}} = \frac{1}{\frac{R_g}{R_k} \left(\frac{1}{R_k} + \frac{1}{\mathfrak{R}_a} \right)} = \frac{R_k \cdot \mathfrak{R}_a}{R_k + \mathfrak{R}_a} \quad (242)$$

und mit $Y_{ga} = 0$, ergibt sich schließlich

$$\mathfrak{R}_{au} = \frac{1}{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au} + \frac{[x \cdot Y_{ak} - (1-x) Y_{ga}] [(1-x) Y_{ga} - x \cdot Y_{ak} - S]}{Y_{gk} + (1-x)^2 Y_{ga} + x^2 \cdot Y_{ak} + x \cdot S}} \quad (240)$$

$$\mathfrak{R}_{au} = \frac{1}{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au} + \frac{(-Y_{ga})(Y_{ga} - S)}{Y_{gk} + Y_{ga}}} = \frac{Y_{gk} + Y_{ga}}{Y_{gk}(Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}) + Y_{ga}(S + Y_{ak} + Y_{au})} \quad (241)$$

$$\mathfrak{R}_k = \frac{1 + \frac{1}{\mathfrak{R}_a}}{\frac{1}{R_k} \left(\frac{1}{R_k} + \frac{1}{\mathfrak{R}_a} \right)} = R_g \quad (237)$$

Analog erhält man für $x = 1$ den Eingangswiderstand der allgemeinen Gitterbasisschaltung

$$\mathfrak{R}_e = \frac{Y_{ga} + Y_{ak} + Y_{au}}{Y_{gk} + Y_{ak} + S(Y_{ga} + Y_{au}) + Y_{gk} Y_{ak}} \quad (238)$$

Mit $Y_{ga} = Y_{gk} = 0$, $Y_{ak} = \frac{1}{R_k}$ und $Y_{au} = \frac{1}{\mathfrak{R}_a}$ wird

$$\frac{1 + \frac{1}{\mathfrak{R}_a}}{R_k + \mathfrak{R}_a} = \frac{R_k + \mathfrak{R}_a}{R_k + \mathfrak{R}_a} = \frac{1 + \mu}{\mathfrak{R}_a} \quad (239)$$

Schließlich ergibt sich der Ausgangswiderstand der Zwischenbasissstufe zu

$$\mathfrak{R}_{au} = \frac{Y_{11}}{|Y|}$$

also Gl. (240) (s. unten).

Einseitenband-Steuersender

In Städten und Wohnsiedlungen verbietet die zunehmende Anzahl der Fernsehteilnehmer die Anwendung der üblichen Amplitudenmodulation während der Fernsehzeit. Moderne Fernsehempfänger haben zwar Siebschaltungen in der Netz- und Antennenzuleitung, ältere Fernsehgeräte können aber durch geclippte Anodenschirmgittermodulation so stark gestört werden, daß Zeilen- und Bildgeneratoren außer Tritt fallen sowie Balken und Moiré den Empfang erheblich beeinträchtigen. In vielen Fällen bringt zwar bereits das Versetzen der Sendeantennen eine Störungsbeseitigung, aber das ist meistens mit großen Kosten verbunden und oft nicht zu verwirklichen.

Eine Abhilfe oder wenigstens eine starke Verringerung dieser TV-Störungen ist durch Einseitenband-Übertragung mit verringertem Träger (A 3a-Betrieb) möglich. In den USA, in denen die gleichen Verhältnisse herrschen, fertigt die Industrie daher bereits seit einiger Zeit Amateur-SSB-Steuersender, die dem neuesten Stand der Technik entsprechen. Leider sind diese Geräte für den Durchschnitts-Amateur meistens unerschwinglich. Daher bleibt der Selbstbau eines SSB-Senders die einzige Möglichkeit, SSB anwenden zu können. Bei der Planung sollten jedoch folgende Punkte unbedingt beachtet werden: 1. Auf cw- und AM-Betrieb umschaltbarer Bandsender, 2. Seitenbandwechsel ohne Veränderung der Trägerfrequenz, 3. voice control (Betrieb mit Lautsprecher oder Kopfhörer), 4. Steuerleistung für eine Endstufe in AB 1- oder AB 2-Betrieb (unter Berücksichtigung der höchstzulässigen Leistung), 5. einfache Frequenzablesung und große Wiederkehrgenauigkeit sowie 6. Aufbau mit einfachsten Mitteln und Abgleich ohne Spezial-Meßgeräte.

Prinzip

Bild 1 zeigt das Blockbild des SSB-Senders. Vom Mikrofon-Eingang gelangt die NF über zwei Verstärkerstufen und einen Katodenverstärker (NF-Übertragungsbereich 0,3 ... 3,4 kHz) zum Balancemodulator (Ringmodulator), dem außerdem über einen weiteren Katodenverstärker vom Trägergenerator die Trägerfrequenz (455 kHz) zugeführt wird. Im Ringmodulator können Betrag und Phase kompensiert werden. Am symmetrischen Ausgang des Modulators (600 Ohm Scheinwiderstand) liegt das Seitenbandfilter, das als „lattice-Filter“ ausgeführt ist und vier ausgesuchte Quarzpaare enthält. Sein Ausgang ist unsymmetrisch. Da es über zwei koaxiale Steckverbindungen angeschlossen ist, läßt sich das gesamte Filter zum Abgleich leicht ausbauen.

Im 455-kHz-Verstärker wird das nicht-unterdrückte Seitenband auf den Sollpegel verstärkt und dann im ersten Mischer mit der vom ZF-Oszillator erzeugten Frequenz (2,705 MHz) gemischt. Eine Kondensatorbrücke im Anodenkreis des Mixers unterdrückt den 2,705-MHz-Hilfsträger um 20 dB. Der Anodenkreis ist auf die Differenzfrequenz abgestimmt und über eine niederohmige Linkleitung an den 2-MHz-Verstärker angekoppelt. Das verstärkte Signal gelangt dann zum zweiten Mischer, in dem man es mit der variablen Frequenz des VFO (5,25 ... 6,25 MHz) mischt. Die Differenzfrequenz wird über zwei selektive Kreise, die für die erforderliche Weitabselektion sorgen, dem in derselben Baugruppe angeordneten Endumsetzer zugeführt, der das Signal mit Hilfe der im Quarzoszillator erzeugten Frequenzen auf die Endfrequenzen im 80-, 40-, 20-, 15- und 10-m-Band umsetzt. Der Anodenkreis des Endumsetzers ist breitbandig auf Bandmitte abgestimmt.

Der Treiber ist mit einer Breitbandpentode bestückt und läßt sich auf die Betriebsfrequenz abstimmen. Die Endstufe arbeitet als AB 1-Verstärker. Ihr Anodenkreis ist als Multiband-Tank ausgeführt; die Auskopplung erfolgt niederohmig.

Hinter der zweiten NF-Stufe wird ein Teil der NF-Spannung abgenommen und dem Vox-Verstärker zugeführt. Die verstärkte Spannung betätigt das Vox-Relais, das die automatische Ein- und Ausschaltung des Senders bewirkt. Eine Rückkopplungssperre, der man über den 500-Ohm-Eingang die Ausgangsspannung des Empfängers zuführt, verhindert eine akustische Rückkopplung bei Lautsprecherbetrieb.

Trägergenerator und Balancemodulator

Die Trägerfrequenz (455 kHz) wird in einer Clapp-Generatorschaltung (Rö 1) erzeugt (Bild 2). Als Spannungsteilerkondensatoren (C 5, C 6) werden dicht verlötete Styroflex-Kondensatoren verwendet, die in Verbindung mit C 2 eine Temperaturkompensation über einen großen Temperaturbereich gestatten (+ 10 ... + 45°C). Die Frequenzkonstanz des Generators muß besser als $1 \cdot 10^{-4}$ sein, um ein Auswandern des Trägers zu vermeiden. Nach internationaler Norm liegt bei SSB-Sendern der Träger für das obere beziehungsweise untere Seitenband bei den 20-dB-Dämpfungspunkten des Seitenbandfilters. Ist die Langzeit-Konstanz nicht ausreichend oder eine starke Temperaturabhängigkeit vorhanden, so werden je nachdem, ob sich die Trägerfrequenz erhöht oder erniedrigt, bei der Modulation die tiefen Tonfrequenzen angehoben oder gedämpft. Wenn man das untere Seitenband benutzt (Betriebs-

frequenz ≤ 10 MHz), muß der Träger auf der höherfrequenten Flanke des Filters liegen. Der Schalter S 3 ist dann geöffnet, und mit C 3 und C 4 stellt man den Träger auf den 20-dB-Punkt der Filterkurve ein. Beim Betrieb auf dem oberen Seitenband (Betriebsfrequenz ≥ 10 MHz) liegt der Träger auf dem 20-dB-Punkt der niederfrequenten Filterflanke. Mechanische oder „full-lattice“-Filter haben einen Formfaktor (Verhältnis der Bandbreiten bei 6 und 60 dB Dämpfung) von ≤ 2 . Bei dem hier verwendeten Seitenbandfilter haben die 20-dB-Dämpfungspunkte einen Abstand von etwa 1,85 kHz von der Mittenfrequenz des Filters. An Stelle des Generators in Clapp-Schaltung lassen sich auch USA-Quarze mit dreistelligen Kanalzahlen verwenden. Benutzt man für das Seitenbandfilter Filterquarze für die Kanäle 47 und 48, so sind im Trägergenerator Quarze für die Kanäle 329 und 331 erforderlich. Über C 10 gelangt die Trägerfrequenz zum Katodenverstärker Rö 2 und dann über C 14 zum Schleifer des Potentiometers R 14.

Der Balancemodulator enthält einen Ringmodulator, der aus vier Germaniumdioden besteht, die bei + 0,4 V und + 1,2 V auf Gleichheit des Richtstromes ausgetuscht sind (Toleranzen 5% bei + 0,4 V und 3% bei + 1,2 V). Ringmodulatoren sind unter der Bezeichnung „Richtleiter-Quartett“ im Handel. Im Ringmodulator wird die Trägeramplitude etwa um den Faktor 100 (40 dB) geschwächt. Das Quartett GD 1 Q (Siemens) hat bei -10 V je Diode einen Sperrstrom von $\leq 10 \mu A$. An verschiedenen Mustern wurden für die Trägerunterdrückung Werte von 40 ... 52 dB gemessen. Der Eingangs- und Ausgangswiderstand ist etwa 600 Ohm. Am Ausgang des Ringmodulators treten das untere und das obere Seitenband sowie der Trägerrest auf. Die Spannungsgleichheit läßt sich mit R 14 einstellen. Zur Kompensation der unterschiedlichen Kapazität der einzelnen Zweige ist C 21 angeordnet.

Seitenbandfilter

Das Seitenbandfilter besteht aus zwei gleichen Brückenfiltern mit den Quarz-Paaren Q 1, Q 2 und Q 5, Q 6 beziehungsweise Q 3, Q 4 und Q 7, Q 8. Dazu sind „FT-241“-Quarze für die Kanäle 47 (Q 1, Q 2, Q 3, Q 4) und 48 (Q 5, Q 6, Q 7, Q 8) jeweils so auszusuchen, daß die Frequenzabweichung eines Paares ≤ 10 Hz ist. $\bar{U} 1$ transformiert den Ausgangswiderstand des Ringmodulators (600 Ohm) auf den Filterwiderstand. Die Widerstandswerte des Filters wurden so festgelegt, daß sich eine Kreiskapazität von 340 pF ergibt.

Die Kopplung zwischen dem ersten und zweiten Brückenfilter und die Auskopplung erfolgt über $\bar{U} 2$ und $\bar{U} 3$, deren Pri-

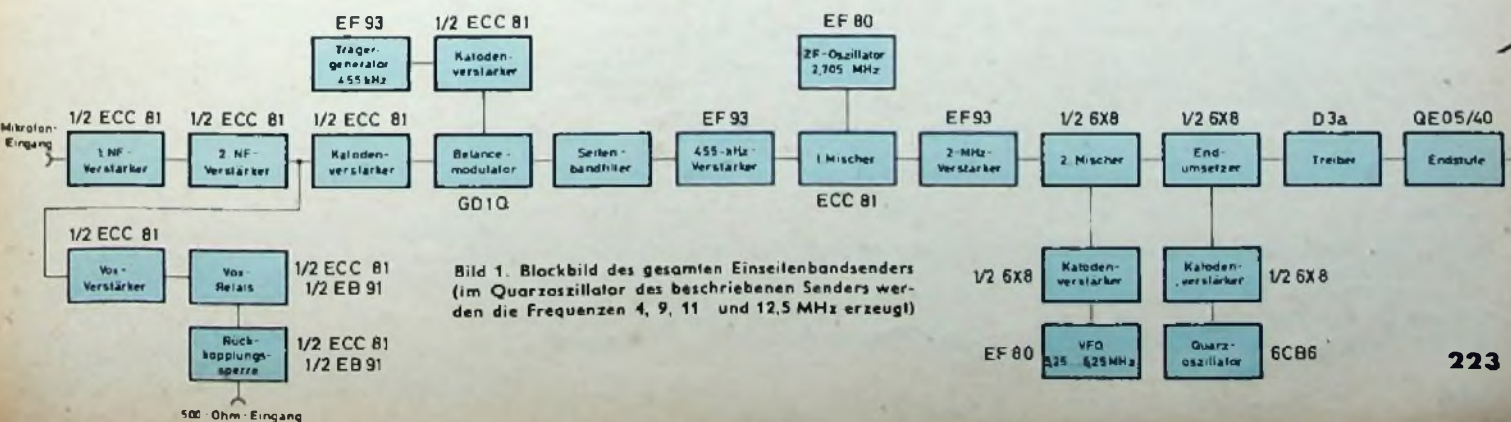


Bild 1. Blockbild des gesamten Einseitenbandsenders (im Quarzoszillator des beschriebenen Senders werden die Frequenzen 4, 9, 11 und 12,5 MHz erzeugt)

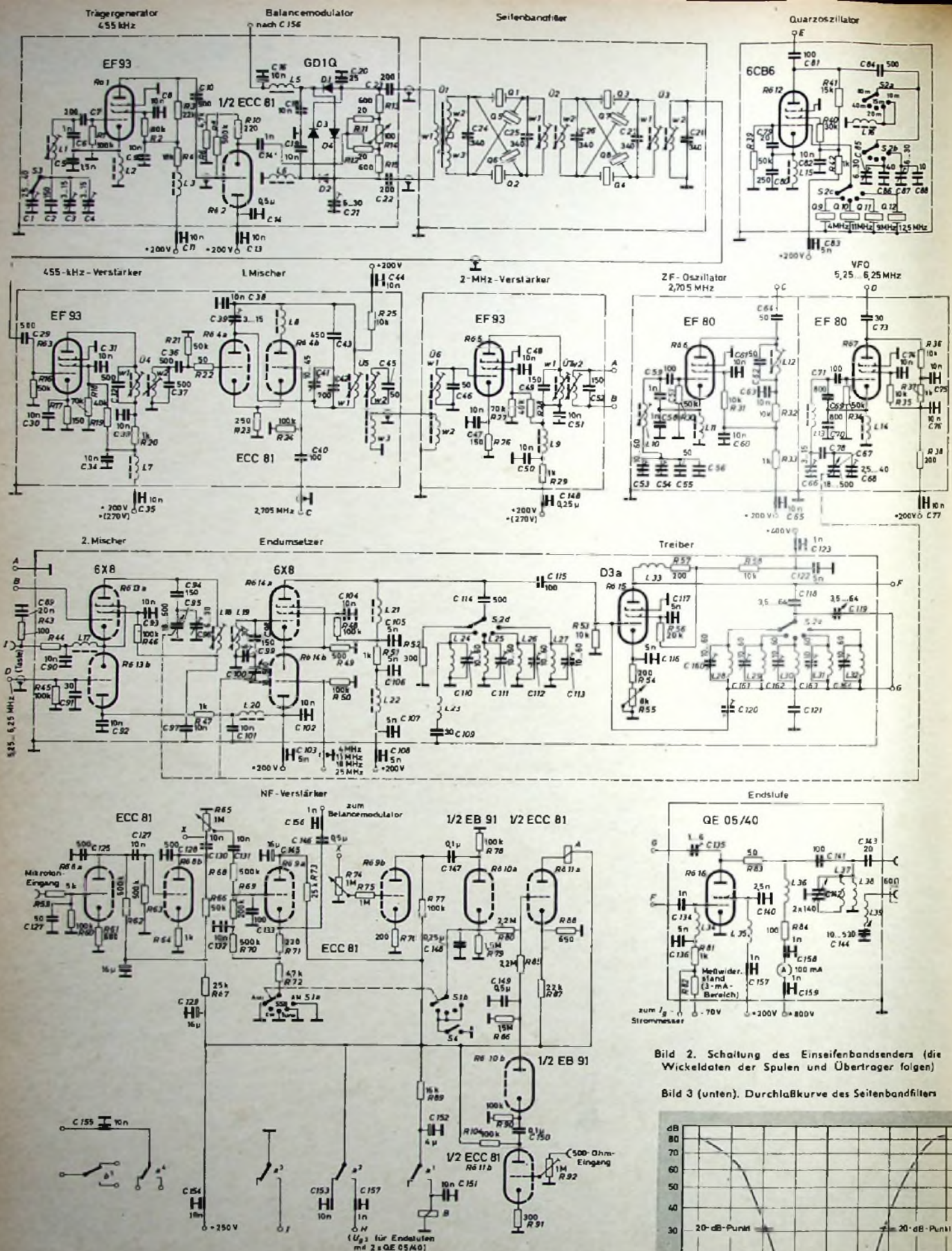
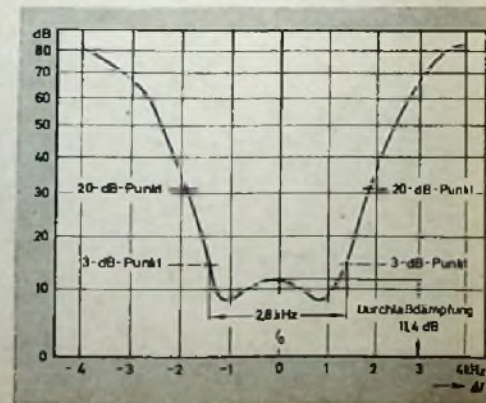


Bild 2. Schaltung des Einseitenbandsenders (die Wickelraten der Spulen und Übertrager folgen)

Bild 3 (unten). Durchlaßkurve des Seitenbandfilters



mär- und Sekundärkreise mit C 25 und C 26 beziehungsweise C 27 und C 28 auf die Mittenfrequenz des Durchlaßbereiches (458,3 kHz) abgestimmt sind. Die Durchlaßdämpfung des ganzen Seitenbandfilters

(vom 600-Ohm-Eingang bis zum Sekundärkreis von U 3) beträgt 11,4 dB; bei 1 kHz Abstand von der Mittenfrequenz ist die Dämpfung 8,8 dB, bei 3 kHz 68 dB und bei 4 kHz rund 80 dB (Bild 3). (Wird fortgesetzt)

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Händel: Concerti grossi op. 3;
Nr. 1 B-dur, Nr. 2 B-dur,
Nr. 3 G-dur, Nr. 4b F-dur

Cappella Coloniensis des WDR unter Leitung von August Wenzinger

Diese Aufnahme des op. 3 geht auf den Urtext zurück, den Frederick Hudson für die Hallische Händel-Ausgabe hergestellt hat. Die Komposition ist wahrscheinlich durch den Aufenthalt Händels in Italien (1706 bis 1710) angeregt, wo Händel Corellis Concerti grossi kennen gelernt hatte. Wenngleich die Concerti grossi op. 3 gegenüber den zwölf Concerti grossi op. 7 (1740 erschienen) von Fachleuten gelegentlich als Experiment betrachtet werden, so sind sie doch in ihrer ganzen Anlage so abwechslungsreich, daß sie im Gesamtschaffen Händels einen festen Platz einnehmen.

Musikalisch erhält die Interpretation durch August Wenzinger dadurch besonderes Interesse, daß das Instrumentarium der Solisten zum Teil aus alten Instrumenten der Zeit Händels (altmensurierte Violinen von 1747 und 1762, Violoncelli von 1716 und 1770), zum Teil aus besten Kopien alter Meisterinstrumente besteht, bei denen alle Erkenntnisse der Instrumentenforschung und des modernen Instrumentenbaus ausgewertet worden sind.

So ist mit dieser Platte eine hervorragende Stereo-Aufnahme mit ladelladem Miteneindruck entstanden, die zudem eine sehr gute akustische Perspektive hat. Der Klang der alten Instrumente kommt ausgezeichnet zum Ausdruck, und im Wechselspiel zwischen Solo-Instrumenten und Orchester offenbart sich der ganze Reiz der Musik Händels. Ein Zeichen für die technisch hervorragende Qualität ist beispielsweise der wegen seiner komplizierten Einschwingvorgänge nur schwer gut wiederzugebende Cembaloklang. Die Solo-Instrumente erheben sich gut über das Orchester, und selbst Strich- und Anblastechnik werden ausgezeichnet wiedergegeben. Der Anteil an Raumhall ist wohl abgemessen. Offenbar kommt die Akustik der Oetker-Halle in Bielefeld dieser Art Musik sehr entgegen, denn das Solo der Oboe im Anfang des Concerto Nr. 3 — um nur ein Beispiel zu nennen — steht gut im Raum. Es ist auch sehr reizvoll, beispielsweise den Aufbau des Allegros in den Streichern zu verfolgen. Kurz gesagt: Eine Aufnahme, die des Interesses bei Musikern und Hi-Fi-Freunden gleichermaßen sicher sein kann.

Archiv-Produktion der Deutschen Grammophon 198 217 SAPM (Stereo)

Bartók: Divertimento für Streichorchester (1939);
Weiner: Suite op. 18
Ungarische Volkstänze

Philharmonica Hungarica unter Antal Dorati

1939, in einer Zeit politischer Hochspannung, war es Bartók vergönnt, auf Einladung des schweizerischen Dirigenten Paul Sacher einen längeren Urlaub in der Schweiz zu verbringen. Hier entstand in der Schönheit der Landschaft und fern vom Trubel der Welt dieses lebensbejahende Werk, das seinem Freund gewidmet ist. Es ist eine glückliche Synthese von Melodien aus Ungarn und Rumänien mit den Stilelementen des Concerto grosso.

In dieser Mono-Aufnahme ist das vielfach variierte Thema des ersten Satzes stets gut über dem Klang der anderen Streicher erkennbar. Vor allem der tiefe Streicherklang hat oft eine Eindringlichkeit, die vergessen läßt, daß es sich „nur“ um eine Einkanal-Aufnahme handelt. Das Finale in Rondo-Form klingt an Tänze aus der Heimat Bartóks an. Sehr gut hier die kurzen, harten Pizzicati, wie überhaupt die Mannigfaltigkeit des Streicherklangs dieser Komposition in der vorliegenden Aufnahme gut wiedergegeben wird.

Der 1885 geborene Leo Weiner gehört derselben Generation wie Bartók und Kodály an. Seine 1933 entstandene Suite ist ein Mittelding zwischen Originalkomposition und Orchester-Arrangement. Weiner bedient sich ausschließlich ungarischer Volkstänze als Vorlage, die er in einer blendenden Instrumentation darbietet.

Der gut differenzierte Orchesterklang im ersten Satz erhält durch Blech und Schlagzeug (große Trommel, Becken) gut aufgesetzte Akzente, die mit der „gemäßigt modernen“ Harmonie wirkungsvoll übereinstimmen. Im zweiten Satz erklingt nach einer Einleitung mit fast pastoraler Stimmung dann im rhythmisch interessanten Allegro con fuoco eine dudelsack-ähnliche Melodie. Vielfältig sind auch die musikalisch ausgedrückten Empfindungen der beiden letzten Sätze. Dem majestätisch schreitenden Thema nach der wehmütigen Einleitung im dritten Satz stehen der leise Klang der Streicher und Holzbläser und ein schönes Thema der Solo-Violine gegenüber. Tänzerischer Übermut im letzten Satz beschließt dieses von der Komposition wie von der Interpretation her gleichermaßen interessante Werk. Wegen der technisch guten Qualität und der vielfach variierenden Instrumentation ist diese Platte sogar als Testplatte für Einkanal-Wiedergabeanlagen zu empfehlen.

Fantona 698004 CL (Mono)

Tschaikowskij; Symphonie Nr. 6 h-moll op. 74

Chicagauer Symphonie-Orchester unter Fritz Reiner

Diese letzte Symphonie des großen russischen Komponisten erlebte am 28. Oktober 1893, kurz vor seinem Tode, in Petersburg ihre Uraufführung. Dieses Werk, das Tschaikowskij selbst als sein bestes bezeichnete, fand damals keineswegs ungeteilte Zustimmung, obwohl die Deutung keine so unüberwindbaren Schwierigkeiten bietet. Dem düsteren Moll-Thema im ersten Satz steht ein verklärtes Dur-Thema, von den Violinen melodisch vorgetragen, kontrastreich gegenüber. Diesem Satz der scharfen Kontraste folgt ein Allegro con grazia als leichte tänzerische Idylle. Das Allegro molto vivace des dritten Satzes treibt dann mit scharf akzentuierten Marschrhythmen den musikalischen Gedanken voran, um in einem Triumph der Daseinsfreude auszuklingen. Der vierte Satz, das von vielen als der schönste Satz des Werkes bezeichnete Adagio lamentoso, ist schon von der Vorahnung des Todes gekennzeichnet.

Wegen ihrer starken dynamischen Gegensätze ist diese Symphonie für die Schallplatte ein schwieriges Werk. Da die vorliegende Platte sich durch geringes Rauschen auszeichnet, gehen aber die leisen Stellen nicht unter. Ebenso kann der volle Frequenzumfang der Wiedergabeanlage ausgenutzt werden, um den strahlenden Klang des Orchesters wiederzugeben. Der Stereo-Eindruck ist gut. Die Holzbläser füllen die Mitte des akustischen Geschehens gut aus, und die vielfachen Solo-Partien, zum Beispiel die elegische Melodie der Klarinette im ersten Satz, kommen ausgezeichnet zur Geltung. Daneben ist der gute Klang des Bleches hervorzuheben, der auch bei stärkster Massierung niemals dick wirkt. Hervorragend auch der leidenschaftliche Streicherklang und der satte dunkle Ton der Holzbläser im letzten Satz. Hier erreichte der Tonmeister sogar eine eindrucksvolle Illusion von der Tiefe des Raumes.

RCA LSC-2216 (Stereo)

Strauß: Also sprach Zarathustra op. 30

Berliner Philharmoniker unter Karl Böhm. Solo-Violine: Michel Schwalbé

Diese „Tondichtung frei nach Nietzsche“ entstand 1896. Sie rief bei der Uraufführung einen Sturm der Entrüstung hervor. Die dem einsätzigen Werk beigegebenen, Nietzsches Werk entnommenen Untertitel tragen keineswegs dazu bei, das Verständnis zu erleichtern. Die Tondichtung soll aber auch keineswegs „vertante Philosophie“ sein, sondern in ihr klin-

gen die Empfindungen des Komponisten, klingt das Erlebnis der Wortdichtung in Tönen nach.

Wer dieses Werk aus dem Konzertsaal kennt, kann ermessen, welche Schwierigkeiten sich bei der Schallaufnahme des so ungewöhnlich reichhaltig besetzten Klangkörpers boten, dessen Ausdrucksmöglichkeiten nach wirkungsvoll durch die Orgel unterstützt werden. So ist es verständlich, daß eigentlich nur eine gute Stereo-Aufnahme, wie sie hier vorliegt, in der Lage ist, das musikalische Geschehen wiederzugeben.

Auf den lang anhaltenden Orgelton des Anfangs baut die Trompete das feierliche Natur-Thema über die Quinte zur Oktave auf. Schnelle Wechsel zwischen Dur und Moll und eine an Abwechslungen reiche Instrumentation werden eindrucksvoll wiedergegeben. Der Orchesterklang ist gut differenziert, und die solistisch auftretenden Instrumente stehen gut im Raum. Beeindruckend ist die plastische Wiedergabe der Harfen und der Celesta sowie nicht zuletzt die der Solo-Violine, deren höchste Töne ladellos wiedergegeben werden.

Deutsche Grammophon 136001 SLPEM (Stereo compatible)

Paganini: Violin-Konzert Nr. 1 D-dur op. 6

Philadelphia Orchestra unter Eugene Ormandy.

Solo-Violine: Zino Francescatti

Dieses Konzert ist von den beiden Violin-Konzerten des berühmtesten italienischen Violin-Virtuosen dasjenige, das heute noch häufiger zu hören ist. Musikalisch bewegt es sich völlig im Stil Rossinis. An den Solisten stellt es mit seinem blitzenden Figurenwerk schwieriger Doppelgriffe und Flageolett-Töne außerordentliche Anforderungen. In Zino Francescatti steht hier ein Solist vor uns, der als einer der besten Interpreten dieses Werkes gilt.

Im Allegro maestoso des ersten Satzes folgt der brillanten Orchestereinleitung die weitgespannte Melodie der Solo-Violine. Der Klang des Solo-Instrumentes liegt über dem Klang des Orchesters, und die Höhen sind so gut aufgezeichnet, daß die Streichtechnik des Solisten gut erkennbar ist. An den Tutti-Stellen vermißt man zwar gelegentlich die der Stereo-Aufnahme eigene Durchsichtigkeit, aber für eine einkanalige Aufnahme hat der Tonmeister gute Arbeit geleistet. Im abschließenden Rondo (Allegro spiritoso) fasziniert die tänzelnde Melodie des Solo-Instrumentes mit ihren schwierigen Doppelgriffpassagen, wie überhaupt die Aufnahme-technik der Solo-Violine als gut gelungen bezeichnet werden muß. *Philips G 05649 R (Mono)*

H. RICHTER

Technik der Funk-Fernsteuerung

①

Wird im Eingang des Empfängers noch ein Röhrenpendler verwendet, so braucht man zusätzlich eine Miniatur-Anodenbatterie von 30 ... 60 V. Leider stellen diese Batterien für manche Modelle schon eine nicht unerhebliche gewichtsmäßige und räumliche Belastung dar; sie sind aber zum Betrieb von Röhrenpendlern unvermeidlich. Man könnte natürlich auch einen Transistor-Zerhacker verwenden, der aus einer Niederspannungsbatterie gespeist wird. Dann reichen aber die erwähnten Miniaturbatterien nicht mehr aus, und man muß zu mehr oder weniger kräftigen Monozellen greifen, was gewichts- und raummäßig kaum eine Einsparung gegenüber Anodenbatterien bedeutet. So vorteilhaft Transistor-Gleichspannungswandler sind, so fragwürdig ist ihr Einsatz im Fernsteuerbetrieb. Diese Probleme dürften jedoch durch die Einführung der Transistorpendler überholt sein.

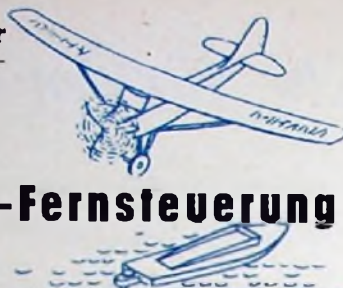
Den meisten Betriebsstrom benötigen natürlich die Relaiswicklungen. Gegebenenfalls können aber auch die Relais noch aus Miniaturbatterien gespeist werden, da die Steuerimpulse ja nur verhältnismäßig kurze Zeit andauern. Im Mittel muß man je Relais mit einem Stromverbrauch von 3 ... 12 mA rechnen. Bei Einkanalanlagen fällt das noch wenig ins Gewicht, jedoch bei Mehrkanalanlagen mit 4 ... 8 Kanälen sind Miniaturbatterien nicht mehr brauchbar. Man greift dann entweder zu entsprechend vielen, in Reihe geschalteten mittelstarken Monozellen oder zu Kleinst-Akkumulatoren, zum Beispiel Deac-Zellen. Allerdings sind Nickel-Kadmiumzellen im Verhältnis zu ihrer Kapazität relativ schwer.

Gut bewährt haben sich die *Rulag*-Kleinst-Bleisammler (2 V), die bei entsprechender Vorsicht auch nachgeladen werden können. Es gibt einen kleineren und einen größeren Typ. Den kleineren kann man intermittierend mit etwa 150 mA, den größeren bis maximal 300 mA belasten. Bei der Nachladung darf man einen Strom von 10 mA nicht überschreiten, weil sonst das luftdicht abgeschlossene Gehäuse durch zu starke Gasbildung aufgebläht wird. Man sollte daher die Ladung dieser Zellen auch nicht ganz bis zu Ende führen, da gegen Ende der Ladung die Gasentwicklung am stärksten ist.

Mit den angegebenen Stromquellen wird man mit Sicherheit immer auskommen. Natürlich können auch die eventuell für den Antrieb der Arbeitsmaschinen des Modelles vorhandenen Batterien mit herangezogen werden. Dann muß man jedoch zwischen der Batterie und den Empfänger ein Siebglied mit möglichst hoher Zeitkonstante schalten, weil schlecht laufende Antriebsmaschinen an kleinen Batterien erhebliche, sehr niederfrequente Spannungsschwankungen hervorrufen können, die sich auf den Empfänger übertragen und keinen einwandfreien Betrieb erlauben. Besonders Trockenbatterien sollten immer mit Kondensatoren möglichst großer Kapazität überbrückt werden, damit ihr Wechselstrom-Innenwiderstand auch bei längerem Gebrauch hinreichend klein bleibt.

5.8 Antennen für Fernsteuerempfänger

Auch bei den Empfangsantennen legt man auf möglichst leichte und kleine Ausführungen großen Wert. In dieser Hinsicht sind die Verhältnisse hier sogar noch wesentlich kritischer als beim Sender, weil das Antennengewicht bei den oft kleinen Modellen schon recht unangenehm werden kann. Daher läßt sich die Antenne wohl nur in Ausnahmefällen so dimensionieren, daß sie elektrisch optimale Daten aufweist. $\lambda/4$ - oder $\lambda/2$ -Antennen können daher kaum zur Anwendung kommen. Man benutzt meistens Drähte oder Stäbe von etwa 80 ... 100 cm Länge, die über einen kleinen Kondensator an den heißen Anschlußpunkt des Empfänger-Schwingkreises angekoppelt werden. Die Antennen stellt man entweder aus Stahldraht mit einem solchen Durchmesser her, daß sich der Draht im Betrieb noch nicht unzulässig durchbiegt, oder man verwendet dünnwandige Aluminiumrohre, die bei geringem Gewicht eine recht gute mechanische Stabilität haben. Das Ende der Antennen kann mit einem Stecker versehen werden, der in eine Ruchse auf der Grundplatte des Empfängers paßt. Selbstverständlich läßt sich die Antenne auch am Modell selbst anordnen. Man muß dann eine Verbindungsleitung zwischen Antennenfußpunkt und Empfänger vorsehen. Der geübte Radiotechniker wird in dieser Hinsicht keinen Schwierigkeiten begegnen.



Abgesehen von der Dezimeter-Fernsteuerfrequenz, wird die Antennenlänge stets wesentlich kleiner als $\lambda/4$ sein. Eine gewisse Verbesserung in elektrischer Hinsicht kann man durch eine Antennen-Verlängerungsspule erreichen. Meistens ist diese Verbesserung jedoch so unerheblich, daß man darauf verzichten wird. Die Antenne läßt sich aber auch induktiv an den Kreis ankoppeln. Das ist besonders dann zweckmäßig, wenn sich ein stromgekoppelter $\lambda/2$ -Dipol (etwa nach Bild 46) verwirklichen läßt. Dann hat man die Möglichkeit, die Antenne gut an den Schwingkreis anzupassen. Die Anpassung des Antennenfußpunkt-Widerstandes von etwa 70 Ohm an den Schwingkreis-Widerstand erfordert ein entsprechendes, zweckmäßigerweise durch Versuche zu ermittelndes Übersetzungsverhältnis. Die Kopplung zwischen Antennen- und Schwingkreisspule soll so fest wie möglich sein. Zu beachten ist allerdings, daß durch die dann auftretende nicht unerhebliche Dämpfung des Schwingkreises der einwandfreie Betrieb des Pendlers gestört werden kann. Bei Transistorpendlern ist daher der Anschluß der Antenne an den Emitter, der mit dem Schwingkreis nur über den Rückwirkungswiderstand des Transistors beziehungsweise über den Rückkopplungskondensator in elektrischer Verbindung steht, empfehlenswerter.

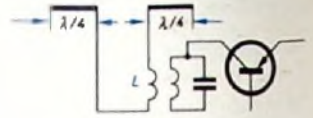


Bild 46. Ankopplung eines $\lambda/2$ -Dipols an den Empfängereingang

Stationäre ferngesteuerte Anlagen oder Modelle können natürlich mit hochwertigen Kurzwellenantennen ausgestattet werden, deren Bemessung dem Kurzwellenamateur keine Schwierigkeiten bereiten dürfte.

6. Schalt- und Steuervorrichtungen für den Modellbetrieb

Die in diesem Abschnitt zu besprechenden Einrichtungen stellen das elektromechanische Bindeglied zwischen den Fernsteuerempfängern und der Antriebsmechanik des Modelles dar. Es handelt sich dabei um Relais, Schrittschalter, Schaltsterne, Ruder- und Lenkmaschinen usw.

6.1 Schaltrelais

Schaltrelais haben die Aufgabe, die vom Empfänger abgegebenen Signal-Stromstöße in mechanische Ankerbewegungen zu verwandeln, die die Relaiskontakte betätigen. Die Arbeitsweise eines Relais dürfte heute jedem Radiotechniker bekannt sein. Man unterscheidet im wesentlichen zwischen den einfachen Relaisarten, die im allgemeinen durch Gleichströme betätigt werden, und den Resonanzrelais, die auf mechanischer oder elektronischer Grundlage arbeiten. Die Resonanzrelais werden mit zunehmendem Vordringen der Mehrkanalsysteme in der Fernsteuertechnik immer wichtiger.

6.1.1 Einfache Relais

Im allgemeinen kommen die sogenannten Schneidankerrelais zur Anwendung, bei denen der Anker in zwei Schneiden gelagert ist. Am Ende des Ankers sind die Kontakte angebracht. In den meisten Fällen genügt ein einfacher Umschaltkontakt, man kann jedoch auch zu Mehrfachkontakten greifen. Dabei muß man allerdings berücksichtigen, daß das Relais dann mehr Strom braucht, weil die Betätigung des Ankers eine größere Kraft erfordert.

In den letzten Jahren wurden zahlreiche Spezialrelais herausgebracht, die sich für diese Aufgabe recht gut eignen. Bei der Konstruktion stehen niedriges Gewicht, kleiner räumlicher Umfang und geringer Stromverbrauch im Vordergrund. Man darf allerdings in dieser Hinsicht nicht zu weit gehen, denn eine einwandfreie und sichere Kontaktgabe muß unter allen Umständen gewährleistet sein. Dazu ist auch eine genaue Justierung erforderlich.

Im allgemeinen unterscheidet man zwischen niederohmigen und hochohmigen Relais. Der erste Typ mit Wicklungswiderständen zwischen etwa 50 und 500 Ohm ist besonders für Transistorschaltungen geeignet; der hochohmige Typ hat dagegen Wicklungswiderstände von mehreren tausend Ohm, benötigt aber nur sehr niedrige Betriebsströme. Niederohmige Relais arbeiten mit Strömen zwischen etwa 3 und 15 mA, während man hochohmige Typen bereits für 1 mA Erregerstrom und weniger erhält. Es kommt ja stets auf das Produkt aus Windungszahl und Strom an, so daß man bei vielen Windungen, die allerdings einen hohen ohmschen Wicklungswiderstand ergeben, mit sehr niedrigen Strömen auskommt. Um sie zu erzeugen, braucht man natürlich höhere Spannungen als bei den niederohmigen Typen. Hochohmige Relais kommen daher vorzugsweise in Röhrenschaltungen zur Anwendung, bei denen genügend hohe Spannungen zur Verfügung stehen. Bei den niederohmigen Typen ist die genaue Kenntnis der zur Ankerbetätigung benötigten Mindestspannung wichtig. An der Kollektor-Emitterstrecke von voll durchgesteuerten Transistoren entsteht nur ein Spannungsabfall von weniger

als 1 V, so daß es genügt, wenn die Betriebsspannung der Relais etwa um 1 V niedriger als die zur Verfügung stehende Speisepannung ist. Man hat dann eine Gewähr für sicheres Ansprechen.

In vielen Fällen enthält der Betriebsstrom des Relais noch eine tonfrequente Wechselstromkomponente, die zu einem Vibrieren des Ankers Anlaß geben kann. Um sie zu unterdrücken, muß man dem Relais einen Kondensator parallelschalten, dessen Wechselstromwiderstand bei der betreffenden Tonfrequenz wesentlich kleiner als der Wechselstromwiderstand der Relaiswicklung ist. Die Tonfrequenzkomponente fließt dann über den Kondensator, und die Relaiswicklung erhält praktisch Gleichstrom. Viele der besprochenen Schaltungen enthalten bereits einen derartigen Kondensator. Bei den üblichen Relais kommt man mit Kapazitätswerten zwischen etwa 4 und 50 μF gut aus.

6.12 Resonanzrelais

Der zur Zeit gebräuchlichste Typ ist das elektromechanische Zungenrelais, das nach dem Prinzip des Zungen-Frequenzmessers arbeitet. Es besteht im wesentlichen aus einem vormagnetisierten Eisenkern, der eine Wicklung trägt und vor dem feine, in ihrer Länge genau abgestufte Metallzungen angebracht sind, die am äußeren Ende einen Kontakt haben. Diesem Kontakt steht jeweils ein Festkontakt gegenüber. Fließt durch die Wicklung ein tonfrequenter Wechselstrom, so gerät diejenige Zunge in mechanische Schwingungen, deren mechanische Resonanzfrequenz mit der Tonfrequenz übereinstimmt. Dabei berührt der bewegliche Kontakt den festen Kontakt und schließt und öffnet den Stromkreis im Rhythmus der Tonfrequenz. Man legt nun die Zungenkontakte in einen Stromkreis, der eine Batterie, einen Widerstand und einen Kondensator enthält. Dadurch wird der zerhackte Strom geglättet, und am Kondensator entsteht eine Gleichspannung, mit der ein zweites, normales Relais, ein sogenanntes Nachfolgerelais, betätigt werden kann. Die Kontakte der Zungenrelais lassen sich nicht unmittelbar zur Schaltung von Arbeitsmaschinen usw. verwenden, da sie nicht so hoch belastbar sind. Außerdem steht dem ihre mechanische Eigenbewegung entgegen.

Die im Handel erhältlichen Zungenrelais haben 3...12 Kontaktzungen. Ihre Resonanzfrequenzen sind abgestuft und weisen Werte zwischen etwa 300 und 700 Hz auf. Die Resonanzschärfe

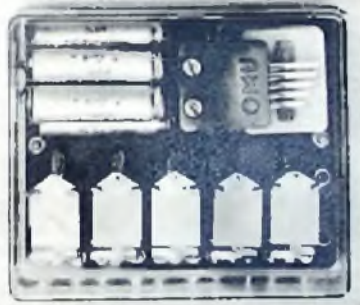


Bild 47 Ansicht eines industriell hergestellten Zungenrelais mit Nachfolgerelais (DMU)

der Zungen ist außerordentlich hoch, so daß sich Bandbreiten von wenigen Hertz ergeben. Das hat den Vorteil, daß man innerhalb eines sehr schmalen Frequenzbandes viele Kanäle unterbringen kann. Ein recht erheblicher Nachteil ist jedoch, daß die vom Sender gelieferte Tonfrequenz äußerst stabil sein muß, damit Frequenztoleranzen noch in die Bandbreite der Zungenfrequenz fallen. Leider wird das in zahlreichen Fernsteueranlagen nicht erreicht. Ein wiederholtes Nachstimmen ist erforderlich, und wenn gerade während eines Fernsteuerversuches eine Verstimmung eintritt, kann das recht unangenehme Folgen haben. Zungenrelais stellen also sehr scharfe Anforderungen an die Frequenzkonstanz der Steuersignale. Bild 47 zeigt die industrielle Ausführung eines Zungenrelais mit fünf Zungen und die dazugehörigen fünf Nachfolgerelais. Auch die im Stromkreis der Zungenrelaiskontakte liegenden Kondensatoren sind zu erkennen. Der Relaisatz läßt sich auf kleinem Raum unterbringen. Ebenso wie bei den normalen Relais, unterscheidet man auch hier zwischen niederohmigen und hochohmigen Ausführungen. In dieser Hinsicht gilt das bereits im Abschnitt 6.11 Gesagte. Zungenrelais sind sehr sorgfältig zu behandeln und dürfen im Betrieb keinen großen Erschütterungen ausgesetzt sein, damit die Zungen nicht durch mechanische Stöße von außen zum Schwingen angeregt werden. Man sollte daher Zungenrelais weich gefedert in den Modellen unterbringen. Insbesondere bei stark rüttelnden Antriebsmaschinen, zum Beispiel bei Modell-Dieselmotoren, ist es durchaus möglich, daß das von diesen Maschinen abgegebene Erschütterungs-Frequenzspektrum Frequenzkomponenten enthält, die mit der Eigenresonanz der einen oder anderen Zunge übereinstimmen. Wenn man nicht für eine sehr gute mechanische Entkopplung sorgt, kommt die Zunge unfehlbar ins Schwingen. (Wird fortgesetzt)

Oszillator mit elektronischer Frequenzeinstellung

Der mit einer Wienischen Brücke als frequenzbestimmendem Element ausgerüstete RC-Oszillator zeichnet sich durch seinen einfachen Aufbau und seine unkritische Arbeitsweise aus. Im Bild 1a ist die Prinzipschaltung der im Rückkopplungsweg eines solchen Oszillators liegenden Wienischen Brücke dargestellt. Die Kurven, die den Durchlaß und die Phase der Brücke in Abhängigkeit von der Frequenz zeigen, sind aus Bild 1b ersichtlich. Bei einer Frequenz $f_0 = 1/(2\pi \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)$ hat die Durchlaßkurve ihr Maximum, d. h., die

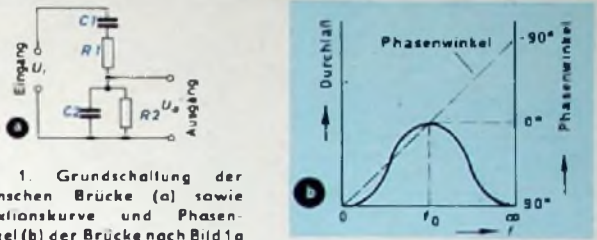


Bild 1. Grundschiung der Wienischen Brücke (a) sowie Selektionskurve und Phasenwinkel (b) der Brücke nach Bild 1a

Dämpfung der Brücke hat für f_0 den kleinsten Wert, während ihr Phasenwinkel Null ist. Liegt die Brücke in der Rückkopplungsschleife eines Verstärkers, so schwingt dieser daher mit der Frequenz f_0 , sofern er eine insgesamt mindestens dreifache Verstärkung hat, da die Brücke einem Schwingkreis gleichwertig ist, dessen Kreisgröße bei der Resonanzfrequenz f_0 gleich $1/3$ ist.

Die Frequenz f_0 , mit der der Oszillator schwingt, läßt sich sowohl durch die Widerstände R_1 und R_2 als auch durch die Kondensatoren C_1 und C_2 verändern. Da sich mit üblichen Drehkondensatoren die Frequenz f_0 nur über einen verhältnismäßig kleinen Bereich von etwa 3:1 kontinuierlich abstimmen läßt, nutzt man im allgemeinen beide Möglichkeiten aus, indem man durch Umschaltung der Widerstände den Frequenzbereich stufenweise verschiebt und die Kondensatoren zur kontinuierlichen Abstimmung innerhalb des eingeschalteten Frequenzbereiches verwendet.

Eine kontinuierliche Abstimmung des Oszillators kann man aber auch erhalten, wenn man die beiden Kondensatoren konstant läßt und die Widerstände kontinuierlich verändert. Auf diese Weise ergibt sich die Möglichkeit, die Frequenz des Oszillators auf elektronischem Wege zu variieren, wenn man die beiden Widerstände der Wienischen Brücke durch die Innenwiderstände zweier Elektronenröhren oder auch zweier Transistoren verwirklicht. Mit Hilfe der Vorspannung an der Steuerelektrode der Röhren oder Transistoren lassen sich deren Innenwiderstände in recht weiten Grenzen beeinflussen, so daß man den Oszillator durch Änderung dieser Vorspannung abstimmen kann. Besonders übersichtlich werden die Verhältnisse, wenn man die Röhren als Katodenverstärker oder als Gitterbasisverstärker schaltet, weil dann die Innenwiderstände eine geeignete Größenordnung haben und der Stellheit S der Röhre annähernd umgekehrt proportional sind. Wählt man $C_1 = C_2 = C$, so wird die Resonanzfrequenz $f_0 = S/(2\pi \cdot C)$. Beispielsweise ist bei einer Röhre, deren Stellheit S im normalen Arbeitspunkt gleich 5 mA/V ist, ihr an der Katode gehener Innenwiderstand in diesem Arbeitspunkt 200 Ohm; er wächst bis auf den Wert Unendlich, wenn man die Spannung am Steuergitter so weit negativ macht, daß die Röhre gesperrt ist. In der Theorie würde sich also ein unendlich breiter Frequenzbereich für den Oszillator ergeben; praktisch läßt sich aber kein unendlich großer Innenwiderstand an der Katode erreichen, sondern nur ein kontinuierlich durchstimmbarer Frequenzbereich von 5:1 oder in günstigen Fällen von 10:1.

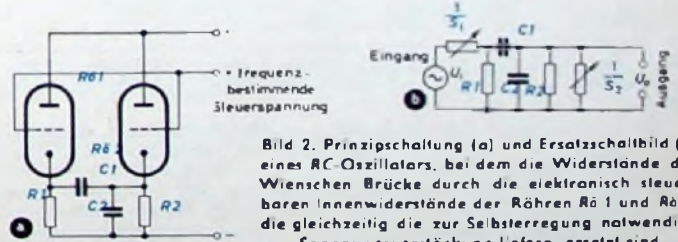


Bild 2. Prinzipschiung (a) und Ersatzschaltbild (b) eines RC-Oszillators, bei dem die Widerstände der Wienischen Brücke durch die elektronisch steuerbaren Innenwiderstände der Röhren $R\bar{0}1$ und $R\bar{0}2$, die gleichzeitig die zur Selbsterregung notwendige Spannungsverstärkung liefern, ersetzt sind

Im Bild 2a ist die Prinzipschaltung und im Bild 2b ihr Ersatzschaltbild für einen praktisch ausführbaren HF-Oszillator gezeigt, dessen beide Röhren $R\bar{0}1$ und $R\bar{0}2$ sowohl die zur Selbsterregung notwendige mindestens dreifache Spannungsverstärkung liefern als auch die zwei kontinuierlich regelbaren Widerstände der Wienischen Brücke darstellen. $R\bar{0}1$ ist ein Katodenverstärker, der den Eingang der Brücke steuert, während $R\bar{0}2$ ein Gitterbasisverstärker ist, dessen Katode von dem Brückenausgang angesteuert wird. R_1 und R_2 sind im Gegensatz zu Bild 1 nicht die eigentlichen Widerstände der Brücke, sondern sind hier nur zur Herstellung der Gleichstromwege unumgänglich notwendig. Wie aus dem Ersatzschaltbild hervorgeht, liegen sie wechselstrommäßig den eigentlichen Brückenwiderständen, dargestellt durch die Innenwiderstände von $R\bar{0}1$ und $R\bar{0}2$, parallel. Damit sie den Variationsbereich der effektiven Brückenwider-

stände nicht zu sehr einschränken, sollen die Widerstände R_1 und R_2 so groß sein, wie es mit der Arbeitsweise der Röhren gerade noch zu vereinbaren ist. Bei der praktischen Ausführung des Oszillators, dessen vollständiges Schaltbild im Bild 3 wiedergegeben ist, haben R_1 und R_2 einen Wert von je 10 kOhm.

Der Gitterbasisverstärker $R\delta 2$ muß die zur Selbsterregung notwendige Spannungsverstärkung liefern. Zu diesem Zweck ist in der Anodenleitung von $R\delta 2$ ein Widerstand R_3 vorhanden, und die an R_3 auftretende verstärkte Schwingspannung wird über einen Kondensator von 0,1 μ F auf das Gitter von $R\delta 1$ rückgekoppelt. Bei der Bemessung der rückgekoppelten Spannung und damit des Widerstandes R_3 ergibt sich naturgemäß eine Schwierigkeit dadurch, daß sich die Spannungsverstärkung von $R\delta 2$ mit ihrer Stellheit, also mit der die Oszillatorfrequenz bestimmenden Gittervorspannung, erheblich ändert. Da die zur Selbsterregung notwendige Gesamtverstär-

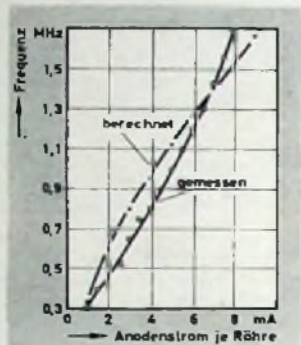
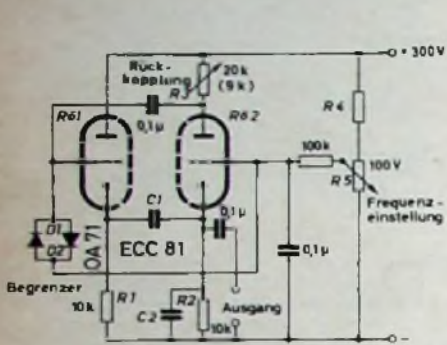


Bild 3 (links). Vollständige Schaltung einer praktisch erprobten Ausführung des Oszillators. Bild 4 (rechts). Berechnete und gemessene Abhängigkeit der Frequenz vom Anodenstrom je Röhre bei dem Oszillator nach Bild 3 für $C_1 = C_2 = 500$ pF

kung auch noch bei der kleinsten einstellbaren Stellheit beziehungsweise Oszillatorfrequenz vorhanden sein muß, würde sich bei höheren Stellheiten und Frequenzen eine viel zu große Verstärkung ergeben, die zu einem multivibratorähnlichen Verhalten der Schaltung führen müßte.

Aus diesem Grunde ist ein aus den Germanium-Spitzendioden D_1 und D_2 bestehender Begrenzer vorhanden, der wechselstrommäßig parallel zu R_3 liegt und die Amplitudenspitzen der auf das Gitter von $R\delta 1$ rückgekoppelten Spannung abschneidet, wenn die Amplitude dieser Spannung einen bestimmten Wert überschreitet. Dadurch erhält natürlich die am Gitter von $R\delta 1$ wirksame Spannung Rechteckform, aber die Selektivität der Wlenschen Brücke reicht zur Aushebung der Harmonischen aus, um am Brückenausgang, der gleichzeitig der Ausgang des Oszillators ist, eine Sinusspannung zu erzeugen. In einem Versuchsmuster des Oszillators nach Bild 3 wurden die Kapazitäten der Brücken Kondensatoren C_1 und C_2 zu je 500 pF gewählt. Für die Schwingfrequenz f_0 des Oszillators ergibt sich dann, gemessen in MHz, ein Wert von S/ν . Bild 4 zeigt die berechnete und die an dem Versuchsmuster gemessene Abhängigkeit der Frequenz von dem Anodenstrom der Röhren $R\delta 1$ und $R\delta 2$.

Wenn man die Kapazitäten der Brücken Kondensatoren C_1 und C_2 vermindert, kann man mit dem Oszillator auch noch höhere Frequenzen erhalten, jedoch erreicht man dann bald die durch Streukapazitäten gesetzte Grenze. Mit der im Bild 3 angegebenen Doppeltriode ECC 81 ergab sich gerade noch eine Schwingfähigkeit bei 13 MHz, wenn man für C_1 einen Wert von 50 pF wählte und als C_2 lediglich die durch die Schaltung bedingte Streukapazität parallel zu R_2 benutzte. Für noch höhere Schwingfrequenzen muß man Röhren mit größerer Maximalstellheit nehmen. Wenn der Oszillator eine sinusförmige Schwingspannung abgeben soll, so kann man diese in der im Bild 3 angedeuteten Weise am Brückenausgang, also am Widerstand R_2 abgreifen, weil sie hier den geringsten Klirrfaktor zeigt. Wird dagegen eine Rechteckspannung gewünscht, dann legt man in die Anodenleitung von $R\delta 1$ einen gegen R_1 kleinen Widerstand (höchstens 1 kOhm) und nimmt an diesem die Schwingspannung ab.

Die Frequenzstabilität des Oszillators ist nur mäßig, weil die Frequenz von der Röhrenstellheit und diese wiederum stark von den Betriebsspannungen abhängt. Allerdings wird der Katodenstrom der beiden Röhren (der für die Stellheit maßgebend ist) und damit auch die Frequenz bis zu einem gewissen Grade durch die Katodenwiderstände R_1 und R_2 stabilisiert, die eine starke Gleichstrom-Gegenkopplung hervorrufen. Trotzdem muß die Anodenspannung gut geglättet und stabilisiert werden, weil jede Brummspannung eine Frequenzmodulation des Oszillators verursacht. Sehr viel günstiger in dieser Beziehung werden die Verhältnisse, wenn man die Röhren durch batteriegespeiste Transistoren ersetzt. Bild 5 gibt den transistorisierten Oszillator wieder, dessen Schaltung im übrigen vollständig der des Röhrenoszillators entspricht.

Eine Erweiterung des durch die Steuerspannung kontinuierlich abstimmbaren Frequenzbereiches nach oben und unten gelingt, wenn man Röhren mit größerer Maximalstellheit verwendet und außerdem die Katodenwiderstände R_1 und R_2 vergrößert. Als Anwendungsmöglichkeiten für den elektronisch abstimmbaren Oszillator seien der Panoramaempfänger und die Messung von Frequenzkurven mit dem Katodenstrahloszillografen genannt. In diesen Fällen erfolgt die Frequenzbeeinflussung durch eine Wechselfpannung, die dem in der

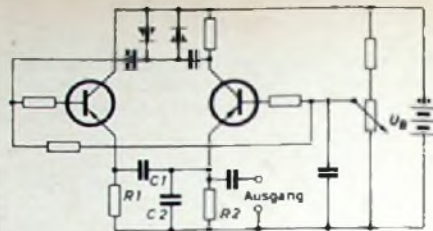


Bild 5. Transistorisierte Ausführung des Oszillators mit elektronischer Abstimmung

Gitterleitung von $R\delta 2$ liegenden Reihenwiderstand von 100 kOhm aufgedrückt wird. Je nach der Frequenz dieser Steuerspannung kann es dann erforderlich sein, die Kapazität des 0,1- μ F-Gitterkondensators bis auf 100 pF zu vermindern. Auch für die Fernbedienung von Empfängern könnte der elektronisch abstimmbare Oszillator in Betracht kommen.

Dr. F. (Short, G. W.: Voltage-tuned oscillator. Wireless Wld. Bd 65 (1958) Nr. 10, S. 502)

WERKSTATTWINKE

Ersatz eines Ausgangsübertragers mit Gegenkopplung

Oftmals auftretende Fehler am Ausgangsübertrager sind zeitweilige oder ständige Unterbrechungen auf der Primärseite. Einfache Übertrager ohne Kompensations-Rück- oder Gegenkopplungswindungen lassen sich auch durch andere Fabrikate leicht ersetzen. Schwieriger wird der Fall, wenn bei komplizierteren Mehrwicklungsübertragern die Primärseite unterbrochen ist und Originalersatz nicht zu erhalten ist. Aber auch dann kann man sich mit einem einfachen Ausgangsübertrager behelfen, ohne auf einen kompensierten und ausgewogenen Rundfunkausgang verzichten zu müssen. Man läßt den alten Übertrager im Gerät und benutzt diesen zusätzlich nur als „Rückwärtsübertrager“ für die Erzeugung der Kompensations- und Gegenkopplungsspannungen. Den neuen Übertrager U_2 - eine Ausführung für gleiche Leistung und mit annähernd gleichem Übersetzungsverhältnis (Fehler bis zu etwa 20% sind für die Praxis durchaus tragbar) - baut man auf dem Gerätechassis auf oder im Gehäuse ein und verbindet ihn mit der Schaltung. Er übernimmt die Widerstandswandlung und Leistungsanpassung der Schwingspannung an dem Rundfunkausgang. Die Sekundärwicklung 1 des alten Übertragers U_1 liegt dabei der entsprechenden Wicklung des Übertragers U_2 phasenrichtig parallel. Als nunmehrige Primärwicklung des leerlaufenden alten Übertragers erzeugt U_2 im Joch von U_1 ein dem Originalzustand entsprechendes Magnetfeld, das die in den Hilfsrichtungen erforderlichen Spannungen in Betrag und Phase induziert. Zweckmäßigerweise unterbricht man die alte Anodenleitung an der Stelle 2, damit (bei nur ausetzender Primärseite von U_1) eindeutige Verhältnisse geschaffen werden.

Durch die Parallelschaltung der beiden Übertrager werden die Tiefen geringfügig benachteiligt, da die auf die Primärseite bezogene Induktivität kleiner als bei einem Eintrafoausgang wird. In den meisten Fällen eines solchen Ersatzes wird der Ausgangstransformator jedoch in den Gegenkopplungsweg einbezogen und dadurch wird der Fehler wieder etwas verkleinert. U_1 erhält zudem eine kleinere Gleichstrommagnetisierung, was sich induktivitätserhöhend auswirkt. Wenn es auf einfache Art und Weise möglich ist, empfiehlt es sich, durch wechselseitiges Umschichten der Bleche (oder durch Entfernen der Pappstreifen im Luftspalt) den Luftspalt bei U_1 zu verkleinern.

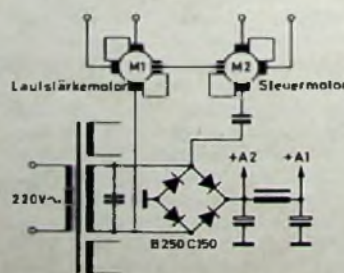
W. Schultz

Fehlerhafte Abstimm-Automatik

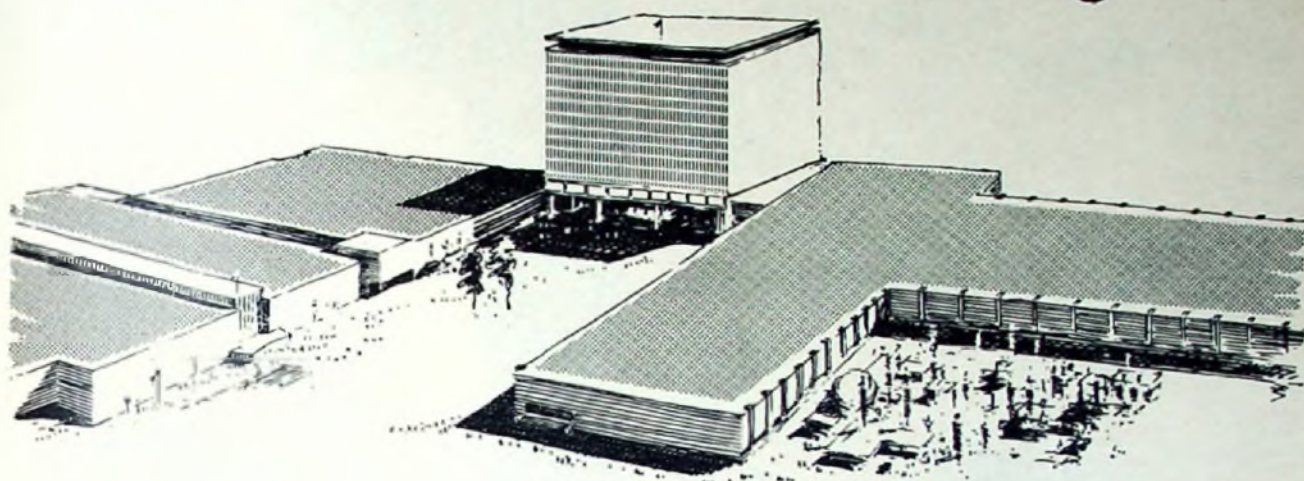
Ein Rundfunkempfänger „Württemberg Automatic 8“ von Saba wies einen defekten Selengleichrichter im Netzteil auf. Nach dessen Ersatz ergab eine vorsorgliche Gesamtstrommessung, daß die Stromaufnahme ein Vielfaches des Nennstromes war und der Gleichrichter abermals Schaden nehmen würde. Erst nach Abtrennen der Stromversorgung der beiden Motoren stellte sich die normale Strombilanz wieder ein. Eine nähere Untersuchung brachte einen Masseschluß einer Wicklung des Steuermotors an den Tag. Nach Instandsetzung dieses Motors funktionierte aber der Lautstärkemotor noch nicht, und die Tourenzahl des Steuermotors war verhältnismäßig hoch.

Es lag nahe, daß infolge des Masseschlusses am Steuermotor eine Wicklung des Lautstärkemotors Windungsschluß bekommen hatte; die Wicklungen beider Motoren liegen in Reihe. Diese Annahme wurde bestätigt.

Der Selengleichrichter zeigte keine übermäßige Erwärmung mehr, nachdem im Wechselfpannungsteil der Masseschluß behoben war (bei einseitigem Masseschluß wird der Gleichrichter mit doppelter Spannung an der zweiten Hälfte betrieben). d.



**DEUTSCHE
INDUSTRIE-MESSE
HANNOVER**
24. APRIL — 3. MAI 1960



Weitblick und Entschlossenheit

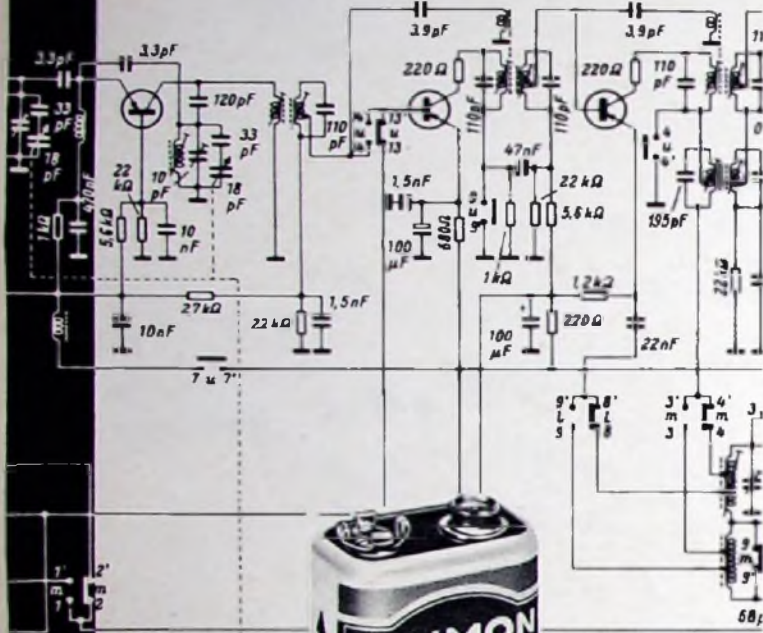
verbinden sich in der Anwendung elektrischer Energie. Hannover umfaßt Tausende von Beispielen der Entwicklung, Vervollkommnung und Beherrschung der Elektrotechnik. Die Elektroindustrie zeigt hier auf internationalem Niveau, daß das elektrotechnische Bewußtsein schneller gereift ist, als je zuvor ein technisches Gebot erfüllt wurde. Jeder Mensch hat Anspruch auf die beste technische Lösung seiner persönlichen Fragen und seiner wirtschaftlichen Probleme. Die Elektrotechnik gibt jedem Zeitgenossen dieses Jahrhunderts das gewünschte Geleit im privaten Leben und zum geschäftlichen Erfolg.

**DER ZENTRALVERBAND DER ELEKTRO-
TECHNISCHEN INDUSTRIE e. V. (ZVEI)**

ist die umfassende Organisation der Elektroindustrie des Westdeutschen Wirtschaftsgebietes (Bundesrepublik und Westberlin) · Auskunft und Anfragen: Frankfurt am Main, Am Hauptbahnhof 12 · Telefon: 33 48 57/59 · Fernschreiber: 041 1305

Informationsstelle Elektrotechnik: Verwaltungshaus gegenüber Halle 10

Größere Batterie-Leistung auf kleinerem Raum



... ein Vorteil für die Transistortechnik!

Anstelle vieler Einzelzellen eine einzige kompakte Batterie mit großer Leistung – und nur ein Handgriff beim Einsetzen der Batterie.

DAIMON-Energieblocks lösen das Problem des Gewichtes, des Raumes und der Wirtschaftlichkeit.

DAIMON-Energieblocks entsprechen den internationalen Normen. Ihre besonderen Eigenschaften machen sie zu verlässlichen Stromquellen für Transistorgeräte.

Eine gute Empfehlung für die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte:

DAIMON-Energieblocks.



die helle Freude!

DAIMON G.m.b.H., Rodenkirchen/Rhein
Hauptstraße 128, Telefon 301055
Technische Beratungsabteilung



STUDIO
MAGNETTON
GERÄT

Studer B 30

Robust und verlässlich im Betrieb, einfach und anspruchlos in der Wartung, überzeugende technische Daten, Bandzugregelung durch elektronische Bandzugwaage. Schneller Start durch direkten Bandantrieb. Voll fernsteuerbar. Vorbildliche Schaltungstechnik mit einer einzigen Röhrentype im eingebauten Aufnahme- und Wiedergabeverstärker. Leicht zu transportieren und einfach einzubauen. Gewicht nur 32 kg.



TECHNISCHE DATEN

Bandgeschwindigkeit 38,1 und 19,05 cm/sek

Frequenzgang

bei 38,1 cm/sek. 30 Hz — 15 kHz +1 bis -2 db
bei 19,05 cm/sek. 40 Hz — 15 kHz +1 bis -3 db

Fremdspannungsabstand

bei 38,1 cm/sek größer als 58 db
bei 19,05 cm/sek größer als 54 db

Tonhöhen-Schwankungen

bei 38,1 cm/sek ± 0,1% p/p
bei 19,05 cm/sek ± 0,15% p/p

Angebot und ausführlicher Prospekt auf Wunsch

ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG
LAHR/SCHWARZWALD-ROSTFACH 327 FERNSPR. 2053



SIEMENS

SPEZIALRÖHREN



E 84 L

eine 12-W-Leistungspentode
langer Lebensdauer

Dieser Typ ist eine datengleiche Spezialausführung der EL 84. Als neuentwickelte Spezialverstärkerröhre hat sie die Qualitätsmerkmale dieser Serie

- Lange Lebensdauer
- Hohe Zuverlässigkeit
- Enge Toleranzen
- Zwischenschichtfreie Spezialkathode

HEIZUNG $U_f = 6,3\text{ V}$ $I_f = 0,76\text{ A}$

KENNDATEN

$U_a = 250\text{ V}$
 $U_{g_2} = 250\text{ V}$
 $I_a = 48\text{ mA}$
 $I_{g_2} = 5,5\text{ mA}$
 $S = 11,3\text{ mA/V}$

GRENZDATEN

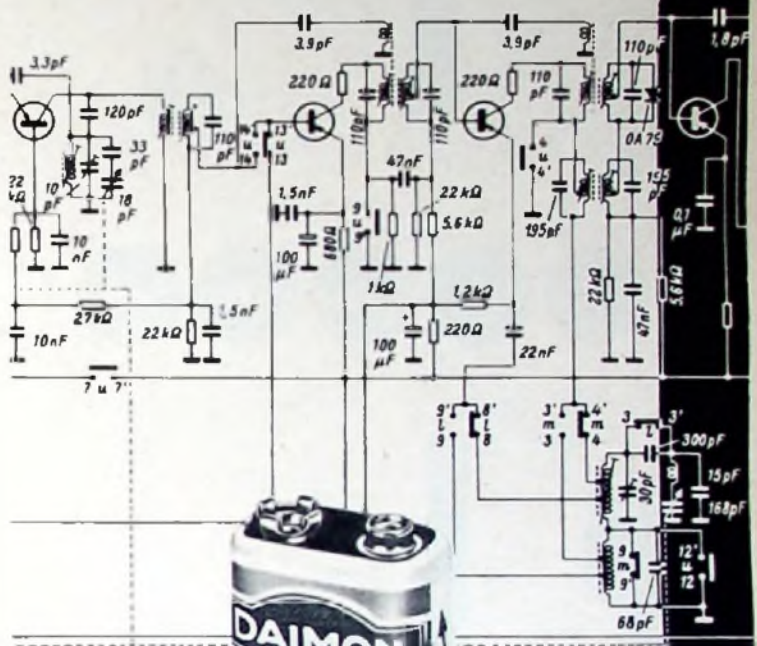
$U_a = \text{max. } 300\text{ V}$
 $Q_a = \text{max. } 12\text{ W}$
 $Q_{g_2} = \text{max. } 2\text{ W}$
 $I_k = \text{max. } 65\text{ mA}$

ANWENDUNG

Die E 84 L ist besonders geeignet für Leistungsstufen, Regelverstärker, Impulsstufen, elektronisch geregelte Netzgeräte, Breitband- und Kathodenverstärker.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

DAIMON-Energieblocks ein echter Fortschritt



DAIMON-Energieblocks ermöglichen einfachere und preiswertere Transistorgeräte.

DAIMON-Energieblocks sind klein und leistungsfähig, geschaffen für klaren Empfang, erstaunlich leicht und handlich, wirtschaftlich durch hohe Dauerleistung; gegen Austritt von Elektrolyt gesichert.

DAIMON-Energieblocks erfordern nur 2 Kontakte. Der Wegfall vieler Anschlüsse senkt die Geräte-Herstellungskosten und vermindert die Zahl der Störquellen.

Entwickeln Sie die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte nach Maß und Leistung der DAIMON-Energieblocks! Wir informieren und beraten Sie gern.



die helle Freude!

DAIMON G.m.b.H. Rodenkirchen/Rhein
Hauptstraße 128, Telefon 301055
Technische Beratungsabteilung

Neue Reiseempfänger

Über Ergänzungen der Reiseempfänger-Programme liegen zusätzlich zu den im Heft 5/60, S. 130, aufgeführten Geräten jetzt noch nachstehende Meldungen vor:

Grundig

„Mini-Boy Transistor“: M, 5 Kreise, 6 Trans + 2 Ge-Dioden, Gegentakt-Endstufe 75 mW, Lautsprecher 5 cm Ø, Ferritantenne, Anschluß für Kopfhörer oder Zusatzlautsprecher, Batteriebetrieb 9 V, Kunststoffgehäuse 10,4 x 6,5 x 2,65 cm, Gewicht m. Batt. 0,25 kg; Zusatzlautsprecher mit Wecker in Vorbereitung

„Standard-Boy Transistor“: KMI, 7 Kreise, 8 Trans + 2 Ge-Dioden, Gegentakt-Endstufe 500 mW, Lautsprecher 8,5 cm Ø, Ferritantenne, Teleskopantenne für Kurzwelle, Anschluß für Außenlautsprecher, Batteriebetrieb mit 4 Babyzellen je 1,5 V, Ledergehäuse mit Kunststoffeinsteck 21x14x6 cm, Gewicht m. Batt. 1,4 kg.

Philips

Außer dem im Heft 2/60, S. 34, erwähnten neuen Reiseempfänger „Dorette“ hat Philips jetzt noch zwei weitere neue Reiseempfänger (unter alten Namen) herausgebracht.

„Fanette“: jetzt neben Mittelwelle auch Langwelle, kleineres Gehäuse, neuer Speziallautsprecher, Anschluß für Miniatur-Kopfhörer mit automatischer Abschaltung des eingebauten Lautsprechers. Weitere technische Daten: 7 Trans + 1 Ge-Diode, 5 Kreise, Ferritantenne, Batteriebetrieb mit 3 Horzellen je 1,5 V (Betriebsdauer etwa 80 Stunden), Kunststoffgehäuse, Abmessungen 13,6x8x3 cm, Gewicht 425 g m. Batt.

„Georgette“: völlig umgestaltet auf Transistoren, neues Kunststoffgehäuse, neuer Hochleistungslautsprecher, Autoantennen-Anschluß. Weitere technische Daten: UML, 8 Trans + 4 Ge-Dioden, Teleskop-Dipol für UKW, Ferritstab für ML, Batteriebetrieb mit 2 Normalbatterien je 4,5 V oder 6 Babyzellen je 1,5 V (Betriebsdauer etwa 200 Stunden), Abmessungen 26,8x17,8x10,4 cm, Gewicht m. Batt. etwa 2 kg.

Aus dem bisherigen Programm werden die Empfänger „Jeanette“, „Henriette“ und „Colette“ auch weiterhin gefertigt. Alle Reiseempfänger von Philips arbeiten jetzt mit Transistoren.

Telefunken

„Mini-Partner“: M, 5 Kreise, 6 Trans + 1 Ge-Diode, Gegentakt-Endstufe 130 mW, Lautsprecher 5,5 cm Ø, Ferritantenne, Anschluß für Kopfhörer mit automatischer Abschaltung des eingebauten Lautsprechers, Batteriebetrieb mit 2 Transistorzellen je 1,5 V (Betriebsdauer etwa 120 Stunden), Kunststoffgehäuse 12,8 x 7,5 x 3,4 cm, Gewicht m. Batt. 0,33 kg

„Famulus-Luxus 3971“: ML, 7 Kreise, 7 Trans + 2 Ge-Dioden, Gegentakt-Endstufe 700 mW, Lautsprecher 13 x 7,5 cm, Ferritantenne, Anschluß für Außenantenne, Batteriebetrieb mit 6 Zellen je 1,5 V (Betriebsdauer über 250 Stunden), Kunststoffgehäuse 30x18,5x9,5 cm, Gewicht m. Batt. etwa 2,3 kg.

Fernseh-Programmaustausch „Eurovision“ — „Intervision“

Für den Austausch von Fernsehprogrammen zwischen der „Eurovision“ und der „Intervision“ (s. Nr. 6/60, S. 176) sollen insbesondere fünf Verbindungspunkte zur Diskussion stehen. Es handelt sich dabei um Richtstrahlstrecken zwischen den Orten:

Gebiet der OIR	Gebiet der UER
Marlow (DDR)	Hyldager (Dänemark)
Brocken (DDR)	Harz (BRD)
Dequede (DDR)	Uelzen (BRD)
Bratislava (CSR)	Wien (Österreich)
Magyarovar (Ungarn)	Wien (Österreich)

Versuche müssen jedoch erst zeigen, ob diese Strecken für die Dauer eingesetzt werden können.

Über die technischen Formalitäten für den Austausch wurden in Genf vorläufige Vereinbarungen getroffen, ebenso unterhielt man sich über die finanziellen Fragen für die jeweiligen Übertragungen und über die bei den verschiedenen Sendungen auftretenden Rechtsfragen.

Dreidimensionales Fernsehen

Im Januar führte Westinghouse in New York eine dreidimensionale Fernsehdemonstration durch. Auf der Sendeseite arbeiteten zwei Fernsehkameras, die mit von Westinghouse entwickelten Spezial-Aufnahmeröhren „Permachon“ ausgerüstet waren. Beide Kamerabilder werden bei diesem Verfahren im Augenabstand mit verschieden polarisiertem Licht aufgenommen und erscheinen zusammen auf dem Bildschirm des Empfängers. Bei Betrachtung des Schirmbildes mit einer Polarisationsbrille nimmt das rechte Auge nur das zugehörige rechte und das linke Auge nur das zugehörige linke Bild wahr, so daß ein dreidimensionaler Bildeindruck entsteht.

Auch die englische Firma FMI Electronics Ltd. teilte im Februar die Entwicklung einer dreidimensionalen Fernsehanlage mit, die im Kurzschlußverfahren arbeitet. Sie ist vor allem gedacht für die Überwachung von Vorgängen auf dem Kernreaktor-Gebiet und für andere Vorgänge, bei denen mit gefährlichen Materialien gearbeitet wird. Diese Anlage verwendet ebenfalls das Polarisationsystem und benutzt entsprechend zwei Aufnahmekameras.



TELEFUNKEN

SPEZIALRÖHREN für

Industrielle Zwecke
Rechenmaschinen
Nachrichtenweitverkehr
Meßtechnik und
Regeltechnik

„5 PUNKTE“

- Zuverlässigkeit
- Lange Lebensdauer
- Enge Toleranzen
- Stoß- und Vibrationsfestigkeit
- Zwischenschichtfreie Spezialkathode

Die vorstehenden „5 Punkte“ der TELEFUNKEN-Spezialröhren werden durch sorgfältige Auswahl und dauernde Qualitätsüberwachung der verwendeten Materialien, verbunden mit besonderen konstruktiven Maßnahmen, sichergestellt.



Besorgen Sie sich die erste Dokumentation über die Schnellheizung von **BROWN-BOVERI-Pillenröhren** auf der Röhrenausstellung unseres Messe-Hauptstandes in **Hannover**, Halle 13, Stand 90. Wir zeigen dort neue Gleichrichterröhren, Thyratrons und Ignitrons.



BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM

METALLGEHÄUSE

für Industrie und Bastler



LEISTNER HAMBURG
HAMBURG ALTONA HUSCHHA 4-8

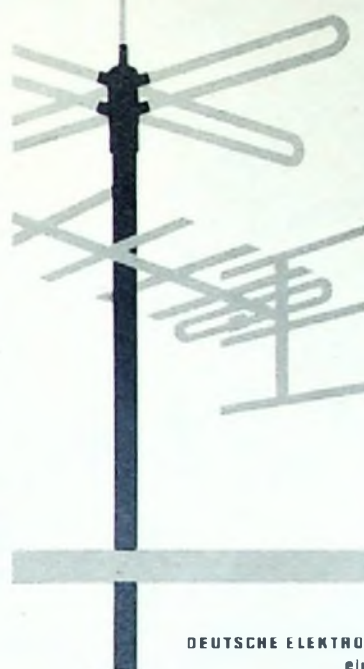
Ein neuer Weg zum Amateurfunk

Gründliche theoretische und praktische Ausbildung bis zur Lizenzreife durch unseren allgemein verständlichen Fernlehrgang. (Selbstbau von Amateurfunkgeräten!) Bitte fordern Sie kostenlos unseren Prospekt an.

B. Mielert, Institut 12, Bremen, Postfach 7028

ELTRONIK ANTENNEN - SYSTEME

auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960



Es lohnt sich für Sie, in **Halle 11** den neuen **ELTRONIK-Stand Nr. 8** zu besuchen! Interessante Neuheiten und Erweiterungen des **ELTRONIK** Antennen - Programms erwarten Sie.



DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH · BERLIN-WILMERSDOFF
eine Robert Bosch-Tochtergesellschaft

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache und Musik. Beisatz ab 50,— DM. Prospekt frei F. auf der Lake & Co. Mülheim/Ruhr

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

Transistor-Bastel-Katalog 1959 DM 2,— enthält auf 136 Seiten Transistoren, Transistor-Schaltungen, Literatur K Hoffmann, Elektroversand, Mainz/1180

Kaufgesuche

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

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

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szabehely, Hamburg-Gr. Plottbek, Grafenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Röhren

Preisliste HL 2/60 für den Fachhandel

Material- u. Röhrenversand postwend. u. lager

HACKER

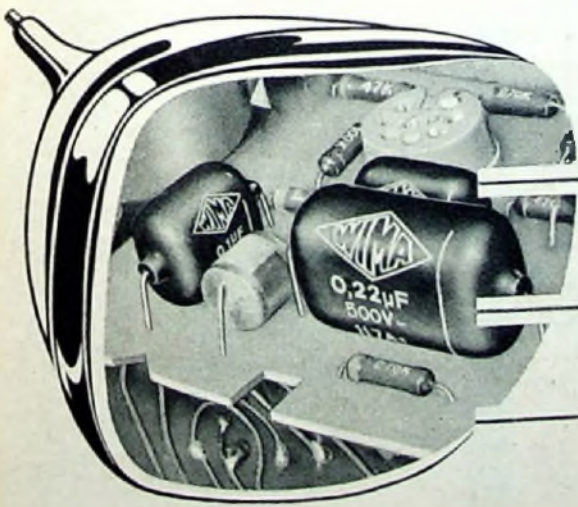
WILHELM HACKER KG

Großversorger für europ. und USA
Elektronenröhren · Elektrolyt-Kondensatoren
BERLIN - NEUKÖLN
Am S- und U-Bahnhof Neukölln
Silbersteinstr. 5-7 · Tel. 621212
Geschäftszeit: 8-17 Uhr, sonnabends 8-12 Uhr

Gegen Kassenmogler...

Magler-Kassen

AB 1788 MOGLER KASSENFABRIK HEILBRONN



Tropydur KONDENSATOREN



werden seit Beginn des Fernsehens in Geräte führender deutscher Marken überwiegend eingebaut. Eine Anzahl dieser Firmen verwendet WIMA-Tropydur-Kondensatoren vom ersten Fernsehgerät an bis heute. Ein Zeichen der Bewährung und des Vertrauens! WIMA-Tropydur-Kondensatoren sind bestens geeignet für Rundfunk- und Fernsehgeräte, für konventionelle und gedruckte Schaltungen.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
Mannheim-Neckarau, Wattstraße 6-10

VALVO

110160/395



Verpackung, Lagerung und Versand von **VALVO RÖHREN** geschehen mit gleicher Umsicht und Gewissenhaftigkeit wie die Röhrenfertigung selbst. Moderne Verpackungsmaschinen, geräumige Lager und eine wendige Versandorganisation sorgen dafür, daß jede Röhre rasch und sicher ihren Empfänger erreicht.

VALVO GMBH HAMBURG 1



Informieren Sie sich über das VALVO-Programm auf der Deutschen-Industrie-Messe Hannover Halle 11 Stand 1314