

1. FEBRUARHEFT

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



3

1961 +

mit Elektronik-Ingenieur
FT-Sammlung



1. FEBRUARHEFT 1961

Verleihung des Siemens-Ringes

Der Stiftungsrat der Siemens-Ring-Stiftung hat im Dezember 1960 beschlossen, nach vierjähriger Pause gleichzeitig drei Wissenschaftlern den Siemens-Ring zu verleihen, und zwar Prof. Dr. Dr. h. c. Otto Bayer (Bayerwerk, Leverkusen), Prof. Dr. phil. Dr. phil. nat. h. c. Dr.-Ing. e. h. Walter Ruppe (früher BASF, jetzt in Heidelberg im Ruhestand), Prof. Dr. Dr.-Ing. e. h. Karl Ziegler (Max-Planck-Institut für Kohleforschung, Mülheim/Ruhr). Die Übergabe der Ringe erfolgt am 13. 12. 1961.

Technische Akademie Bergisch Land e. V.

Das Februarprogramm der Technischen Akademie Bergisch Land e. V. enthält unter anderem einen technischen Kursus „Transistortechnik (mit Experimenten)“, Teil I; Vortragender: Baurat Dr.-Ing. habil. C. Moerder. Der Kursus findet in der Zeit vom 22. bis 24. 2. 1961 täglich von 9-17 Uhr statt. Die Teilnahmegebühr beträgt 70,- DM. Anmeldungen: Wuppertal/Elberfeld, Hubertusallee 18.

Der einmillionste Fernsehempfänger von Grundig

Am 20. 1. 1961 lief in den Fürther Grundig-Werken der einmillionste Fernsehempfänger „Zauberspiegel“ vom Fertigungsband. Damit überschreiten die Grundig-Werke als erste deutsche Fernsehgerätefabrik die Millionenengrenze. Seit Aufnahme der Produktion im Jahre 1951 wurde eine rationelle Fertigung aufgezogen, die in den letzten Jahren täglich über 1000 „Zauberspiegel“ erreichte.

Telefunken übernimmt NSF-Betriebsstätten

Die Betriebsstätten der Nürnberger Schwachstrom-Bauelemente Fabrik GmbH und ihre Belegschaft in Nürnberg, Ingolstadt, Gräfenberg und Zell am Main sind mit Wir-

kung vom 1. Januar 1961 von deren alleiniger Gesellschafterin, der Telefunken GmbH, übernommen worden. In diesen Werken werden Schwachstrom-Bauelemente für die Rundfunk- und Fernsehindustrie hergestellt.

Für 2 Mill. DM Metz-Funkfernsteuerungsanlagen

Aus dem Jahresbericht der Metz Apparatefabrik für das Jahr 1960 geht hervor, daß sich der Gesamtumsatz (Fernsempfänger, Musikmöbel, Reiseempfänger, Elektronenblitzgeräte, Funkfernsteuerungsanlagen) im Jahre 1960 um etwa 7% erhöht hat. Beachtenswert ist dabei auch der Erfolg der Funkfernsteuerungsanlagen „Mecatron“, die vor allem für Flugmodell-Sportler herausgebracht werden. Mit rund 2 Mill. DM Verkaufswert hat die Funkfernsteuerung in ganz kurzer Zeit bereits einen beachtlichen Anteil der Produktion des Jahres 1960 eingenommen.

Transistorempfänger von Schaub-Lorenz

Das Transistorsuper-Programm 1961 von Schaub-Lorenz besteht zur Zeit aus zwei Auto/Reise/Heim-Universalempfängern („Touring T 20“ und „Weekend T 10“) sowie aus zwei Reiseempfängern („Amigo T 20 L“ und „Golf T 20“).

► Der „Touring T 20“ hat gegenüber dem bisherigen „Touring T 10“ wesentliche Verbesserungen – insbesondere für Autobetrieb – erfahren. Bei UKW-Empfang im Auto wird mit Hilfe einer Zenersiliziumdiode die Betriebsspannung des UKW-Oszillators stabilisiert, so daß durch eine Autobatterie-Spannungsschwankung keine Frequenzschwankung auftritt. Die Empfangsbedingungen im Auto konnten ferner dadurch verbessert werden, daß durch eine besondere Taste der eingebaute Ferritstab abschaltbar ist. An die Stelle dieses

Kreises tritt dann bei MW ein durch Variometer und bei LW ein durch Drehkondensator abgestimmter Einzelkreis. Bei dem mit 9 Trans + 4 Ge-Dioden und 3 Stabilisatoren bestückten Gerät handelt es sich um einen 8/13-Kreiser mit Doppelüberlagerung für die Wellenbereiche UKML. Der Universalempfänger ist mit 5 Monozellen je 1,5 V ausgerüstet (Betriebsdauer etwa 350 h); beim Betrieb im Auto wird über eine Autohalterung automatisch auf die Autobatterie (6/12 V, Plus oder Minus am Chassis) und auf die Autoantenne umgeschaltet. Ferritantenne (für KML), Doppelteleskopantenne (für U) sowie Anschlüsse für TA (Mono und Stereo), Magnetband (Mono und Stereo) und Außenlautsprecher sind vorhanden. Ein permanent-dynamischer Lautsprecher ist eingebaut. Der Empfänger hat fünf Drucktasten; er wiegt etwa 3,5 kg und hat die Abmessungen 30x20,3x10 cm.

► Der Universalempfänger „Weekend T 10“ mit den Wellenbereichen KML wurde unverändert aus der Vorsaison übernommen, ebenso entspricht der Reiseempfänger „Golf T 20“ (Bereiche ML) etwa seinem Vorgänger „Polo T 10“.

► Neu ist der Reiseempfänger „Amigo T 20 L“, ein 8/10-Kreiser für die Bereiche UML. Die Bestückung besteht aus 9 Trans + 4 Ge-Dioden + 1 Stabilisator. Fünf Drucktasten, eingebauter permanentdynamischer Lautsprecher, Ferritantenne für ML sowie Teleskopantenne für U und Anschluß für Außenantenne sind einige weitere Einzelheiten des 2,4 kg schweren Empfängers, der die Abmessungen 26,4x17,4x9 cm hat.

UHF-Empfang

Nach Messungen von Telefunken im Strahlungsgebiet des UHF-Senders Dortmund bringt der UHF-Empfang auch in Industriestädten keine großen Schwierigkeiten, sofern Mehrelementantennen (etwa 8 Elemente) benutzt werden. Bei Abschattung durch Gebäude o. dgl. ist meistens ein brauchbarer Reflexionsempfang möglich. Nicht zufriedenstellend ist nach diesen Messungen der Empfang mit Behelfsantennen (Reflexionsstörungen, Feldstärkeschwankungen).

Auch aus anderen Quellen wird ein sehr guter Empfang von UHF-Versuchssendungen gemeldet. So konnte beispielsweise der Sender Torfhaus noch einwandfrei in einer Entfernung von 90 km empfangen werden. Ergänzend wird beispielsweise von den Grundig-Werken in Fürth berichtet, daß in empfangsgünstigen Orten auch guter Empfang selbst mit Behelfsantennen beobachtet werden konnte, sofern Empfänger mit hoher Eingangsempfindlichkeit benutzt wurden.

FT-Kurznachrichten	65
Fortschritte der Halbleiter-Technik	67
50 Jahre DEBEG	70
Methoden der Radarbildübertragung	71
Das Schweizer UKW/FM-Prüfzeichen	74
Persönliches	75
Für den KW-Amateur	
Antennenanpaßgerät mit Umschaltrelais für Amateurfunkanlagen	76

FT-SAMMLUNG

Schaltungstechnik	
Halbleiter-Dioden · Wirkungsweise und Schaltungstechnik ⑩	77
Mathematik	
Einführung in die Laplacetransformation ③	83

ELEKTRONIK-INGENIEUR

Optimale Dimensionierung belasteter Zweikreis-Bandfilter	79
Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche – Der Stereo-Konverter	83
Selbsttragender Kunststoff-Antennenturm ..	86
Aus unserem technischen Skizzenbuch	
Tunneldioden- und Reaktanzverstärker für das VHF- und UHF-Gebiet	87
Ein Arbeitsschrank für die Service-Werkstatt	88
Für den jungen Techniker	
Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen	89
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	90
Von Sendern und Frequenzen	91
FT-Werkstattwinke	91
Aus dem Ausland	92
Aus Zeitschriften und Büchern	
Mikrofonsender mit Tunneldiode im Taschenformat	93
Fernsehempfang ohne Antenne?	94
Unser Titelbild: Vereister, selbsttragender Antennenturm aus glasfaserverstärktem Polyester-Kunststoff, aufgestellt auf dem Tronsfell in Norwegen (s. S. 86). Aufnahme: O. Nyegger	

Aufnahmen: Verfasser, Verkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Neubauer, Kuch, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 67, 68, 95 und 96 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO · FOTO · KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352. Fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth. Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgestalter: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. – Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



Zehn Warengruppen auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung

► Auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1961, die vom 25. 8.–3. 9. 1961 in Berlin auf dem Gelände am Funkturm stattfindet, werden nachstehende Warengruppen vertreten sein: Rundfunk-Empfangsgeräte sowie -Sendeanlagen; Fernseh-Empfangsgeräte sowie -Sendeanlagen; Elektroakustische Geräte; Röhren; Schallplatten, andere Tonträger und Zubehör; Phono- und Tonbandgeräte sowie Zubehör; Empfangsantennen; Bauelemente für Rundfunk und Fernsehen; Rundfunk- und Fernsehzubehör; Fachliteratur. Über die Anzahl der ausstellenden Firmen und die Hallenaufteilung kann Endgültiges erst einige Zeit nach dem Meldeschluß gesagt werden, der auf Ende Januar 1961 festgesetzt wurde.

► Eine bedeutungsvolle Sonderschau wird im Rahmen der Funkausstellung von der Deutschen Bundespost durchgeführt werden. Diese Sonderschau im Marshall-Haus des Berliner Ausstellungsgeländes soll die geschichtliche Entwicklung des riesigen nachrichtentechnischen Apparates zeigen, der notwendig ist, um ein Programm nicht nur im Gebiet der Bundesrepublik, sondern auch über Eurovision zu verbreiten. 21 Betontürme und 70 Stahlgittertürme oder -masten tragen zur Zeit das Fernseh-Richtfunknetz der Bundespost, das heute eine Gesamtlänge von 8300 km hat. Besondere Transitleitungen dienen dem Programmaustausch mit dem Ausland.

TELEFUNKEN UKW-Partner der neue Transistor-Kleinstkoffer

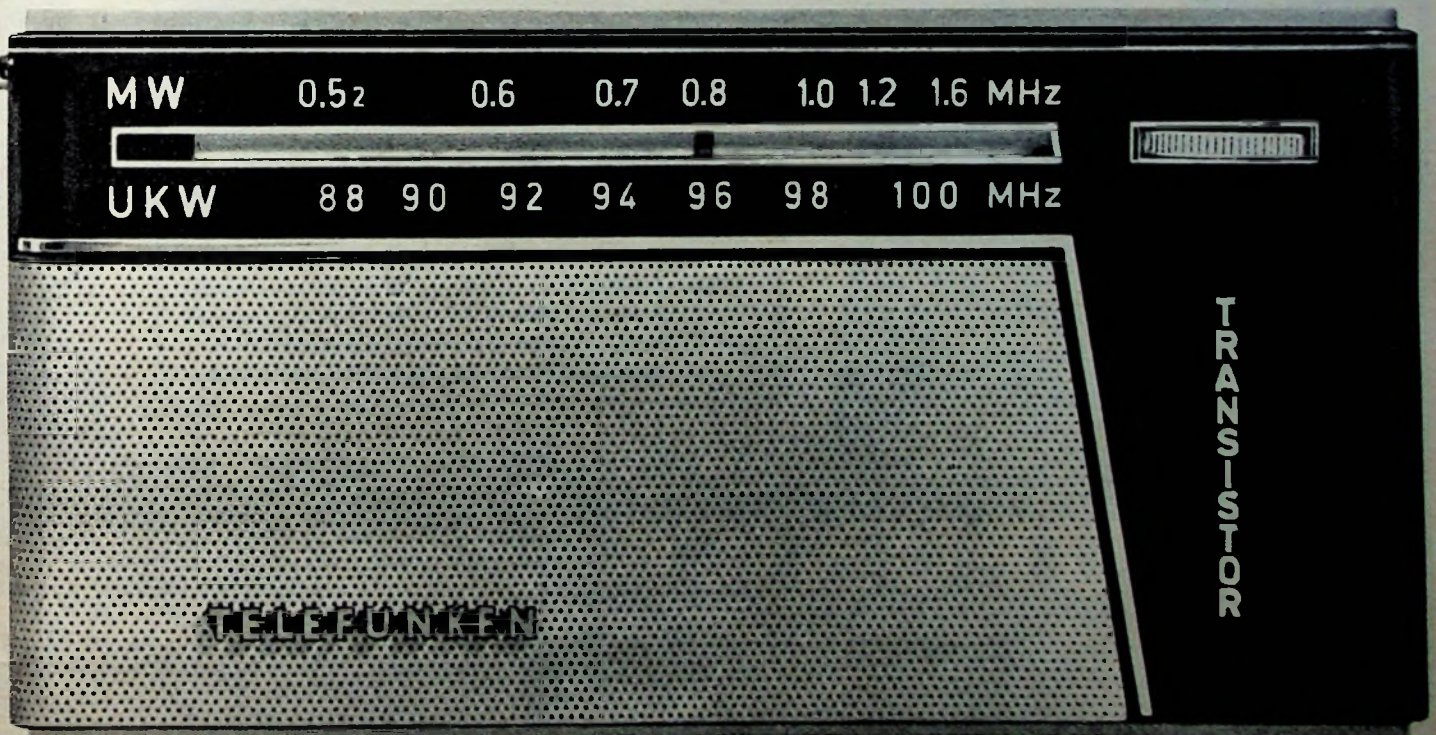


Die besonderen Verkaufsargumente:

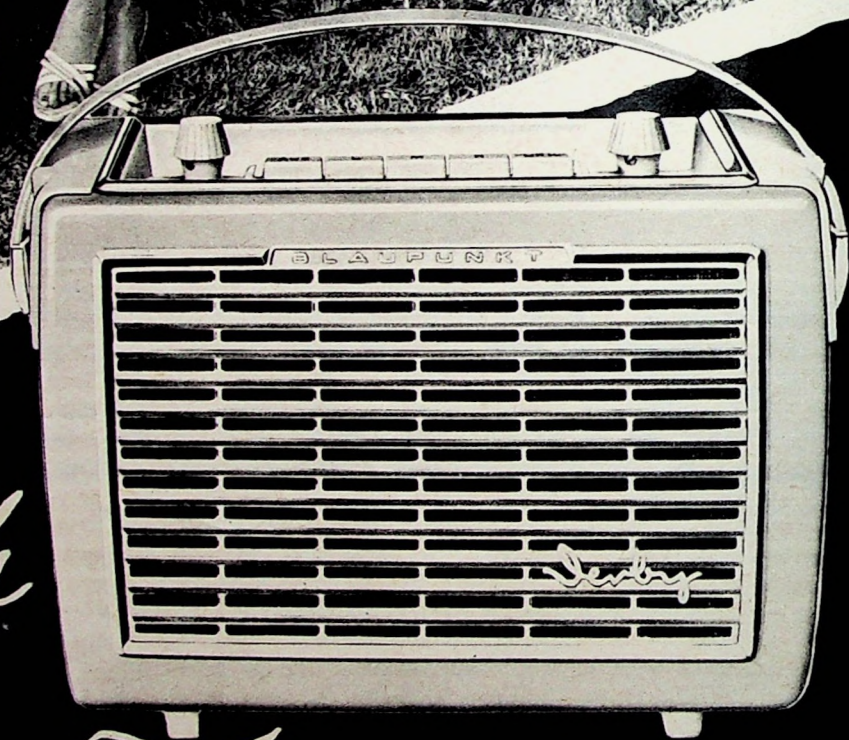
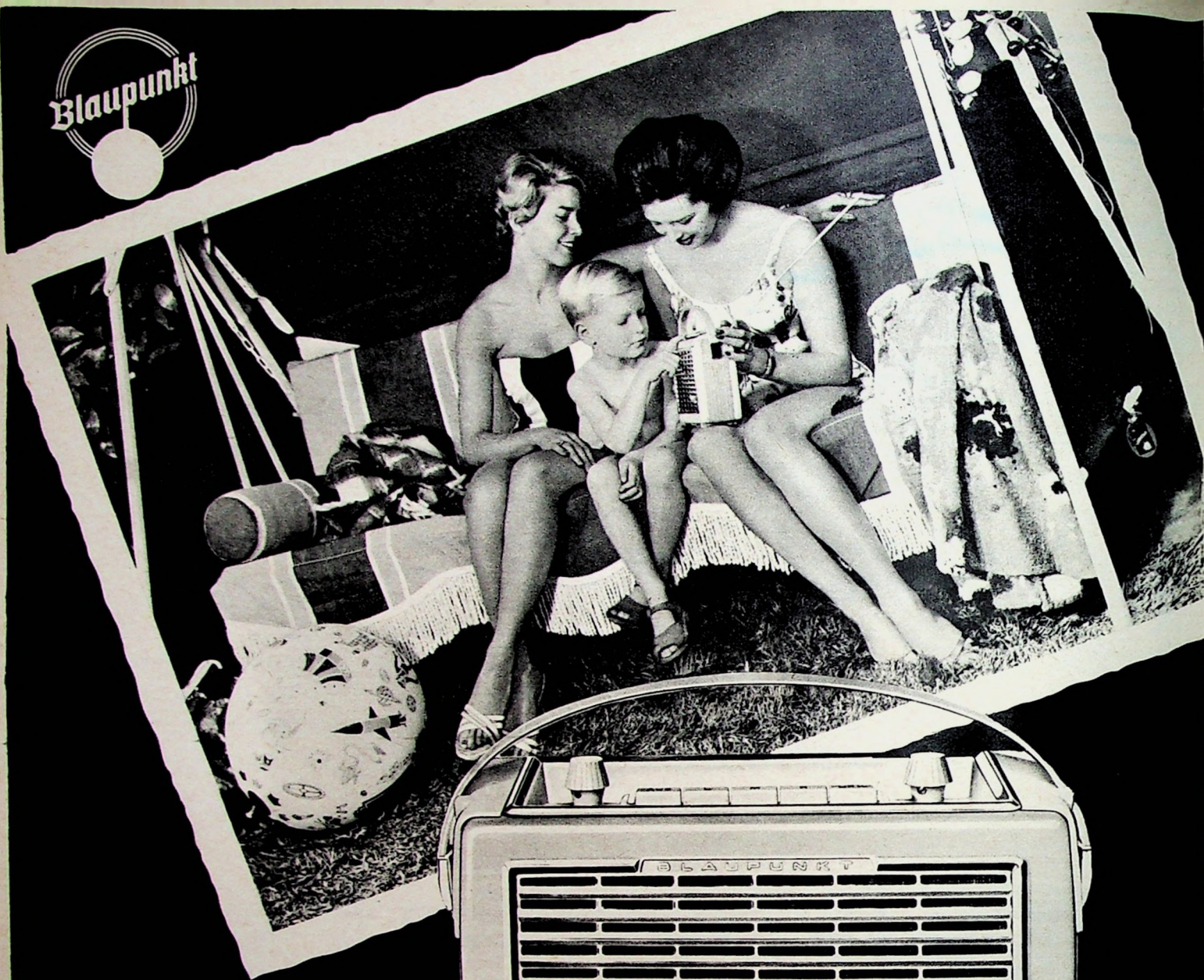
1. zwei UKW-Antennen: Teleskopantenne und Antenne im Trageriemen
2. UKW-Bereich vergrößert Programmauswahl
3. übersichtliche Linearskala für UKW u. MW
4. UKW-Klang mit größter Störfreiheit
5. Gegentaktendstufe, Speziallautsprecher und Anschluß für Kleinhörer

Der Preis: DM 198.-. Kleinhörer DM 16.50*
Bitte, sprechen Sie mit Ihrer TELEFUNKEN-Geschäftsstelle oder Ihrem TELEFUNKEN-Verkaufsbüro über die Lieferung.

* unverbindlicher Richtpreis



TELEFUNKEN



Nimm auch

BLAUPUNKT

Kofferradio

für Reise, Urlaub und im Auto

BLAUPUNKT DERBY ist ein Kombi-Alltransistor-Kofferradio, das wegen seiner vielfachen Verwendungsmöglichkeit gute Verkaufschancen bietet. In Ausstattung, Leistung und Klangwiedergabe stellt es etwas Besonderes dar. Vor allem werden sich die Autofahrer für dieses Kombigerät interessieren, da es auch im Automobil verwendbar ist. Zu diesem Zweck wird als Zubehör eine Halterung mitgeliefert, die unterhalb des Armaturenbrettes angeschraubt wird. Die Wellenbereiche UKW, Kurz, Mittel und Lang werden mit Drucktasten geschaltet. Das Gehäuse ist dem zweifachen Verwendungszweck als Koffer- und Autoradio angepaßt und klimafest.

Preis für Halterung einschl. Lautsprecher, Antenne und Entstörmaterial auf Anfrage.

Preis: DM 278,-



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



H. F. MATARÉ

Fortschritte der Halbleitertechnik

Schon ein Dutzend Jahre nach der Erfindung des Transistors nimmt es niemand wunder, daß die Halbleitertechnik zum Kernpunkt der Modernisierung in einer Unzahl von Gebieten der Elektrotechnik, Elektronik und HF-Technik geworden ist und daß durch sie technische Lösungen möglich wurden, die noch vor wenigen Jahren als unmöglich galten. Der ungeheure Einfluß, der heute von der Halbleitertechnik auf alle Gebiete der Elektronik ausgestrahlt wird, wird erst klar, wenn man sich vergegenwärtigt, daß die Kristallgleichrichtung bereits 60 Jahre bekannt war, als im verflorenen Weltkrieg die ersten Kristallgleichrichter mit großem Erfolg in Radargeräten zur Gleichrichtung und zur Frequenzwandlung eingesetzt wurden. Die in dieser Zeit mehr empirisch verfolgten Verbesserungen an diesen Bauelementen führten aber schon während der Jahre 1940 bis 1945 zur notwendig tieferen Erfassung der physikalischen Zusammenhänge. Die bestehenden Gleichrichtertheorien wurden gründlich überarbeitet, und mit Hilfe der Vorstellungen von Schottky (Deutschland) und Mott (England) konnten gewisse Voraussagen über das Verhalten gemacht werden, wenngleich auch das ganze Gebiet noch so undurchdringlich schien, daß es oft für den Physiker, der solche Bauelemente bauen oder anwenden sollte, ein Dickicht an sich widersprechenden Erscheinungen und Forderungen gab. Die Fülle der Erscheinungen an Punktkontaktgleichrichtern, bei denen eine Metallnadel unter Druck aufgesetzt und elektrisch formiert wird, ließ sich nicht auf einen Nenner bringen.

Nachdem bald Untersuchungen an elementaren Halbleitern (Germanium, Silizium) die Arbeiten an Verbindungshalbleitern (Bleisulfid, Eisensulfid und andere) ablösen und die chemischen Hochreinigungsmethoden einen großen Aufschwung nahmen, trat mit den Arbeiten an der Purdue-Universität (Lark Horowitz) und denen von Wacker und Clusius in Deutschland die Halbleiterkristallphysik in ein wesentlich übersichtlicheres Stadium. Der Schritt zur *pn*-Junktion definierter Form mit wohl bekannten Störstellendichten konnte aber erst die theoretischen Voraussetzungen der Gleichrichtung ins rechte Licht rücken, und von hier aus nahmen dann die Ereignisse auf diesem Gebiet ihren schnellen Lauf bis in die Gegenwart.

Die Erfindung des Transistors (Bell Laboratories 1948, Bardeen, Shockley, Brattain) ergab sich zwangsläufig aus der Messung der Oberflächenpotentialverteilung und dem eminent bedeutsamen Prinzip der Minoritätsladungsträger-Injektion, das bei den heutigen Transistoren die Hauptrolle spielt und das einen ungeahnten Siegeslauf des Halbleiters in der Elektronik einleiten konnte.

Nach allem, was die Halbleiterphysik an Möglichkeiten physikalischer Art in sich birgt, stehen wir erst am Anfang dieser Entwicklung. Mit der Realisierung der technischen Möglichkeiten zur Gleichrichtung und Verstärkung mit Halbleiterkristallen geht seither in der Physik eine vermehrte Arbeit über Eigenschaften der Halbleiter im allgemeinen einher. Selbst die Definition des Halbleiters war hier großen Schwankungen unterworfen, und heute wird der Halbleiter in Form eines kristallinen Festkörpers so definiert, daß er im reinen Zustand in der Nähe des absoluten Nullpunktes der Temperatur einen Isolator darstellt, der jedoch durch Temperaturerhöhung, Verunreinigungsbeiträge, Gitterdefekte und äußere Einwirkungen in den Zustand hoher elektrischer Leitfähigkeit versetzt werden kann. Allein aus dieser Definition erkennt man die ungeahnten Möglichkeiten, mittels eines Halbleiterfestkörpers Stromtransportphänomene zu beeinflussen oder zu erzeugen.

In neuester Zeit nehmen nun wiederum die Verbindungshalbleiter, insbesondere jene, die aus den Elementen der 3. und 5. Spalte des periodischen Systems aufbaubar sind, einen großen Raum ein. Auf ihre Eigenschaften hatte schon Welker 1953 im besonderen hingewiesen.

Die altbekannten oxydischen Halbleiter — Kupferoxydul und Verbindungshalbleiter vom Typ Selen-Cadmium — werden auch heute noch in großem Maße in Leistungsleichrichter-Bauelementen angewandt.

Sie werden jedoch mehr und mehr durch Bauelemente auf Silizium-Basis verdrängt. Dieser Prozeß spielt in der Starkstromtechnik eine erhebliche Rolle. Mit wesentlich kleineren Bauelementen können wesentlich höhere Sperrspannungen erreicht werden, und die Kombination von Gleichrichterelementen vereinfacht sich erheblich.

Ein anderes Gebiet, in das die Halbleiterphysik mehr und mehr eingedrungen ist, ist die Verstärkertechnik. Während hier nach der Erfindung des Transistors, also nach 1948, das Niederfrequenzgebiet dem Transistor mehr und mehr erschlossen wurde, entwickelte sich die Röhre mehr in Richtung der Höchsthäufigkeitsanwendung.

Schließlich begann der Transistor im Zuge der neuesten Entwicklung (Mesa-Technik) auch das Gebiet der Hoch- und Höchsthäufigkeiten zu erschließen, so daß auch hier der Röhre ein ernster Konkurrent erwachsen ist. Es scheint aber, daß trotz des starken Eindringens des Halbleiterverstärkers in alle Gebiete der Fernmeldetechnik, des Rundfunks und des Fernsehens keine eigentliche Verminderung des Röhrenmarktes zu verzeichnen ist, da sich die Röhre auf Grund ihres anderen physikalischen Prinzips mehr auf die Gebiete konzentriert, die für sie typisch sind (Wanderfeldröhren, Mikrowellenröhren, Meßröhren usw.).

Die Entwicklung des Transistors in den letzten Jahren hat gezeigt, daß die Halbleitertechnik imstande sein wird, immer größere Bereiche der Frequenzleistungsfläche, die bisher von Röhren überstrichen wurde, einzunehmen. Im einzelnen ist zu den Fortschritten der letzten Jahre folgendes zu sagen:

Die Entwicklung vom Punktkontaktgleichrichter hinweg zum definierten *pn*-Übergang nimmt unaufhaltsam ihren Lauf, und es kann abgesehen werden, daß in nicht ferner Zukunft die zu Millionen in der Rundfunktechnik verwandten Spitzendioden durch in Diffusionsverfahren hergestellte Kleinflächendioden (Mesa-Abätzung) ersetzt werden. Schon heute ist es gelungen — selbst im Mikrowellenbereich — Dioden einzusetzen, deren gleichrichtende Kontakte, auf Diffusionsbasis hergestellt, durch Ätzverfahren in ihrer Fläche so beschränkt sind, daß die Kapazitätswerte bei wenigen pF und darunter liegen. Computer-Dioden, Dioden für parametrische Verstärkung und Abstimmioden werden alle heute schon im spitzenlosen Verfahren hergestellt. Diese Technik bietet sich auf der Leistungsseite als die natürliche für Großflächenbauelemente an.

Als neuestes Bauelement der Diodenfamilie hat sich in letzter Zeit bereits die Tunnel diode eingeführt. Der Name besagt, daß es sich hierbei um die Anwendung des quantenmechanischen Tunneleffektes handelt, der also nichts mit einer Minoritätsladungsträger-Injektion zu tun hat. Diese Möglichkeit, deren erste saubere Realisation wir dem Japaner Esaki verdanken, ist schon während des Krieges an hochdotierten Dioden festgestellt worden. Aber erst heute ist man in der Lage, die Eigenschaften der Banddurchdringung sauber zu reproduzieren. Da es sich um einen Majoritätsladungsträger-Effekt handelt, ist der Vorgang mit geringen Relaxationszeiten verbunden. Die Banddurchdringung hat die interessante Eigenschaft, zu einer negativen Stromspannungscharakteristik zu führen, die das Bauelement als Oszillator oder Frequenzwandler mit Konversionsverstärkung im Höchsthäufigkeitsgebiet interessant macht.

Auch auf dem Transistorgebiet zeichnet sich eine ähnliche Entwicklung ab. Das normale Bauelement, nämlich der klassische *npn*-Transistor nach Shockley, wurde stufenweise für immer höhere Frequenzen entwickelt. Dies geschah einerseits durch Miniaturisierung, andererseits durch Verkürzung der Transitzeiten der injizierten kontrapolaren Ladungsträger mit Hilfe innerer Felder (Early, Krömer).

Da diese Technik eine Grenze bei den äußeren Schaltgrößen erreicht, durch die die Zeitkonstante des Bauelementes gegeben ist, suchte man nach einer weiteren Anpassung an den Bedarf auf dem Höchsthäufigkeitsgebiet durch geometrische Formgebung. Hier spielt der Mesa-Transistor

eine entscheidende Rolle und ist dabei, das Frequenzgebiet bis in den Gigahertz-Bereich hinein für die Verstärkung mit Transistoren zu erschließen.

Ein Ausblick auf die nächste und fernere Zukunft muß vor allem die Verwendung des Prinzips des Unipolarverstärkers einschließen. Man kennt eine Reihe von mehr theoretisch interessanten Transistorformen, in denen versucht wird, das Minoritätsladungsträger-Injektionsprinzip auf Inversionsschichten zu übertragen, in denen also eine hohe lokale Feldstärke aufgebaut werden kann und in denen daher die Transitzeiten verringert werden können. Mehr Aussicht auf Erfolg haben aber zweifellos die auf Majoritätsladungsträger-Bewegung aufgebauten Bauelemente. Solche Unipolartransistoren standen auch schon einmal am Beginn der Halbleitertechnik und sind älter in ihrer Konzeption als der klassische Shockley-Transistor. Es erfordert jedoch wesentlich mehr Kenntnis vom Material und auch Technologie-Geschicklichkeit, solche Bauelemente erfolgreich durchzukonstruieren. Eine Reihe von ersten Formen dieser Bauelemente sind unter dem Namen „Unipolartransistoren“ bekannt. In ihnen wird der Majoritätsstrom durch einen Halbleiterkörper mit Hilfe von *pn*-Junktionen gesteuert, deren Inversionsschichtausdehnung vom angelegten Steuerfeld abhängig ist.

Es ist hier in den letzten Jahren eine Reihe von neuen Formen entstanden, von denen besonders die zylindrische Form nach Tetzner und der Diffusionstransistor sowie der Korngrenzen-Feldeffekttransistor Erwähnung verdienen. Während der von Tetzner angegebene zylindrische Unipolartransistor in seiner Realisation auf gewisse mechanische Schwierigkeiten stößt, da der Stromkanal, der natürlicherweise in seiner Ausdehnung nicht wesentlich über einer Sperrschichtausdehnung liegen kann, als zylindrischer Faden hergestellt werden muß, wodurch mechanische Instabilität auftritt, wird beim Diffusionstransistor die Diffusionsschicht selbst als Stromkanal eingesetzt, und da diese Schicht auf den Kristall aufgebracht ist, der die Sperrschicht trägt, ist hier eine technische Realisierung leichter möglich.

Während Tetzner Steilheitswerte von nur unter 1 mA/V erreichte, konnten mit dem Diffusionstransistor Werte um einige Faktoren höher hergestellt werden. Das Optimum der Geometrie für einen Unipolartransistor findet man jedoch im Korngrenzen-Feldeffekttransistor, bei dem die von Natur aus schmale Korngrenzebene in einem Bi-Kristall zum Stromtransport verwandt wird. Dieser Transistor hat nun außerdem noch die Eigenschaft, ähnlich der Tunneliode, bis zu tiefsten Tem-

peraturen Verwendung finden zu können, da seine Leitschicht entartet ist. Mithin haben wir hier den ersten Transistor vor uns, der bereits experimentell im Gebiet des flüssigen Heliums gute Verstärkungswerte geliefert hat. Neben der evidenten Vereinfachung, die der Halbleiter durch Fortfall der Katodenheizung in der Elektronik brachte, hat er der Miniaturisierung ungeahnte Möglichkeiten gegeben. Heute steht man bei einer Raumerfüllung von Schaltelementen in Rechenmaschinen, die nur um einen Faktor 10000 unter der Raumerfüllung des menschlichen Hirns liegt, und mit der Einführung des Aufbaues von kombinierten Bauelementen in einem Mikrokristall wird man noch weiter an die Grenze des menschlichen Hirns heranrücken.

Wenn wir nun nach der weiteren Entwicklung der Halbleiterphysik fragen, dann kann uns bei dieser Betrachtung ein Blick auf die Entwicklung der Hochvakuumröhre von Nutzen sein. So wie bei der Hochvakuumröhre die Entwicklung von der Triode zur Laufzeitröhre für höhere Frequenzen führte und schließlich Elektronenstrom-Dichteschwankungen für den Verstärkermechanismus ausgenutzt wurden, so liegt auch beim Halbleiter eine Tendenz vor, innerhalb des Kristalls Trägerdichteschwankungen oder Trägerbewegungszustände für extrem hohe Frequenzen auszunutzen. Ein erster Schritt für die Erschließung dieses Gebietes wurde durch das Gelingen der Cyclotron-Resonanz in Germanium und Silizium getan. Hierbei wird eine Messung der effektiven Masse der Ladungsträger aus der zyklischen Kreisbahn im Feld hoher elektromagnetischer Frequenzen durchgeführt. Ob es gelingen wird, dieses Prinzip zu einem Festkörpermagnetron zu entwickeln, hängt noch von vielen kristall-theoretischen Fragen des Ladungsträgertransports ab. Plasma-Effekte sind ebenfalls eine Realität in Halbleiterkristallen und sind auch bereits für die Erzeugung von Schwingungen ausgenutzt worden.

Als letztes Prinzip sei das Maser-Prinzip erwähnt, das bereits in großem Umfang in magnetischen Kristallen verwendet wird. Der Übergang von einem höheren Energieniveau zu einem niederen und die damit verbundene Energieabgabe kann ebenfalls in einem Halbleiter angewendet werden, wenn es sich um rein elektronische Energieniveaus im verbotenen Band handelt. Auch Excitonenprozesse stellen in letzter Zeit ein äußerst fruchtbares Gebiet für den Bauelemente-Physiker dar. Von diesen Prinzipien und anderen verwendeten Erscheinungen versprechen sich die Halbleiter-Physiker für die Zukunft einen noch größeren Aufschwung der schon so interessanten Halbleitertechnik.

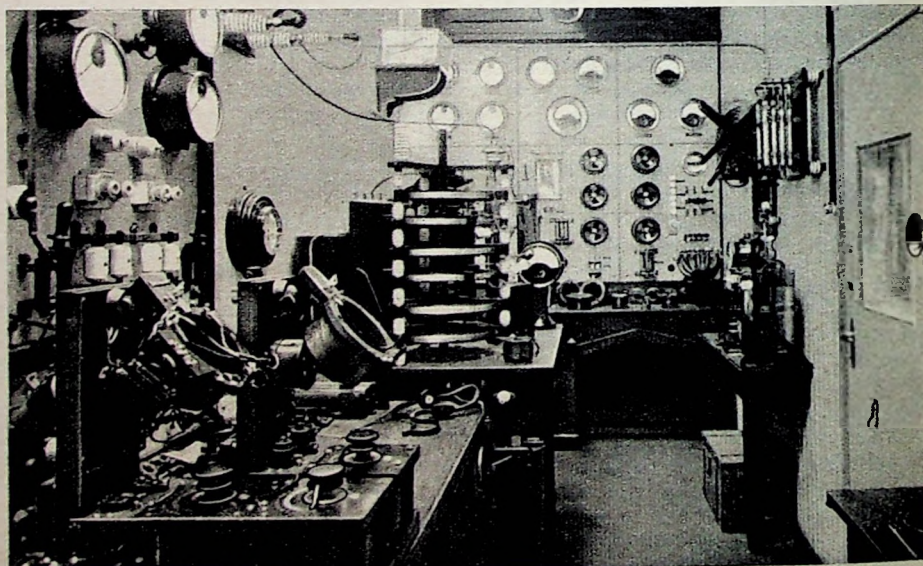
50 Jahre DEBEG

Am 14. Januar 1961 feierte die Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegrafie mbH (DEBEG), Berlin, ihr fünfzig-jähriges Bestehen. Nach der Verständigung der bis dahin sich bekämpfenden beiden großen Funkgesellschaften, Marconi in England und Telefunken in Deutschland, wurde sie im Januar 1911 gegründet. Gesellschafter waren die Telefunken-Gesellschaft für drahtlose Telegrafie — die damals zu gleichen Teilen der AEG und der Siemens & Halske AG gehörte — und die Compagnie de Télégraphie sans fil, Brüssel, eine Tochtergesellschaft der Marconi-Gruppe. Ihre Aufgabe war, die Errungenschaften und Fortschritte der jungen Funktechnik für die drahtlose Nachrichtenübermittlung in der deutschen Schifffahrt nutzbar zu machen. Sie hat Pionierarbeit für den deutschen Seefunk geleistet, an dessen Ausbau und Organisation sie maßgeblichen Anteil hat. Ihre Arbeiten begann sie mit etwa 80 Schiffsfunkstellen, die je zur Hälfte aus Marconi- und Telefunken-Geräten bestanden.

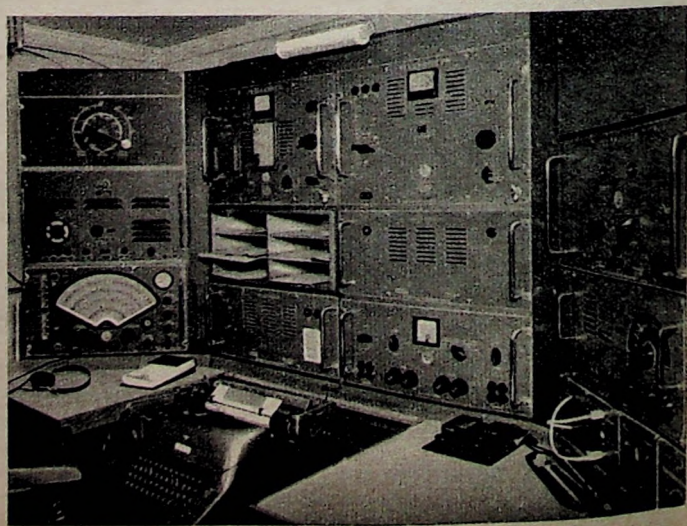
Nach dem ersten Weltkrieg waren die Aufgaben durch den Wiederaufbau der deutschen Handelsflotte besonders vielseitig. Inzwischen war die Elektronenröhre erfunden worden, die eine außerordentliche Umwälzung im Bau von Send- und Empfangsgeräten zur Folge hatte. Langwellensender wurden entwickelt, die den Nordatlantik-Schiffen Dauerfunkverbindungen mit beiden Kontinenten ermöglichten. Der Telefonie-Funkverkehr, besonders für kleinere Schiffe, wurde erstmalig eingeführt, und später rüstete man auch Großschiffe mit KW-Sende- und Empfangsanlagen aus.

Seit nach dem ersten Weltkrieg die Compagnie de Télégraphie sans fil als Gesellschafter der DEBEG ausgeschieden war, gehört das Unternehmen zu gleichen Teilen der Siemens & Halske AG und der Telefunken GmbH.

Außerordentlich weittragend waren für die DEBEG die Folgen aus dem politischen und wirtschaftlichen Zusammenbruch nach dem zweiten Weltkrieg. Neben dem erforderlichen Wiederaufbau waren nicht nur ganz neue, dem Stand der fortschreitenden Funktechnik und den verschärften Vorschriften entsprechende Send- und Empfangsgeräte zu schaffen, sondern es galt außerdem, den UKW-Sprechfunk, der anfänglich nur im Hafenfunk angewendet wurde, auch als Seefunkverbindung nach langwierigen internationalen Verhandlungen einzuführen. Ganz neue Aufgaben aber erwuchsen mit der Einführung der modernen Ortungs- und Funkgeräte. Daß die Gesellschaft auch dieser Anforderung gerecht geworden ist, beweisen mehr als 1000 von ihr eingebaute Radar- und mehr als 350 in Betrieb befindliche Hyperbel-Navigationsanlagen.



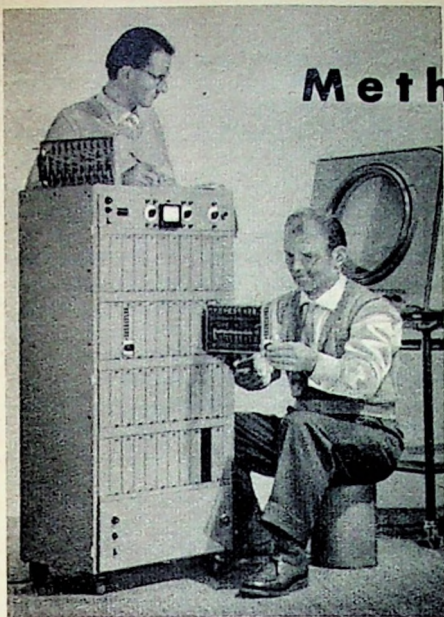
Eine Station aus dem Jahre 1913 auf dem Dampfer „Vaterland“. Vorn links: zwei Mehrkreisempfänger mit Schlömilch-Zellen. Mitte: 2-kW-Löschfunktensender mit Schalttafel; rechts 500-W-Notsender (Telefunken)



Moderne DEBEG-Funkstation mit Antennenwahlschalter, Autoalarmgerät, Allwellenempfänger, KW-Telegrafie- und -Telefoniesender, MW-Telegrafiesendern, Notempfänger, Alarmzeichengeber usw.

Methoden der Radarbildübertragung

DK 621.396.963



Bei der Radarbildübertragung wird über Leitungen oder Funkstrecken auf einem Tochterbildgerät eine getreue Kopie des auf dem Leuchtschirm der Bildröhre des Radargerätes erscheinenden Schirmbildes hergestellt. Man kann selbstverständlich von der Wiedergabe eines fernübertragenen Radarbildes nicht mehr Informationen erwarten, als das Original-Radarbild selbst bietet. Es ist aber möglich, mehr Informationen zu übertragen, wenn man die Echoimpulse zunächst speichert, und zwar in Vorrichtungen, die größere Schreib- und Ableseschärfe erlauben als das Original-Schirmbild.

Bei der Übertragung von Radar-Schirmbildern scheinen zunächst ähnliche Probleme zu bestehen wie beim Übertragen von Fernsehbildern. Ein wesentlicher Unterschied liegt jedoch in der für die Übertragungsmittel benötigten Bandbreite. Ein Fernsehbild besteht maximal aus 400 000 Punkten. Das entspricht bei 25 Bildern/s einem Bandbreitebedarf von $\frac{25 \cdot 400000}{2} =$

$5 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 5 \text{ MHz}$. Dagegen muß die Bandbreite der Übertragungsmittel für das im Empfangsteil eines Radargerätes aufgenommene und demodulierte Echosignal mit Rücksicht auf die kurzen Sendeimpulse des Radarsenders ($\approx 50 \text{ ns}$) etwa 12 MHz sein. Die Übertragung eines so breiten Frequenzspektrums stellt aber erhebliche Anforderungen an die Übertragungsmittel. Die Skala der Übertragungsmöglichkeiten reicht von der Richtfunkstrecke, bei der sich der gesamte Aufwand auf die beiden Endstellen einer Strecke konzentriert, bis zur Kabelübertragung in der Direktlage, also ohne Trägerfrequenz, bei der der gesamte technische Aufwand über die Strecke verteilt ist. Für die Beurteilung, welcher Weg am zweckmäßigsten für die jeweiligen Verhältnisse ist, sind daher nicht allein technische Gründe maßgebend; wirtschaftliche Überlegungen müssen in gleicher Weise berücksichtigt werden.

Die Übertragung über Richtfunkstrecken im Dezimeterwellenbereich, zum Beispiel im 2-, 4- oder 7-GHz-Band, ist für ein weit auseinandergezogenes Radarnetz, bei dem zwischen den Radarstationen und der Leitstation große Entfernungen zu überbrücken sind, nicht nur eine technisch elegante Lösung, sondern sogar mit vergleichsweise niedrigen Kosten verbunden. Das Frequenzspektrum von 12 MHz Breite läßt sich jedoch nicht immer ohne weiteres in die Kanäle der genannten Frequenzbänder einordnen. Die Kanalabstände sind im all-

gemeinen festgelegt und, abgesehen von Sonderreglungen, nicht für die Übertragung der Radarsignale geeignet.

Es sind verschiedene Verfahren bekanntgeworden, das auf dem Leuchtschirm einer Radaranlage entstandene Schirmbild über größere Entfernungen zu übertragen. Man kann beispielsweise das Original-Radarbild photoelektrisch abtasten oder auch von einem elektrostatisch als „Ladungsrelief“ auf einem Isolator gespeicherten Bild durch „Lesen“ mit einer Abtasteinrichtung das Übertragungssignal erhalten. Die photoelektrische Abtastung beruht auf der optischen Projektion des auf dem Radarschirm erzeugten Bildes auf eine Photozelle. Auf der Empfängerseite läuft synchron mit dem Elektronenstrahl der Radarröhre ein hellkeitsgesteuerter Schreiblichtpunkt über die Wiedergabefläche. Dieses sehr einfach scheinende Verfahren hat aber den Nachteil geringer Übertragungsschärfe.

Wesentlich wirksamere Verfahren ergeben sich, wenn man davon ausgeht, daß das für die Radarbildübertragung in Betracht kommende Videofrequenzband von Natur aus teilweise leer, also gewissermaßen nicht voll ausgenutzt ist. Das benutzte Frequenzband läßt sich noch weiter „verdünnen“, wenn die zur Wiedergabe des Bildes nicht unbedingt notwendigen Frequenzen unterdrückt werden. Je weiter man mit dieser Verdünnung geht, um so schmaler wird das für die Übertragung benötigte Frequenzband. Selbstverständlich darf bei der Verdünnung (Frequenzbandkompression oder -einengung) die Übertragungsschärfe nicht leiden.

In den letzten Jahren wurden Verfahren entwickelt, mit denen die Bandbreite von Radarbildern ohne Einbuße an Bildqualität für Zwecke der Fernübertragung verringert werden kann. Die Speicher- methode, mit der eine hohe Auflösung zu erreichen ist, eignet sich besonders zur Übertragung der Schirmbilder von Sicherungs-Radaranlagen. Die in den einzelnen Fällen erreichbaren Bandbreiten sind sehr verschieden und hängen von den örtlichen Verhältnissen ebenso ab wie zum Beispiel vom benutzten Entfernungsbereich, der Impulsfrequenz oder der jeweils beabsichtigten Dezentrierung des Radarbildes. Die Dezentrierung (Verlegung des Bezugspunktes von der Bildschirmmitte zum Rand) verlängert die Ablenkzeit des Schreibstrahls auf Kosten des zwischen zwei Impulsen liegenden Intervalles, das zwar keine nutzbare Bildinformation enthält (und daher im allgemeinen „Totzeit“ genannt wird), aber in der Speicheranlage zum Ablesen der gespeicherten Informationen benötigt wird. Das Verhältnis zwischen Ablesezeit und Schreibzeit nennt man Kompressionsfaktor (Einengungsfaktor, Frequenzband-Verdünnungsfaktor). Je größer die Ablesezeit ist, um so geringer wird die für die Übertragungsmittel benötigte Bandbreite.

Einige theoretische Betrachtungen zur Frequenzbandeinengung

Bezeichnet man die Umlaufzeit (in Sekunden) einer Radarantenne mit $T_0 = 60/n$ (n = Umdrehungen je Minute) und die Impulsfolgefrequenz des Senders mit $f_i = 1/T_i$, so werden je Antennenumlauf $n_s = T_0 \cdot f_i$ Impulse ausgesendet, und die gleiche An-

zahl von Echoinformationen wird empfangen. Auf dem Schirm des Muttersichtgerätes werden dann, da n_s die Anzahl der Impulse je Antennenumlauf ist, n_s „Speichen“ geschrieben. Mit T_{max} (maximale Meßzeit) und c (Lichtgeschwindigkeit) ergibt sich die maximale Meßentfernung zu

$$s_{\text{max}} = \frac{c \cdot T_{\text{max}}}{2}, \quad (1)$$

da der Weg vom Strahl zweimal (hin und zurück) durchlaufen werden muß. Haben die ausgesendeten Impulse die Anstiegszeit t_{an} , so sind

$$q = \frac{T_{\text{max}}}{t_{\text{an}}} \quad (2)$$

definierte Lagen eines Echoimpulses zu unterscheiden. Aus Gl. (1) und Gl. (2) erhält man die radiale Meßgenauigkeit der Radaranlage

$$s = \frac{s_{\text{max}}}{q} = \frac{s_{\text{max}} \cdot t_{\text{an}}}{T_{\text{max}}} = \frac{c \cdot t_{\text{an}}}{2} \quad (3)$$

Die azimutale Meßgenauigkeit (Winkelmeßgenauigkeit in der Horizontalen) ergibt sich aus der Keulenbreite der Drehantenne, deren Halbwertbreite (für die Leistung) mit β_0 bezeichnet sei. Näherungsweise läßt sich der funktionale Verlauf der Antennenkeule als Verhältnis der Feldstärke E an einem beliebigen Punkt zur Feldstärke E_0 in der Hauptkeule mit der Leistung N_0 durch die Beziehung

$$\frac{E}{E_0} = \cos(m \cdot \beta) \quad (4)$$

ausdrücken. Dabei ist der in Gl. (4) auftretende Faktor m durch

$$m \cdot \beta_0 = \frac{\pi}{2}$$

definiert. Der Winkel zwischen den Nullstellen ist somit $m \cdot \beta_1 = \pi$, $\beta_1 = 2 \cdot \beta_0$.

Während einer Umdrehung der Antenne wird ein punktförmiges Ziel von h_0 Sendeimpulsen getroffen. Daher gilt

$$h_0 = \frac{n_s \cdot \beta_1}{2\pi} = \frac{T_0 \cdot f_i \cdot \beta_1}{2\pi} \quad (5)$$

Man erhält also beim Überstreichen eines punktförmigen Zieles h_0 Anzeigespannungen, die durch die Gleichung

$$u(\beta) = \frac{U(\beta)}{U_0} = \cos^2(m \cdot \beta) \quad (6)$$

beschrieben werden. Den Verlauf dieser Funktion, also die Amplitudenverteilung im Bereich $-\beta \dots +\beta$, zeigt Bild 1. Definiert man die Azimutauflösung so, daß dafür die resultierende Anzeigespannung zweier im Abstand $\Delta\beta_0$ liegenden Ziele zwischen

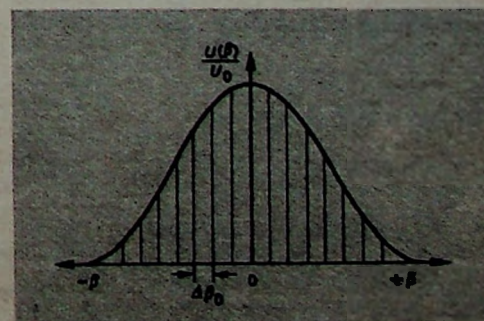


Bild 1. Amplitudenverteilung beim Überstreichen eines punktförmigen Zieles

den beiden Maxima von 100 % auf 50 % absinkt, so ist für $h_0 > 10$ die Azimutauflösung durch die Beziehung

$$\beta_0 = \frac{2}{3} \beta_1 \quad (7)$$

gegeben. Hierbei wird der zu übertragende Teil der Impulsperiode auf die Länge der Speicherlinie verteilt. Soll der Entfernungsbereich $s_{\max}$ erfaßt werden, so entspricht dieser Teil der Impulsperiode $T_{\max}$. Häufig ist dabei $T_{\max} \ll 1/f_1$. Man dehnt nun $T_{\max}$ auf den Wert $1/f_1$ (abzüglich etwa 10 % für die Rücklaufzeiten) und erhält dadurch eine Kompression des Bandes um den Faktor

$$k_1 = 0,9 \cdot \frac{T_1}{T_{\max}} = \frac{0,9}{T_{\max} \cdot f_1} \quad (8)$$

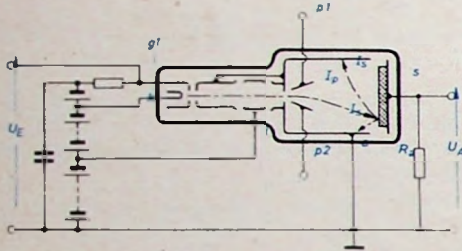


Bild 2. Speichereinrichtung mit Kathodenstrahlröhre (nach Telefunken)

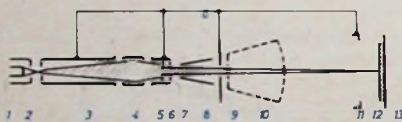


Bild 3. Schematische Darstellung des Speicherröhrensystems. Aufbau s. Text, ferner 5 = Hilfsanode, 13 = Signalelektrode

Ist der mit Gl. (5) für h_0 gefundene Wert groß, so lassen sich benachbarte Zeilen dadurch zusammenfassen, daß man sie bei der Speicherung übereinanderschreibt und gemeinsam abtastet, ohne daß dadurch die Auflösung wesentlich verkleinert wird. Auf diese Weise ergibt sich eine weitere Frequenzbandkompression um den Faktor k_2 . Der Gesamtkompressionsfaktor ist somit $k = k_1 \cdot k_2$. Mit der Lesezeit T , während der die k_2 gespeicherten Zeilen abgetastet werden, erhält man als Gesamtkompressionsfaktor

$$k = \frac{0,9 \cdot T}{T_{\max} \cdot f_1 \cdot T_1} = \frac{0,9 \cdot T}{T_{\max}} \quad (9)$$

Da das Auflösungsvermögen aber nicht von der Impulsbreite, sondern von der Flankensteilheit (Impulsanstieg) abhängt, ist es zweckmäßig, den Faktor k auf die Anstiegszeit der Originalimpulse zu beziehen und nicht auf die Impulslänge. An Stelle der Bildimpulse nach der Frequenzbandkompression die Anstiegszeit

$$t_{an}' = k \cdot t_{an}$$

mit der Bandbreite

$$B' = \frac{1}{2 t_{an}'}$$

Ist beispielsweise die Anstiegszeit $t_{an}' = 90 \mu s$, so ergibt sich dafür die Bandbreite zu $B' = 5,6 \text{ kHz}$, die man beispielsweise mit Restseitenbandmodulation über einen normalen Rundfunkkanal übertragen könnte.

Speicherung mit Speicherröhren

Sehr häufig wird die Speicherung mit elektrostatisch arbeitenden Speicherröhren angewendet, bei denen alle Speicherplätze ohne Bewegung mechanischer Teile durch Auslenken eines Elektronenstrahls zugänglich sind. Diese Röhren speichern die Informationen in Form von elektrischen Ladungen, die auf der Speicherschicht durch einen über die Schicht geführten Elektronenstrahl infolge der dabei vom Strahl an der Schicht trägheitslos und nachwirkungsfrei ausgelösten Sekundärelektronen erzeugt werden.

Bild 2 zeigt vereinfacht eine Speicheranordnung mit einer Kathodenstrahlröhre. Die Signalelektrode s ist auf ihrer der Kathode zugewandten Seite von der aus Isoliermaterial bestehenden Speicherschicht bedeckt, deren Dicke groß gegenüber der Eindringtiefe des primären Elektronenstrahls I_p sein muß. Der primäre Elektronenstrahl läßt sich mit einer Ablenkspannung, die an den Ablenkplatten $p1$ und $p2$ liegt, über die Speicherschicht führen. Der prinzipielle Aufbau des Speicherröhrensystems ist im Bild 3 dargestellt. Der schraffiert angedeutete Elektronenstrahl wird mit dem aus Kathode 1, Steuerelektrode 2 und Anode 3 gebildeten System in dem zwischen Steuerelektrode und Anode gelegenen ersten Brennfleck konzentriert, hinter dem er wieder divergiert. Die Fokussierung des Strahls auf die Speicherschicht 12 erfolgt mit der Linsenelektrode 4. Die Blende 6 begrenzt beim Durchtritt des Strahls dessen Querschnitt und bestimmt damit den Strahldurchmesser zwischen den Ablenkplattenpaaren 8 und 10. Die Schlitzblende 7 schirmt die Blende 6 gegen das Ablenkkfeld des katodennahen Ablenkplattenpaares 8 ab. Eine weitere Schlitzblende 9 hat die Aufgabe, die beiden Ablenkplattenpaare 8 und 10 gegeneinander abzuschirmen. Dicht vor der Speicherschicht 12 ist nochmals eine mit der Anode 3 leitend verbundene Schlitzscheibe 11 angeordnet, die ein ebenes elektrisches Feld im Raum vor der Speicherschicht 12 erzeugt, den beim Beschuß der Schicht erzeugten Sekundärelektronenstrom I_s (s. Bild 2) auffängt und die Signalelektrode gegen das übrige System der Röhre abschirmt.

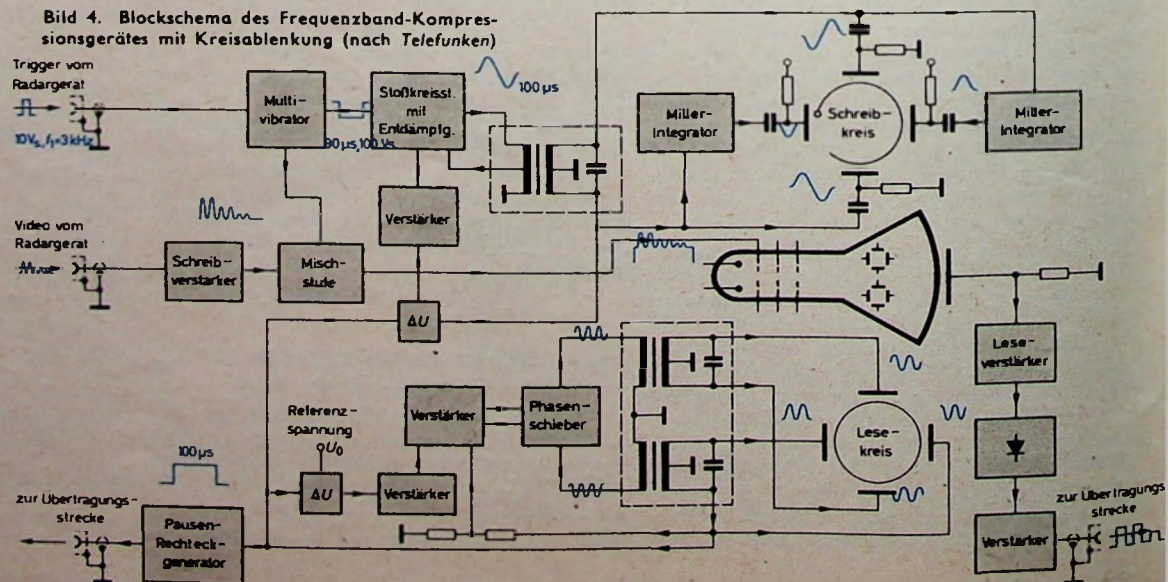
Bei der Wahl der Dicke der Speicherschicht muß ein Kompromiß geschlossen werden. Dicke Schichten ergeben bei einer bestimmten Bildelementladung wegen ihrer kleineren Bildelementkapazität einen höheren Potentialhub und damit

eine größere Unabhängigkeit von Unregelmäßigkeiten als dünne Schichten. Dagegen liefern dünne Schichten bei vorgegebenem Potentialhub ein größeres Ausgangssignal.

Bild 4 zeigt das Blockbild eines von Telefunken entwickelten Frequenzbandkompressionsgerätes. Die Hauptteile sind die Speicherröhre, der Schreibverstärker, der Leseverstärker, die Schreibzeitbasis und die Lesezeitbasis. Zwei weitere Bausteine sind für die Trägerung des Lesesignals und die Umsetzung der Drehwinkelsignale vorhanden. Der Schreibverstärker hat die Aufgabe, die vom Mutterrädegerät gelieferten schwachen Signale zu verstärken, zu begrenzen und einen Hellstastimpuls zuzusetzen, um den Elektronenstrahl der Speicherröhre nur während der für die Speicherung vorgesehenen Zeit einzuschalten. Die eingebaute Begrenzung verhindert eine Umkehr von Schreiben in Lesen, die im Schreibsystem der Speicherröhre auftreten kann, wenn zu große Steueramplituden am Wehneltzylinder der Röhre auftreten. Die Zeitbasisgeräte für Schreiben und Lesen weichen von üblichen Zeitbasisgeräten ab, da in der Zirkular-Speicherröhre die Speicherbahn kreisförmig ausgebildet ist.

Vom Gerät zur Erzeugung der Schreibzeitbasis muß neben hoher Konstanz auch verlangt werden, daß das Radargerät den Schreibvorgang auslöst, weil man Schwankungen in der Impulsfolgefrequenz teilweise absichtlich herbeiführt. Deshalb werden an das eine Plattenpaar getastete Sinusspannungen und daraus durch Integration gewonnene Kosinusspannungen an das andere Plattenpaar gelegt, während der Strahl zusätzlich durch eine Gleichvorspannung verschoben wird. Eine Stabilisierungsschaltung hält die Schwingungsamplituden auch bei Röhrenwechsel konstant. Der Lesevorgang ist mit dem Schreibvorgang nicht synchronisiert. Daher wird die Lesezeitbasis von der Sinusschwingung eines unabhängigen Generators erzeugt.

Da an der Signalelektrode Verschiebungsströme von $0,1 \dots 0,3 \mu A$ auftreten, ergeben sich wegen der Arbeitswiderstände von rund $500 \text{ k}\Omega$ verhältnismäßig hohe Ausgangsspannungen. Es genügen daher drei Verstärkerstufen, um ein Ausgangssignal von einigen Volt zu erhalten. Das lesezeitige Signal/Rausch-Verhältnis wird dabei ausschließlich durch die Güte der Schicht, das heißt durch ihre Körnigkeit, bestimmt. Man erreicht Werte von rund 20 dB.



Der Aufbau einer Versuchsstrecke mit Kompressor, Richtfunkstrecke und Tochtersichtgerät ist im Bild 5 dargestellt. An das Radargerät, das mit 0,08 μ s Impulslänge bei einer maximalen Meßzeit $T_{\text{max}} = 0,12$ ms und 3 kHz Impulsfolgefrequenz sowie mit $0,6^\circ$ Antennenbündelung und einer Antennenumlaufzeit von 3 s ($n = 20$ U/min) arbeitet, wurde das Frequenzband-Kompressionsgerät nach Bild 4 angeschlossen, das auf eine Lesefrequenz von 600 Hz eingestellt war. Damit ergab sich der Faktor $k_2 = 5$, während die Spreizung der Meßzeit noch zusätzlich den Faktor $k_1 = 3$ brachte. Der Gesamtkompressionsfaktor war also $k = 15$. Damit ergab sich gegenüber der Originalbandbreite von 6 MHz die eingeeengte Bandbreite zu $6000/15 = 400$ kHz.

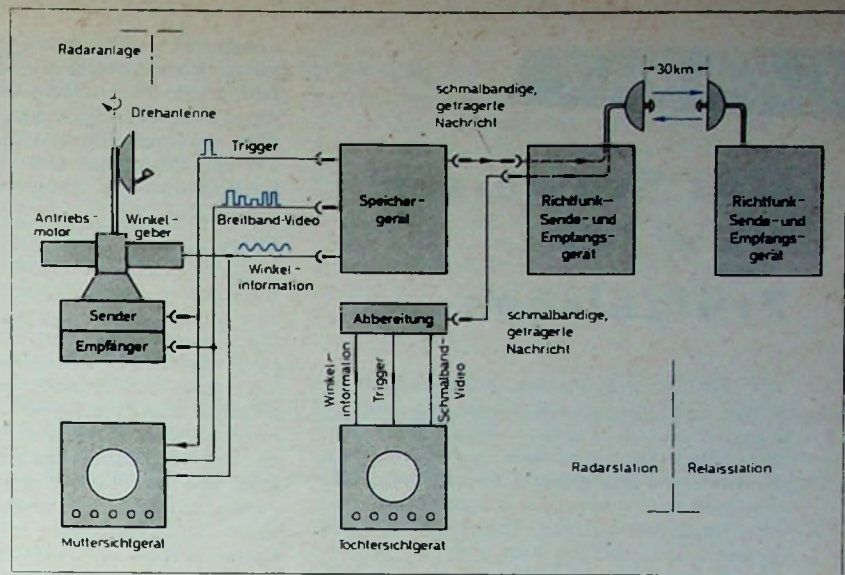
Kondensator-Speichermethode

Mit verhältnismäßig geringem Geräteaufwand kommt eine von der Standard Elektrik Lorenz entwickelte Methode zur Übertragung von Radarbildern aus, die mit einem digital gesteuerten Zwischenspeicher zur Bandbreitekompression arbeitet. Der Speicher enthält Kondensatoren, die den Entfernungsabschnitten zugeordnet sind. Neben guter Anpassung an die verschiedenen Anwendungsfälle sichert der Kondensatorspeicher absolute Maßstabtreue. Die vom selben Ziel in aufeinanderfolgenden Perioden empfangenen Echoimpulse werden im selben Kondensator aufaddiert und ergeben eine linear mit der Impulsanzahl anwachsende Ladung. Dagegen summieren sich die unzusammenhängenden Störsignale nur nach einem Wurzelgesetz. Der Störabstand wird durch die Bandbreitekompression mit dem Kondensatorspeicher also stärker verbessert als mit Speicherröhren.

Nach dem Herauslesen aus dem Kondensatorspeicher gelangt das integrierte Radarsignal zu einer Umsetzeinrichtung, die an die Übertragungsleitung angepaßt sein muß. Im Tochtergerät wird das Radarsignal demoduliert und auf einem Schmalband-Sichtgerät zur Anzeige gebracht. Diese Methode zur Fernübertragung von Radarbildern dürfte besonders zum Austausch von Radarbildern zwischen zwei oder mehreren Stationen, also beispielsweise in Überwachungsnetzen, Verwendung finden. Da die Weiterleitung der Signale auch über Funkkanäle möglich ist, läßt sie eine Übertragung nach und von Schiffen oder Flugzeugen zu.

Alle Bausteine dieser Radarbild-Übertragungsanlage sind mit Transistoren und Halbleiter-Dioden bestückt, so daß eine lange Lebensdauer gewährleistet ist. Die Fernübertragungsanlage arbeitet folgendermaßen: Eine Reihe von Speicherkondensatoren mit elektronischen Schreib- und Leserschaltungen bildet das Speichermedium des Linienspeichers; für jedes Entfernungselement ist ein Kondensator vorhanden. Die zeitlich aufeinanderfolgenden Radarsignale verteilt ein vom Muttergerät synchronisierter Schreibverteiler in nebeneinanderliegende Kondensatoren. Der Schreibtakt ist an die gewünschte Entfernungsauflösung im Speicher angepaßt. Der Lesetakt hängt von der gewünschten Winkelaufklärung und der zur Verfügung stehenden Bandbreite des Übertragungskanal (Kabel- oder Funkstrecke) ab. Der Leseverteiler läuft also frei und synchronisiert das ferne Tochtersichtgerät. Die in den Kondensatoren gespeicherte Ladung wird über die Lesetore abgetastet und über einen Tiefpaß der Übertragungseinrichtung zu-

Bild 5. Versuchsaufbau einer Radarbildübertragung nach dem Speicherröhrensystem (Telefunken)



geführt. In dieser Speicheranordnung ersetzt eine Kondensatorenzeile die Speicherschicht der Speicherröhre, ein digital arbeitender Torimpulsverteiler die sägezahnförmige Ablenkung, und Torschaltungen ersetzen die Elektronenstrahlen. Der digital arbeitende Impulsverteiler wird nach Erreichen des letzten Speicherkondensators stillgesetzt und verharrt bis zum Eintreffen des nächsten Triggerimpulses in dieser Stellung (Totzeit). Wegen der digitalen Arbeitsweise hat dieser Start-Stop-Betrieb praktisch keinen Einschwingvorgang, so daß die Genauigkeit der Verteilung und damit sowohl die Güte der Störfreiheit als auch die Entfernungsmeßgenauigkeit im bandbreitekomprimierten Signal nicht von der Dauer der veränderlichen Totzeit abhängen.

Der volltransistorisierte Speicher ist natürlich wesentlich robuster als die Speicherröhre. Es darf aber nicht vergessen werden, daß die zur Zeit handelsüblichen Halbleiter nicht den Anforderungen bei Schiffs- und Hafenradaranlagen genügen. Sie ermöglichen nur den Bau von Kondensatorspeichern mit 100 bis 1000 Entfernungselementen für Radargeräte vom „ASR-3“-Typ bis zu Großreichweitengeräten (zum Beispiel für die Sicherung von Luftstraßen).

Ein wesentlicher Gesichtspunkt für die Beurteilung eines Bausteins in einem Radarsystem ist sein Verhalten gegenüber Störungen. Hier erweist sich der Kondensatorspeicher in gewissem Sinne überlegen, weil die Integrationskennlinie der verwendeten Speicherelemente sehr linear ist und sich außerdem wegen der digitalen Arbeitsweise ohne Beeinflussung der Genauigkeit auch nichtperiodische Radarsignale (wie sie beispielsweise bei Phasenmodulation der Sendeimpulse entstehen) verarbeiten lassen. Das Bild in der Titelleiste auf Seite 71 zeigt eine Ansicht des Radarbild-Übertragungsgerätes der Standard Elektrik Lorenz.

Breitbandübertragung

Bei der Ausrüstung des Hamburger Hafens mit einer Radaranlage (Hafenradar) hat man auf eine Bandbreitekompression verzichtet und Breitbandübertragung angewendet. Bei dieser von Telefunken und der Decca Radar Ltd. errichteten Anlage sind zwischen den Beobachtungsstationen Hohe Schaar, Krusenbusch, Fischereihafen und der Leitstation mit den Haupt-sichtgeräten Radarbild-Übertragungseinrichtungen anderer Art eingeschaltet. Wegen der verhältnismäßig kurzen Entfernungen zwischen den unbemannten

Stationen und der Lotsenstation sowie wegen möglicher Störungen des Funkfeldes durch Schiffsmasten, hohe Kräne usw. hat man sich bei der Planung der Anlage für den Hamburger Hafen für die Übertragung über Kabel entschieden. Es mußte auch untersucht werden, ob Breitband- oder Schmalbandübertragung des Radarbildes vorteilhafter ist. Bei der Breitbandübertragung geht der höhere Kabelpreis stärker in die Kosten je km Streckenlänge ein als bei Schmalbandübertragung. Dagegen nimmt der Aufwand für die Endstellen – also bei Anwendung der Bandbreitekompression – bei Schmalbandübertragung den größten Teil der Gesamtkosten in Anspruch. Aber auch die Breitbandübertragung kommt nicht völlig ohne Endstelleneinrichtungen aus. Man muß hier (wie in der Trägerfrequenztelefonie) das Signal in eine andere Frequenzlage umsetzen, da sich sonst in den verschiedenen Frequenzbereichen unterschiedliche Dämpfungen ergeben würden. Bei längeren Übertragungsstrecken wären außerdem Pegelverstärker und Laufzeitentzerrer einzuschalten, um die Dämpfungsverluste und die Phasenverzerrungen auf dem Übertragungsweg wieder auszugleichen.

Bei der Hamburger Anlage führten technische Überlegungen und wirtschaftliche Gesichtspunkte zu der Entscheidung, für die Radarbildübertragung Breitbandkabel zu benutzen und das Videosignal ohne Bandkompression mittels einer Trägerfrequenzeinrichtung in eine höhere Frequenzlage umzusetzen. Das vom Videoverstärker des Radarempfängers gelieferte Signal wird sendeseitig in der Bildaufbereitung mit den beiden Synchronimpulsen vereinigt und in einer Modulationseinrichtung einer Trägerfrequenz aufmoduliert. Die sich anschließende Verstärkerstufe muß eine Leistungsstufe sein, die die für den geforderten Signal-Rauschabstand nötige Sendeleistung liefern kann. Zur Übertragung dient ein Koaxialkabel, das neben der eigentlichen Koaxialader noch verschiedene Nebenadern (Sternvierer) enthält, die für die Fernwirkeleinrichtungen und die Antennenwinkeldaten-Übertragung erforderlich sind.

In der Lotsenstation durchläuft das Trägerfrequenzsignal das Empfangsgestell mit Leitungsentzerrern, Verstärkern und Demodulator. Bei der Bildabbildung werden Videosignal und Synchronimpulse wieder getrennt und die Impulse entzerrt, da sie durch die Übertragung stark verschliffen sind. Das Videosignal gelangt schließlich zum Videohauptverstärker des jeweiligen Sichtgerätes.

Das Schweizer UKW/FM-Prüfzeichen

Die Einführung des UKW/FM-Rundfunks sollte nicht nur das Problem des Wellenmangels lösen, sondern dem Hörer eine gegenüber AM wesentlich verbesserte Tonqualität und weitgehend verringerte Störempfänglichkeit bringen. Klagen über einen unzulänglichen UKW-Empfang in der Schweiz veranlaßten nun aber die Entstörungskommission der schweizerischen PTT/SRS, gemeinsam mit ihrer Forschungsanstalt und der Schweizer Radioindustrie diesen Beschwerden nachzugehen und sie eingehend zu prüfen. Die Ergebnisse dieser Forschungen wurden erstmalig in den Technischen Mitteilungen der PTT Bd. 38 (1960) Nr. 8, S. 257-271, publiziert. Sie bildeten die Grundlage für ein besonderes



Bild 1. UKW-Prüfzeichen der Schweizer PTT

Pflichtenheft für UKW/FM-Rundfunkempfänger. Geräte, die diesen strengen Bedingungen entsprechen, erhalten das „Schweizerische UKW-Prüfzeichen der PTT“ (Bild 1), das als ein Qualitätszeichen für besonders störungsfreien UKW-Empfang zu werten ist. Geräte, die dieses Zeichen tragen, sind im besonderen Maße unempfindlich gegen sämtliche Störquellen, einschließlich Zündstörungen von

kerstufen auszukommen, deren Verstärkung ungewöhnlich auf die Spitze getrieben wird. Diese sparsame Bauweise bedingt eine erhöhte Empfindlichkeit gegenüber äußeren Störern, wodurch aber leider ein Punkt der erstrebten Vorteile des UKW-Empfangs nicht voll erfüllt wird.

Die Forderungen des Pflichtenheftes lassen sich nur mit Geräten erreichen, die weniger unter kommerziellen als nach technischen Gesichtspunkten gebaut sind. Sie benötigen dementsprechend mehrere Verstärkerstufen und mehr Röhren, die aber dann weniger belastet sind. Dabei muß auch der Ausführung der Filter besondere Beachtung geschenkt werden. Mit einem ersten Mustergerät (Bilder 2 und 3), das diesen Bedingungen entsprach, konnte man die verblüffende Unempfindlichkeit gegen Zündstörungen vorführen. Ein von einer Störquelle herrührendes Stör-signal wurde erst bei 10 m Annäherung an den Empfangsdipol als störend empfunden, während die gleiche Störung bei Verwendung eines herkömmlichen Empfängers das Nutzsignal noch in 100 m unerträglich störte.

Bei der zunehmenden Motorisierung und dem damit sich immer mehr verschlechternden Nutzpegel dürfte es zweifellos von Interesse sein, die recht nützlichen Bestimmungen des Pflichtenheftes der Schweizer PTT kennenzulernen; sie sind hier in ihren wesentlichsten Punkten auszugsweise wiedergegeben und kurz erläutert.

1. Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeit wird durch den Geräuschabstand ΔN (zwischen HF-Nutz- und HF-Störsignal) festgelegt, der allgemein mittels Psophometer-Musikfilters gemessen wird, wobei der Meßsender mit 1 kHz auf 22,5 kHz Hub ausmoduliert wird. Bei 5 μV Antennenklemmenspannung U_{HFA} muß $\Delta N = 35$ dB (bei 1 mV sogar 55 dB) bei einem Fremdspannungsabstand > 40 dB sein. Bei Verwendung eines einfachen Außendipols bleibt der Empfänger dann genügend empfindlich (Bild 4).

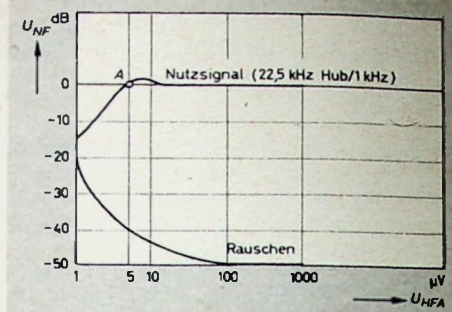


Bild 4. Abhängigkeit der NF-Ausgangsspannung (U_{NF}) von der HF-Antennenklemmenspannung (U_{HFA}), wenn die Bedingungen des Pflichtenheftes eingehalten werden; die Antennenspannung ist auf eine 50-Ohm-Ankopplung des Rundfunkempfängers bezogen. A Knickpunkt des Begrenzers

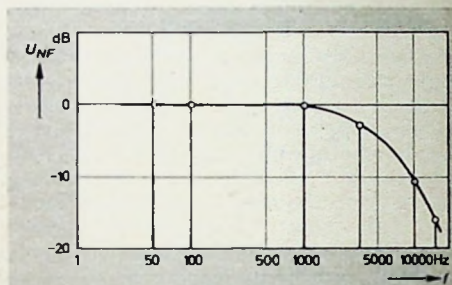


Bild 5. Geforderter normaler NF-Frequenzgang (mit 50 μs Korrektur der Preemphasis des Senders)

2. Übertragungsqualität

Die nutzbare Empfindlichkeitsgrenze hängt nicht nur von der zu erwartenden Empfangsqualität, sondern auch von der Linearität und dem genügend großen inneren Störpegelabstand des Empfängers ab. Gerade die Erfüllung dieser beiden Forderungen bedingt einen recht erheblichen Schaltungsaufwand, der aber nötig ist, um den folgenden drei Punkten des Pflichtenheftes zu entsprechen.

a) Frequenzgang. Wieder mit vorerwähntem Meßsender gemessen, soll die Kurve nach Bild 5 erreicht werden. Als

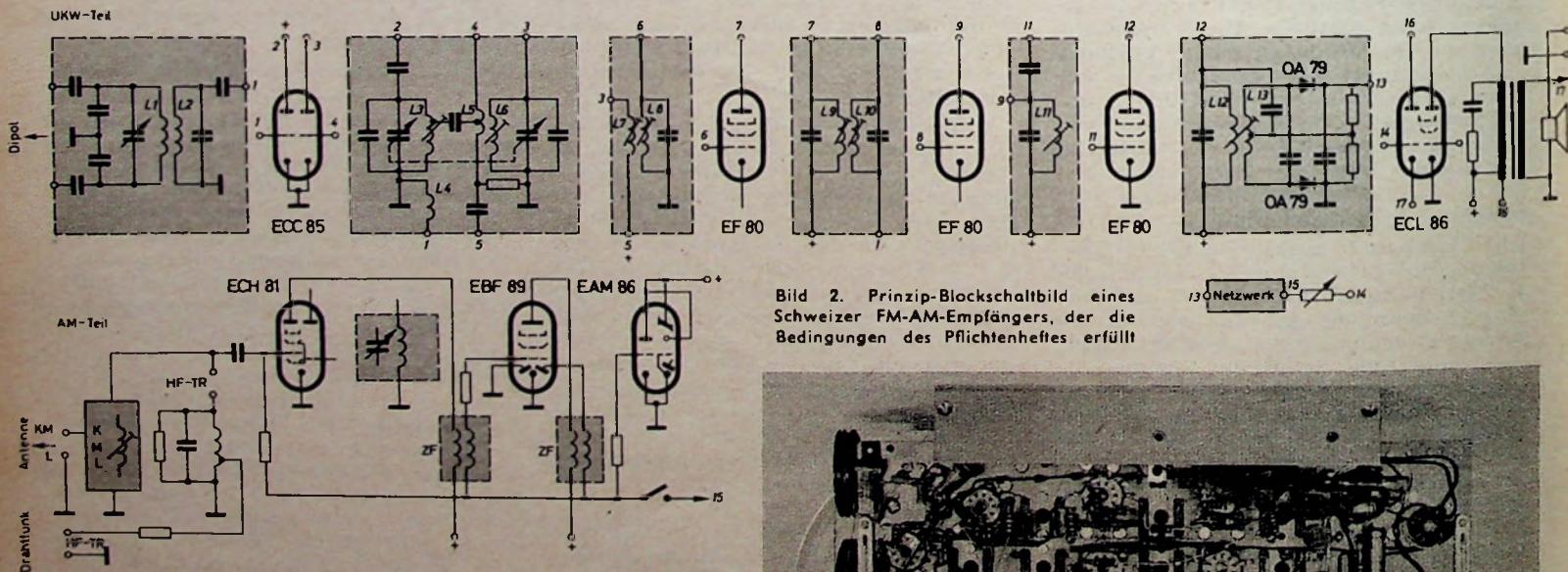
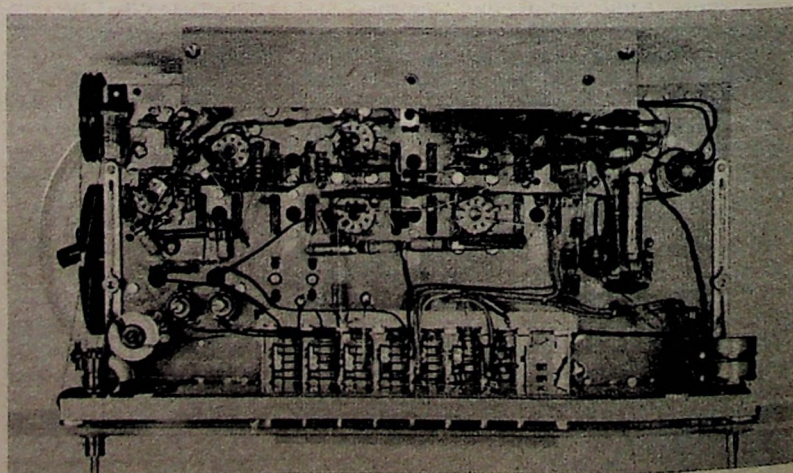


Bild 2. Prinzip-Blockschaltbild eines Schweizer FM-AM-Empfängers, der die Bedingungen des Pflichtenheftes erfüllt

rollenden Motorfahrzeugen und Störungen von Haushaltsapparaten, Büromaschinen, Rasierapparaten usw. Wie die Prüfungen an einer Großzahl bisheriger Geräte mit UKW-Teil gezeigt haben, entsprechen diese in vielen Punkten keinesfalls den im Pflichtenheft niedergelegten Bedingungen. Daran ist vor allem die Tendenz schuld, mit möglichst wenigen Verstär-

Bild 3. Chassis des UKW/FM-AM-Empfängers mit Schaltung nach Bild 2 (Empfänger „6100“ der Firmen Velectra, Sandyna)



Bezugspunkt 0 dB wird der NF-Ausgangspegel bei 1 kHz gewählt, wobei der NF-Frequenzgang der international empfohlenen 50- μ s-Nachbetonungscharakteristik folgen soll.

b) **Klirrfaktor.** Dieser soll bei einer Antennenklemmenspannung U_{HFA} von 10 μ V ... 100 mV (Meßsender auf maximalen Hub 75 kHz moduliert) für jede Modulationsfrequenz zwischen 60 Hz und 10 kHz kleiner als 3% bleiben. Bei den meisten vorkommenden Frequenzhuben unter 30 kHz werden damit die Verzerrungen vernachlässigbar gering.

c) Über spezielle Forderungen für den NF-Teil siehe Abschnitt 7.

3. Trennschärfe

Die Planung des UKW-Sendernetzes beruht auf einem Kanalabstand von 300 kHz. Eine gute und zukunftsichere Selektivität kann nur mit hochwertigen, breitbandigen, steilen Bandfiltern erreicht werden.

a) Eine solche Filterkurve muß folgenden Bedingungen entsprechen:

Statisch mit variabler U_{HFA} gemessen, bei $I_0 = \text{const}$ im steil ansteigenden Teil des letzten Amplitudenbegrenzers; bei einer Verstimmung Δf von ± 75 kHz gegenüber Bandmitte darf die Dämpfung (bezüglich Mitte) nur maximal 2 dB erreichen, bei ± 300 kHz minimal 60 dB.

b) Der **Fernempfang** darf nicht durch ein starkes Ortssignal im Nachbarkanal gestört werden können. Es wird gefordert, daß ein Nutzsignal von $U_{HFA} = 150 \mu$ V (Meßsender 1 kHz/22,5 kHz Hub auf Kanalmitte eingestellt) bei Anwesenheit eines Störsignals von 10 mV im Nachbarkanal (zweiter Meßsender 300 kHz neben dem ersten) keinen kleineren Geräuschabstand als 40 dB ergibt.

c) Auch die **Spiegel- und ZF-Selektivität** muß hoch genug sein, und der Empfang von Nebenwellen (die durch Mischung von Harmonischen mit der Oszillatorfrequenz auftreten können) muß unterbunden werden. Folgende große Sicherheitsgrenzen sind hierfür vorzusehen: Spiegelfrequenz-Dämpfung bezüglich Nutzsignal (Sender 1 kHz/22,5 kHz Hub auf Bandmitte) ≥ 40 dB, ZF-Selektionsdämpfung ≥ 100 dB, Nebenwellen-Dämpfung ≥ 80 dB, wobei als Vergleichskriterium bei der Messung ein konstanter Geräuschabstand von 10 dB am Ausgang dient.

4. Unempfindlichkeit gegen Störungen

a) **Amplitudenbegrenzung.** Die Störfreiheit ist um so besser, je unempfindlicher ein FM-Empfänger gegen Amplitudenschwankungen des Eingangssignals ist. Bei Verwendung des erwähnten Meßsenders darf bei Änderung von U_{HFA} von 5 μ V auf 100 mV (also 1:20 000) die NF-Spannung nur um maximal 4 dB schwanken. Dies läßt sich nur mit einem guten Begrenzer erreichen, der mindestens 10 dB über dem Schwellwert liegt, und zwar bei mindestens ± 75 kHz linearer Durchlaßbreite des Diskriminators und ZF-Teils.

b) **Störunterdrückung kurzzeitiger Impulse.** Speziell bei Signalstärken $< 250 \mu$ V können Impulsstörungen einen Empfang unmöglich machen. Eine gute Rundfunkqualität ist erst erreicht, wenn der NF-Spitzenstörabstand an den Lautsprecherklemmen ≥ 30 dB ist; bei einer U_{HFA} des Nutzpegels $\geq 250 \mu$ V. Zur Messung dient außer dem sinusförmigen HF-Signal (1 kHz/22,5 kHz) ein aus einer Folge kurzer Impulse (Breite

$< 10^{-8}$ s) bestehendes Störsignal mit 1 mV Amplitude bei 100 kHz Halbwertbreite. Die meisten der heutigen Radiogeräte erfüllen diese Forderung keinesfalls. Nur mit ZF-Filtern hoher Qualität (große Schwingkreiskapazitäten, kleine Begrenzer-Zeitkonstanten von $< 5 \mu$ s, symmetrische, lineare Diskriminatorcharakteristik und breitbandige Bandfilter) läßt sich dies erreichen.

5. Frequenzstabilität

Wichtig ist auch eine gute Frequenzstabilität. Nach einem Betrieb von 5 min darf die Oszillatorfrequenz nicht mehr als 20 kHz schwanken, und zwar bei Änderungen der Außentemperatur zwischen 15 und 30°C, der Netzspannung von $\pm 10\%$ und bei ΔU_{HFA} von 60 dB.

6. Störstrahlung

Auch der Unterdrückung von Rückstrahlungen auf andere Empfänger trägt das Pflichtenheft Rechnung. Die Störfeldstärke in 3 m Entfernung darf höchstens (nach CEI) eine Feldstärke der Oszillator-Senderwelle von 3 mV/m und der Nebenwellen von 0,4 mV/m ergeben.

PERSÖNLICHES

Wechsel in der Geschäftsführung der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen in ZVEI

Am 1. Januar 1961 trat der bisherige Geschäftsführer der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) e.V., Friedrich Römer, nach Erreichen der Altersgrenze in den Ruhestand. Er vollendete am 4. Juni 1960 sein 65. Lebensjahr, wird aber auch weiterhin seine Mitarbeit zur Verfügung stellen und sich vornehmlich den Vorbereitungen zur Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung in Berlin widmen. Diesen Ausstellungen galle seit jeher seine besondere Aufmerksamkeit und Liebe, und der Erfolg der vergangenen Ausstellungen in Frankfurt und Düsseldorf — an jedem Ort zweimal — ist zu einem großen Teil seinen Bemühungen zu danken.

Seit 1946 war Friedrich Römer für die Branche tätig, zunächst als Geschäftsführer der Fachabteilung Funk für die britische Zone und später in der gleichen Position für die Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI. Die vielfältigen Aufgaben als Geschäftsführer der Fachabteilung wurden von Friedrich Römer in seiner aufgeschlossenen und ruhigen Art erfüllt, die ihm viele Freunde gewinnen half, und zwar nicht nur in der Rundfunk- und Fernsehindustrie, sondern in der ganzen Branche. Sein Eintritt in den wohlverdienten Ruhestand hat allgemein großes Bedauern hervorgerufen.

Dr. jur. Günther Hücking, der bereits seit 1. September 1960 in der Geschäftsführung tätig ist, hat mit Wirkung vom 1. Januar 1961 das Amt des Geschäftsführers der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI übernommen. Gleichzeitig ist Dr. Hücking Geschäftsführer der Gesellschaft zur Förderung von Rundfunk und Fernsehen e.V.

Dr. Hücking, der am 23.11.1912 in Berlin-Charlottenburg geboren wurde, studierte an den Universitäten München, Kiel und Bonn Rechts-, Staats- und Wirtschaftswissenschaften und war nach Abschluß seines Studiums u.a. beim Gesamtverband Deutscher Metallgießereien (GDM) tätig. Nach Ende des Krieges nahm er seine Tätigkeit in der Branche wieder auf, wurde 1950 Hauptgeschäftsführer des Gesamtverbandes Deutscher Metallgießereien und Geschäftsführer mehrerer angeschlossener Unterverbände der Metallgieß-Industrie.



7. NF-Teil

Entsprechend den hohen Anforderungen, die an den HF- und ZF-Teil gestellt werden, muß sinngemäß auch die Wiedergabequalität des NF-Teils von hoher Güte sein. Der NF-Teil hat folgende Minimalanforderungen zu erfüllen: linearer Frequenzgang von 60 Hz ... 10 kHz, Ausgangsleistung > 3 W, totaler Klirrfaktor $< 5\%$ (bei 2 W), Fremdspannungsabstand am Lautsprecher > 40 dB, zweiter Lautsprecheranschluß.

8. Sicherheitsbestimmungen

Jeder Empfänger muß den elektrotechnischen Sicherheitsbestimmungen des Schweizer SEV entsprechen.

*

Diese sehr hochgeschraubten Forderungen des Pflichtenheftes lassen sich nur durch besonderen Aufwand und sorgfältigen Aufbau erfüllen. Daß dies möglich ist, zeigen die beiden bereits in den Bildern 2 und 3 gezeigten ersten Muster-Seriengeräte vom Typ „6100“ („Celerina“/„Garant“) der Schweizer Firmen Velectra AG, Biel, und Sondyna, Zürich. R. Hübner

W. Mössner 50 Jahre

Der technische Geschäftsführer der NSF — Nürnberger Schwachstrom-Bauelemente Fabrik GmbH, Direktor Wilhelm Mössner, wurde am 6. Januar 1961 50 Jahre. Im Anschluß an den Besuch der Ingenieurschule Gauß trat er 1933 in die AEG (Apparatefabriken Treptow) ein. Dort arbeitete er zunächst als Betriebs- und Fabrikations-Ingenieur, wurde später Leiter eines der maßgebenden Fabrikationsbüros und 1945 Leiter der Schaltgerätefabrik in Berlin. 1946 wurde Wilhelm Mössner dann in die NSF berufen. In besonderem Maße hat er bei der NSF die Entwicklung der verschiedensten Bauteile für die Rundfunk- und Fernsehgerätefertigung beeinflusst.

V. Kühl 25 Jahre bei SEL

Am 15.1.1961 beging Direktor Dipl.-Ing. Viktor Kühl, Generalbevollmächtigter der Standard Elektrik Lorenz AG und Leiter des Bauelementewerkes der SEL in Nürnberg, sein 25jähriges Dienstjubiläum. Nach dem Studium an der TH Berlin-Charlottenburg und dem Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung trat Dipl.-Ing. Kühl in das Laboratorium des Mix & Genest-Werkes in Berlin ein und beschäftigte sich dort als Physiker hauptsächlich mit elektroakustischen Problemen. 1941 wurde er Leiter der neugegründeten Verstärkerabteilung dieses Werkes, die auch die Trägerfrequenztelefonie einschloß. Dipl.-Ing. Kühl schuf hier mit die Grundlagen für die Tätigkeit des Mix & Genest-Werkes auf dem Gebiet der Übertragungstechnik. 1943 wurde ihm die Leitung eines neuerrichteten Werkes für Trägerfrequenztechnik übertragen. Da er Entwicklung und Forschung gleichermaßen beherrschte, erhielt er 1946 die technische Leitung des Stuttgarter Werkes. 1950, zum Direktor ernannt, übernahm er die Leitung des Berliner Mix & Genest-Werkes, in dem er seine Tätigkeit 14 Jahre vorher begonnen hatte. 1956 wurde Direktor Kühl die Leitung des Bauelementewerkes (SAF) der SEL in Nürnberg übertragen, das unter seiner Leitung eine beachtliche Ausweitung des Geschäfts erfahren hat. Die Geschäftsleitung der Standard Elektrik Lorenz AG würdigte die großen Verdienste von Direktor Kühl, indem sie ihn im Juli 1960 zum Generalbevollmächtigten der SEL ernannte.

G. Jung 25 Jahre bei der ELAC

Am 1. November 1960 konnte Ober-Ing. Gerhard Jung auf eine 25jährige Schaffensperiode bei der Electroacoustic GmbH, Kiel, zurückblicken. 1935 trat er bei der ELAC als Labor-Ingenieur für Schallmeß-Technik ein. Nach 1945 war er zunächst an der Entwicklung von Lautsprecher- und Verstärker-Anlagen für Lichtspieltheater beteiligt, bevor er als technischer Berater in den Vertrieb Phono übernommen wurde. Ab 1954 ist Ober-Ing. Jung Leiter des Phono-Kundendienstes.

Antennenanpaßgerät mit Umschaltrelais für Amateurfunkanlagen

Viele moderne Amateur-Kurzwellenstationen benutzen als Senderausgang ein Pi- oder Collins-Filter. Da diese Ausgänge unsymmetrisch sind, ergeben sich Schwierigkeiten bei der Anpassung symmetrischer Antennen, zum Beispiel Dipol, W3 DZZ-Antenne, Mehrelement-Beam usw. Außerdem steigen TVI und BCI. Andere Begleiterscheinungen sind das Auftreten von Hochfrequenz im Modulator oder geringe Modulationsqualität.

Grundsätzlich läßt sich jede symmetrische Antenne mit einem Anpaßgerät genau abstimmen. Dazu sind aber viele Handgriffe

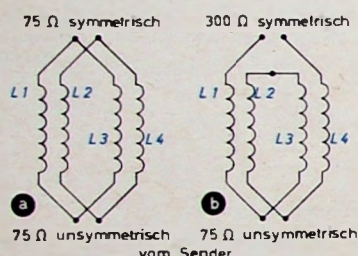


Bild 1. Verschiedene Schaltungsarten des Balun

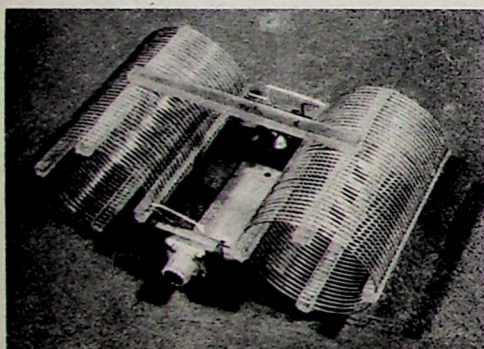


Bild 2. Ansicht des einbaufertigen Balun

Tab. I. Daten der Balun-Spulen

	Induktivität	Windungszahl	Wicklungsdurchmesser	Draht	Abstand zwischen zwei Windungen einer Spule
L 1, L 2, L 3, L 4	7,1 μ H	20	75 mm	1 mm Cu versilbert	7 mm

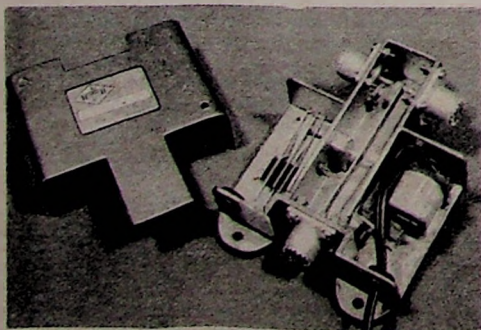


Bild 3. Innenansicht des Koaxialrelais (Bauer)

Bild 4. Gesamtschaltbild des Antennenanpaßgeräts mit Koaxialrelais

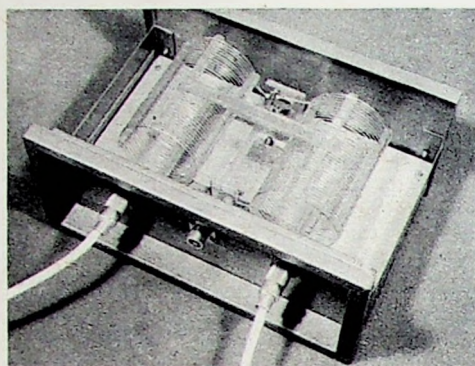


Bild 5. Frontansicht des Antennenanpaßgeräts

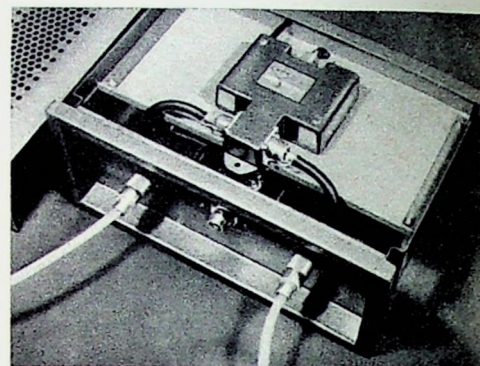


Bild 6. Blick unter das Chassis mit Koaxialrelais

und eine gewisse Übung nötig. Einfacher gelingt die Anpassung, wenn man hinter den Pi-Filter-Ausgang einen HF-Transformator schaltet.

Prinzipschaltung des Balun

Für diese HF-Transformatoren hat sich allgemein die Bezeichnung „Balun“ eingeführt. Sie bestehen aus vier gleichen Spulen, die für den jeweiligen Fall entsprechend zusammengeschaltet werden können. Bild 1 zeigt zwei verschiedene Schaltungen, und zwar für den Anschluß einer mit einer 75-Ohm-Leitung gespeisten symmetrischen Antenne (a) und zum Anschluß einer Antenne mit einem Fußpunktwidestand von 300 Ohm (b).

Zweckmäßig ist es nun stets, handelsübliche Balun-HF-Transformatoren zu verwenden. Im Mustergerät wurde der Balun der Firma Bauer (Bild 2) eingebaut. Er wird betriebsfertig geliefert, so daß der Einbau keine Schwierigkeiten bereitet und der Abgleich entfällt. Die Daten der Spulen enthält Tab. I. Je zwei Spulen (L 1 und L 2 sowie L 3 und L 4) sind ineinandergewickelt, um eine ausreichend feste Kopplung zu erhalten.

Koaxialrelais

In der Amateurfunk-Praxis hat es sich bewährt, besonders bei der Verwendung eines Mehrelement-Beams, die Sendantennen auch zum Empfang zu verwenden. Dazu benötigt man ein Antennen-Umschaltrelais, denn das Umstecken der Antennenleitung vom Sender an den Empfänger ist für den modernen Amateurfunkverkehr zu langwierig. Das benutzte

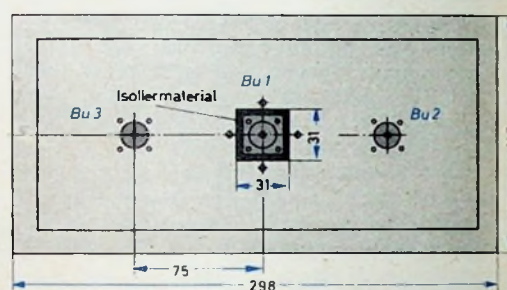


Bild 7. Einzelteilanordnung an der Frontplatte

Antennenrelais ist als Koaxialrelais ausgebildet und wird ebenfalls von Bauer geliefert (Bild 3). Die Relaiswicklung kann für 220 V~ oder 110 V~ ausgelegt werden. In vielen Fällen wird die 220-V-Wicklung vorzuziehen sein, da vom Netz 220 V~ zur Verfügung stehen. Die Zusammenschaltung von Balun und Koaxialrelais zeigt Bild 4.

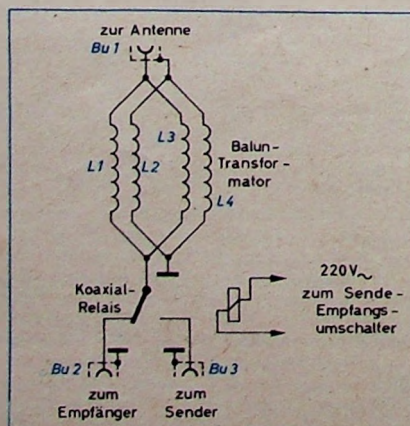
Aufbauvorschlag

Der Balun und das Antennen-Umschaltrelais wurden in ein Metallgehäuse eingebaut. Sehr gut eignet sich dazu das Leistner-Gehäuse „77 b“. Wie man den Bildern 5 und 6 entnehmen kann, fand der Balun oberhalb und das Relais unterhalb des Chassis Platz. Die Frontplatte, die etwas vertieft liegt, trägt die drei Buchsen Bu 1, Bu 2, Bu 3. Die mittlere (Bu 1) ist der Anschluß für die Antenne. Diese Buchse muß isoliert montiert werden, damit man die symmetrisch gespeisten Antennen anschließen kann. Als Isoliermaterial bewährte sich Keramik oder Hartpapier.

Die Anordnung der Einzelteile an der Frontplatte ist im Bild 7 dargestellt. Die Buchsen Bu 2 und Bu 3 werden direkt auf die Frontplatte aufgeschraubt. An der Rückseite führt man die Schaltleitung des Relais heraus. Wichtig ist es, auf gute Lötstellen im Gerät zu achten. Die Verdrehung erfolgt mit Koaxialkabel.

Liste der Spezialteile

Balun-HF-Transformator „N 1905“	(Bauer)
Koaxialrelais „N 1401/220“	(Bauer)
Metallgehäuse „77 b“	(Leistner)
Koaxialbuchsen „CD 071“	(Hübnerlein)



Optimale Dimensionierung belasteter Zweikreis-Bandfilter

DK 621.372.543.2.001.24

Als belastete Bandfilter werden hier solche Bandfilter bezeichnet, bei denen beide Kreise durch angeschlossene Schaltelemente (zum Beispiel Ausgangswiderstände, Gleichrichter) in nennenswertem Maße bedämpft sind. Die Berechnung erfolgt für Zweikreisfilter mit transistionaler Kopplung¹⁾. Es ergibt sich eine Bemessung, die auch bei anderen Kopplungen zu optimalen Ergebnissen führt. Vor Durchführung der Rechnung sollen aber zunächst die verwendeten Symbole zusammengestellt werden, damit der Rechnungsgang übersichtlicher wird. Es bedeutet:

$a \cdot n$ Anzapfung einer Spule (vom kalten Ende aus gerechnet),

B Bandbreite,

$G = \frac{\tan \delta}{Z}$ Resonanzleitwert eines Schwingkreises,

$G_1 = \frac{\tan \delta_1}{Z_1}$ Resonanzleitwert des Primärkreises,

$G_2 = \frac{\tan \delta_2}{Z_2}$ Resonanzleitwert des Sekundärkreises,

$k = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{Q_{01}}{Q_{02}}} + \sqrt{\frac{Q_{02}}{Q_{01}}} \right)$ Korrekturfaktor,

Q Betriebsgüte des gesamten Filters,

Q' Näherungswert für Q ($Q' \approx Q$),

Q_0 Güte eines Schwingkreises ohne zusätzliche Bedämpfung,

Q_{01} Güte des Primärkreises ohne zusätzliche Bedämpfung,

Q_{02} Güte des Sekundärkreises ohne zusätzliche Bedämpfung,

$Q_1 = \frac{1}{\tan \delta_1}$ Betriebsgüte des Primärkreises,

$Q_2 = \frac{1}{\tan \delta_2}$ Betriebsgüte des Sekundärkreises,

R_e Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers,

R_G Richtwiderstand der Diodenstrecke,

R_p Belastungswiderstand des Sekundärkreises,

U_g Gitterwechselspannung der vorgeschalteten Röhre,

U_2 Wechselspannung am Sekundärkreis,

$V_0 = \frac{a \cdot U_2}{U_g}$ Betrag der Verstärkung für die Resonanzfrequenz,

n_2 Windungszahl der Sekundärspule,

$x = \frac{Z_1}{R_i}$,

$y = \frac{Z_2 \cdot a^2}{R_p}$,

$Z = \omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C}$ Kennwiderstand eines Schwingkreises,

Z_1 Kennwiderstand des Primärkreises,

Z_2 Kennwiderstand des Sekundärkreises,

$\eta = 1 - \frac{Q}{Q_0}$ Kreisnutzungsfaktor,

$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$ Resonanz-Kreisfrequenz.

1. Gleichungen für belastete Bandfilter

Bei der Problemstellung wurden in erster Linie durch Gleichrichter belastete Bandfilter berücksichtigt. Die Ersatzschaltung eines derartigen Filters zeigt Bild 1. Der Primärkreis wird durch den Innen-

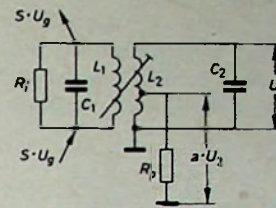


Bild 1. Ersatzschaltung einer Bandfilter-Verstärkerstufe

widerstand R_i der Vorröhre, der Sekundärkreis durch R_p belastet. Die Sekundärspule ist bei der Windungszahl $a \cdot n_2$ angezapft, um die Belastung des Kreises durch R_p zu verringern. Für die Berechnungen gelten folgende Voraussetzungen:

1. Die Vorröhre ist eine Pentode und

2. die Stufe ist rückwirkungsfrei.

Unter diesen Voraussetzungen wird die Stufenverstärkung bei transistionaler Kopplung [1]

$$V_0 = \frac{S \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{2} \frac{\sqrt{8(\tan^2 \delta_1 + \tan^2 \delta_2)}}{(\tan \delta_1 + \tan \delta_2)^2} \cdot a, \quad (1)$$

wenn man die Sekundärspule als idealen Transformator ansieht. In Gl. (1) kann man

$$Q' = \frac{\sqrt{8(\tan^2 \delta_1 + \tan^2 \delta_2)}}{(\tan \delta_1 + \tan \delta_2)^2} = \frac{\sqrt{8\left(\frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2}\right)}}{\left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2}\right)^2}$$

als Güte des gesamten Filters bezeichnen. Zur Vereinfachung der Berechnungen wird jedoch im folgenden

$$Q' \approx \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} = Q \quad (2)$$

gesetzt. Es läßt sich zeigen, daß der dadurch entstehende Fehler im Bereich

$$\frac{1}{3} \leq \frac{Q_1}{Q_2} \leq 3 \quad (3)$$

unter etwa 3% bleibt und daher vernachlässigt werden kann. Damit geht Gl. (1) in

$$V_0 = \frac{S \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{2} \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} \cdot a \quad (4)$$

über. Gl. (4) gibt exakt die Verstärkung für kritische Kopplung an; in dem durch Gl. (3) bestimmten Bereich braucht man also praktisch nicht zwischen der Verstärkung bei transistionaler und kritischer Kopplung zu unterscheiden. Bezüglich der Bandbreite bestehen allerdings größere Unterschiede zwischen beiden Kopplungen.

Allgemein gilt für Schwingkreise die Gleichung

$$G \cdot Z = \tan \delta = \frac{1}{Q} \quad (5)$$

In der Ersatzschaltung Bild 1 sind daher dem Primär- beziehungsweise Sekundärkreis die Leitwerte

$$G_1 = \frac{1}{Z_1 \cdot Q_{01}} + \frac{1}{R_i} \quad \text{beziehungsweise} \quad G_2 = \frac{1}{Z_2 \cdot Q_{02}} + \frac{a^2}{R_p} \quad (6a, 6b)$$

parallelgeschaltet. Mit

$$\frac{Z_1}{R_i} = x \quad \text{und} \quad \frac{Z_2 \cdot a^2}{R_p} = y \quad (7a, 7b)$$

wird mit Gl. (5) aus den Gleichungen (6) und (7)

$$Q_1 = \frac{1}{\frac{1}{Q_{01}} + x}, \quad Q_2 = \frac{1}{\frac{1}{Q_{02}} + y} \quad (8a, 8b)$$

¹⁾ Bei transistionaler Kopplung erreicht die Filterkurve die maximale Flachheit. Der

normierte Kopplungsfaktor für transistionale Kopplung ist $K_t = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{Q_1}{Q_0} + \frac{Q_0}{Q_1} \right)}$.

Für $Q_1 = Q_2$ stimmen transistionale und kritische Kopplung überein, das heißt $K = k \cdot Q = 1$ [1].

Setzt man nun Z_1 und Z_2 aus Gl. (7a, 7b) in Gl. (4) ein, so erhält man für die Verstärkung unter Berücksichtigung von Gl. (8)

$$V_0 = \frac{S}{2} \sqrt{R_i \cdot R_p} \frac{\sqrt{x \cdot y}}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_{01}} + x\right) \left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right)}} \quad (9a)$$

Diese Gleichung ist die Ausgangsgleichung zur Berechnung der optimalen Dimensionierung.

Wenn R_i sehr groß ist, kann Gl. (7a) unbestimmt werden, weil für $R_i \rightarrow \infty$ die Substitution Gl. (7a) nicht sinnvoll ist. Sie wird daher für diesen Sonderfall wieder rückgängig gemacht. Die Gleichung für die Verstärkung lautet dann

$$V_0 = \frac{S}{2} \sqrt{Z_1 \cdot R_p} \frac{\sqrt{y}}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{Z_1}{R_i}\right) \left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right)}} \quad (9b)$$

2. Bestimmung des Extremwertes für die Verstärkung

Da in Gl. (9a) S , R_i und R_p gegeben und daher für Extremwertbetrachtungen belanglos sind, wird die Funktion

$$\Psi'(x, y) = \frac{\sqrt{x \cdot y}}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_{01}} + x\right) \left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right)}}$$

abgespalten, die bei maximaler Verstärkung ein Maximum erreichen muß. Durch die Bandbreite ist jedoch auch (wegen Gl. (8)) noch die Filtergüte

$$Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_{01}} + x\right) \left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right)}} \quad (10)$$

vorgegeben, so daß für einen Extremwert von Ψ' noch die Nebenbedingung

$$\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_{01}} + x\right) \left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right)}} - Q = 0 \quad (11)$$

eingehalten werden muß. Diese Extremwertaufgabe mit Nebenbedingung läßt sich nach der Methode des Lagrangeschen Parameters lösen. Dazu wird die Funktion

$$\Psi(x, y, \lambda) = \frac{\sqrt{x \cdot y} + \lambda}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_{01}} + x\right) \left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right)}} - \lambda \cdot Q$$

gebildet. Aus $\frac{\partial \Psi}{\partial x} = 0$, $\frac{\partial \Psi}{\partial y} = 0$ und $\frac{\partial \Psi}{\partial \lambda} = 0$ erhält man die drei zur Bestimmung von x , y und λ erforderlichen Gleichungen

$$\left(\frac{1}{Q_{01}} + x\right) \sqrt{\frac{y}{x}} - (\sqrt{x \cdot y} + \lambda) = 0 \quad (12a)$$

$$\left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right) \sqrt{\frac{x}{y}} - (\sqrt{x \cdot y} + \lambda) = 0 \quad (12b)$$

$$\left(\frac{1}{Q_{01}} + x\right) \left(\frac{1}{Q_{02}} + y\right) = \frac{1}{Q^2} \quad (12c)$$

Unter Berücksichtigung von Gl. (8) liefern Gl. (12a) und Gl. (12b)

$$\frac{\frac{1}{Q_{01}} + x}{\frac{1}{Q_{02}} + y} = \frac{x}{y} = \frac{Q_2}{Q_1} \quad (13a)$$

Da nach Gl. (13a) auch $\frac{Q_{02}}{Q_{01}} = \frac{x}{y}$

ist, erhält man durch Gleichsetzen von Gl. (13a) und Gl. (13b)

$$\frac{Q_2}{Q_1} = \frac{Q_{02}}{Q_{01}} \quad (14)$$

Setzt man Gl. (13b) in Gl. (12c) ein, so ergibt sich schließlich

$$x = \sqrt{\frac{Q_{02}}{Q_{01}}} \cdot \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_{01}}, \quad y = \sqrt{\frac{Q_{01}}{Q_{02}}} \cdot \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_{02}} \quad (15a, 15b)$$

Daraus erhält man mit Gl. (7a, 7b) die Kennwiderstände für den Primär- und Sekundärkreis

$$Z_1 = R_i \left(\sqrt{\frac{Q_{02}}{Q_{01}}} \cdot \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_{01}} \right), \quad Z_2 = \frac{R_p}{a^2} \left(\sqrt{\frac{Q_{01}}{Q_{02}}} \cdot \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_{02}} \right) \quad (16a, 16b)$$

In Gl. (16a) ist Z_1 durch feste Größen eindeutig bestimmt, während in Gl. (16b) noch a variabel ist und daher frei gewählt werden kann, solange sich für Z_2 brauchbare Werte ergeben. Insbesondere kann man $a = 1$ wählen, so daß sich eine Anzapfung der Sekundärspule erübrigt.

Durch Einsetzen von Gl. (15) in Gl. (9a) wird die Verstärkung

$$V_0 = \frac{S}{2} \sqrt{R_i \cdot R_p} \sqrt{\eta_1 \cdot \eta_2} \quad (17)$$

mit

$$\eta_1 = 1 - \frac{Q_1}{Q_{01}}, \quad \eta_2 = 1 - \frac{Q_2}{Q_{02}} \quad (18a, 18b)$$

Da Gl. (18a) und Gl. (18b) formal an Gleichungen für den Wirkungsgrad erinnern, sollen η_1 und η_2 „Kreisnutzungsfaktoren“ genannt werden. Der Nutzungsfaktor und die Verstärkung über das Filter steigen an, je größer die Leerlaufgüte und je kleiner die Betriebsgüte der beiden Kreise ist. Daher empfiehlt es sich, möglichst hochwertige Kreise mit großer Leerlaufgüte zu verwenden, obwohl man wegen der zusätzlichen Dämpfung durch die Schaltelemente die Leerlaufgüte im Betrieb nicht ausnutzen kann. Außerdem geht aus Gl. (17) hervor, daß die Wahl von a ohne Einfluß auf die Verstärkung ist, solange Z_2 nach Gl. (16b) bestimmt wird.

Z_1 und Z_2 wurden zwar für transitionale Kopplung K_t berechnet, diese Werte sind aber auch dann optimal, wenn der normierte Kopplungsfaktor $K \neq K_t$ ist. Für $K \neq K_t$ muß V_0 in Gl. (17) mit $\frac{(1 + K_t^2) K}{(1 + K^2) K_t}$ multipliziert werden. Verzichtet man auf höchste Selektion, so kann man in Gl. (17) mitunter eine höhere Verstärkung dadurch erreichen, daß man Q kleiner wählt (größeres η) und K verringert, bis wieder die gewünschte Bandbreite erreicht ist.

2.1 Der Innenwiderstand R_i der vorgeschalteten Röhre ist sehr groß

Sollte, weil der Innenwiderstand R_i der Vorröhre sehr groß ist, C_1 so klein werden (weil Z_1 dann große Werte annimmt), daß der Kreis instabil wird, so muß man die minimal zulässige Kreiskapazität $C_{1\min}$ vorgeben und erhält mit Gl. (7a) und Gl. (8a)

$$Q_1 = \frac{1}{\frac{1}{Q_{01}} + \frac{Z_1}{R_i}} \quad (19a)$$

Dann ist Q_2 so zu bestimmen, daß sich mit Gl. (22) die gewünschte Bandbreite ergibt. Aus den Gleichungen (7a), (8a) und (22) wird

$$\frac{1}{Q_2} = \frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{Z_1}{R_i} \right), \quad (19b)$$

und mit Gl. (5) und Gl. (6b) läßt sich daraus Z_2 ermitteln

$$Z_2 = \frac{R_p}{a^2} \left[\frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{1}{Q_{02}} + \frac{Z_1}{R_i} \right) \right] \quad (20)$$

Damit erhält man für die Verstärkung

$$V_0 = \frac{S}{2} \sqrt{Z_1 \cdot R_p} \frac{\sqrt{\frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{1}{Q_{02}} + \frac{Z_1}{R_i} \right)}}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{Z_1}{R_i} \right) \left[\frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{Z_1}{R_i} \right) \right]}} \quad (21)$$

Auch hier ist die Verstärkung unabhängig von a . Jetzt handelt es sich jedoch nicht mehr um eine optimale Dimensionierung; diese würde sich nur dann ergeben, wenn C_1 nach Gl. (16a) gewählt wird. Man erhält aber immerhin die größte Verstärkung, die mit dem angenommenen Wert für $C_{1\min}$ mit einem derartigen Filter erreicht werden kann. Zu beachten ist, daß die Gleichungen (19) bis (21) nur

für transitionale Kopplung gelten; die Bedingung Gl. (3) braucht nicht erfüllt zu sein.

3. Bestimmung der Betriebsgüte Q für gegebene Bandbreite

Bei transistionaler Kopplung ist die Bandbreite eines Zweikreisfilters [1]

$$B = \frac{f_0}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \right) \quad (22)$$

Da in Gl. (16a) und Gl. (16b) nur die Filtergüte Q auftritt, muß der Faktor $\left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \right)$ auf Q umgerechnet werden. Dazu wird

$$B = k \frac{f_0}{Q} \sqrt{2} \quad (23)$$

gesetzt. Hieraus erhält man mit Gl. (22) und Gl. (2) unter Berücksichtigung von Gl. (14)

$$k = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{Q_{01}}{Q_{02}}} + \sqrt{\frac{Q_{02}}{Q_{01}}} \right)$$

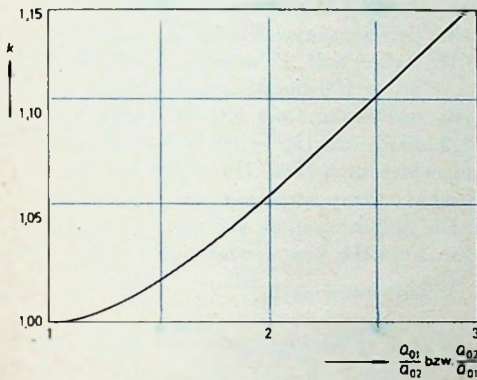


Bild 2. Diagramm zur Bestimmung von k

Für den interessierenden Bereich $\frac{1}{3} \leq \frac{Q_{01}}{Q_{02}} \leq 3$ ist der Verlauf von k im Bild 2 dargestellt. Gl. (23) liefert nach Umformung die Betriebsgüte des Filters

$$Q = \frac{k \cdot f_0 \cdot \sqrt{2}}{B} \quad (24)$$

k wird zweckmäßigerweise Bild 2 entnommen; die Werte gelten für transitionale Kopplung.

Aus den Gleichungen (16) und (20) erhält man mit $Z = \omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C}$ die Kreiskapazitäten und -induktivitäten. In Tab. I wurde jedoch auf die explizite Angabe der Kreisinduktivität verzichtet, weil sich diese bei bekannter Kreiskapazität leicht bestimmen läßt. Es ist zum Beispiel

$$L_{[\text{mH}]} = \frac{25,33}{f_0 [\text{MHz}]^2 \cdot C_{[\text{pF}]} \quad (25)$$

4. Praktische Bedeutung der Ergebnisse

Mit Hilfe der in Tab. I zusammengestellten Gleichungen kann man belastete Zweikreisfilter so dimensionieren, daß sich die maximal mögliche Verstärkung für die Bandfilterstufe ergibt. Im AM-Teil von Rundfunkempfängern ist eine optimale Dimensionierung des letzten Bandfilters allerdings nur dann sinnvoll, wenn es sich um einen zweistufigen ZF-Verstärker handelt. Dreistufige ZF-Verstärker haben eine so hohe Verstärkung, daß der erreichbare Verstärkungsgewinn in der letzten Stufe nicht mehr benötigt wird. Besonders wichtig scheint die Tatsache zu sein, daß eine Anzapfung der mit Gleichrichtern belasteten Kreise überflüssig ist und daher die nicht unbeträchtlichen Herstellungskosten für die Spulenzapfung eingespart werden können.

Außer für Diodenfilter lassen sich die Formeln auch für alle übrigen belasteten Bandfilter (zum Beispiel in Transistor-ZF-Stufen) verwenden, wenn folgende Voraussetzungen erfüllt sind:

- 1) Die Primärspule darf nicht angezapft und
- 2) R_p darf nicht Unendlich sein.

Das ist zum Beispiel in einem FM-Super bei dem auf die Mischstufe folgenden Bandfilter der Fall. Die Tatsache, daß hier eine Triode als Vorröhre arbeitet, wirkt sich nicht sehr störend aus; jedenfalls geben

Tab. I. Berechnungsformeln für belastete Zweikreis-Bandfilter

Bedingung	C_1 [pF]	C_2 [pF]	V_0 [V]
$Q_{01}, Q_{02} + \infty, R_p$	$\frac{1}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_i [\text{M}\Omega] \left(\sqrt{\frac{Q_{01}}{Q_{02}}} \cdot \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_{01}} \right)}$	$\frac{a^2}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_p [\text{M}\Omega] \left(\sqrt{\frac{Q_{01}}{Q_{02}}} \cdot \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_{02}} \right)}$	$\frac{S_{[\text{mA/V}]}}{2} \sqrt{\frac{R_i [\text{K}\Omega] \cdot R_p [\text{K}\Omega]}{R_i [\text{K}\Omega] \cdot R_p [\text{K}\Omega] \cdot \eta_2}}$
$Q_{01} = Q_{02} = Q_{01}, R_p + \infty, R_p$	$\frac{Q}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_i [\text{M}\Omega] \cdot \eta_0}$	$\frac{a^2 \cdot Q}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_p [\text{M}\Omega] \cdot \eta_0}$	$\frac{S_{[\text{mA/V}]}}{2} \sqrt{\frac{R_i [\text{K}\Omega]}{R_i [\text{K}\Omega] \cdot R_p [\text{K}\Omega] \cdot \eta_0}}$
$Q_{01} + \infty, R_p, \frac{1}{Q_1} \text{ min}$	gegeben	$\frac{a^2}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_p [\text{M}\Omega] \left[\frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{1}{Q_{02}} + \frac{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_i [\text{M}\Omega] \cdot C_1 [\text{pF}]}{1} \right) \right]}$	$\frac{S_{[\text{mA/V}]}}{2} \sqrt{\frac{R_p [\text{K}\Omega]}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot C_1 [\text{pF}]}} \times \left[\frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{1}{Q_{02}} + \frac{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_i [\text{M}\Omega] \cdot C_1 [\text{pF}]}{1} \right) \right]$
$Q_{01} + \infty, R_p, \frac{1}{Q_2} \text{ min}$	gegeben	$\frac{a^2}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot R_p [\text{M}\Omega] \left[\frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{1}{Q_{02}} \right) \right]}$	$\frac{S_{[\text{mA/V}]}}{2} \sqrt{\frac{R_p [\text{K}\Omega]}{2\pi \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot C_1 [\text{pF}]}} \sqrt{\frac{B}{f_0} \sqrt{2} - \left(\frac{1}{Q_{01}} + \frac{1}{Q_{02}} \right)}$

Werte für V_0 gelten nur für transitionale Kopplung; ¹⁾ die Bestimmung von Q erfolgt aus Gl. (24) und Bild 2, die Bedingung $\frac{1}{3} \leq \frac{Q_{01}}{Q_{02}} \leq 3$ muß eingehalten werden; ²⁾ $\eta_1 = 1 - \frac{Q_1}{Q_{01}}$, $\eta_2 = 1 - \frac{Q_2}{Q_{02}}$, $Q_1 = Q$, $Q_2 = Q$; ³⁾ $\eta_0 = 1 - \frac{Q}{Q_{01}}$; ⁴⁾ $\eta_0 = 1 - \frac{Q}{Q_{02}}$; ⁵⁾ $\eta_0 = 1 - \frac{Q}{Q_{01}}$

Bedingung $\frac{1}{3} \leq \frac{Q_{01}}{Q_{02}} \leq 3$ braucht nicht erfüllt zu sein

die berechneten Werte schon einen guten Anhaltspunkt für die optimale Bemessung des Filters.

5. Durchführung von Filterberechnungen

Für die Berechnung eines Filters sind die Größen Q_{01} , Q_{02} , B , S und R_i als bekannt vorauszusetzen. Die Belastung R_p des Sekundärkreises (meistens durch Gleichrichter) muß berechnet werden. Sie ist — Spitzengleichrichtung vorausgesetzt — bei Seriengleichrichtung $\frac{R_G}{2}$, bei Parallelgleichrichtung $\frac{R_G}{3}$ (R_G ist der Richtwiderstand der Diode).

Gegebenenfalls muß man noch den Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers und (bei Gleichrichtung mit Halbleitern) den Sperrwiderstand der Diode berücksichtigen. Die weitere Berechnung richtet sich danach, ob der Innenwiderstand R_i der Vorröhre verhältnismäßig klein oder sehr groß ist.

a) R_i ist klein.

Zunächst prüft man, ob die Bedingung $\frac{1}{3} \leq \frac{Q_{01}}{Q_{02}} \leq 3$ erfüllt ist

und ermittelt Q aus Gl. (24) und Bild 2. Dann werden die Kreisdaten aus Tab. I, erste oder zweite Zeile, entnommen. Sollten sich dabei so kleine Werte für C_1 ergeben, daß die Kreisstabilität nicht mehr gewährleistet ist, so ist wie unter b) zu verfahren.

b) R_i ist sehr groß.

Bei sehr großem Innenwiderstand R_i der Vorröhre können sich aus Tab. I, erste und zweite Zeile, zu kleine Werte für C_1 ergeben. In diesem Falle gibt man die minimal zulässige Kreiskapazität $C_{1\min}$ des Primärkreises vor und entnimmt die Daten für den Sekundärkreis aus Tab. I, dritte oder vierte Zeile. Gl. (3) braucht nicht eingehalten zu werden.

6. Beispiele

a) Es sind die Kennwerte eines Diodenbandfilters für Serien- und Parallelgleichrichtung zu bestimmen, das eine Bandbreite von 5,5 kHz bei transistionaler Kopplung und 460 kHz Resonanzfrequenz haben soll. Primär- und Sekundärspule lassen sich mit der Güte $Q_{01} = Q_{02} = Q_0 = 180$ fertigen. Als Vorröhre arbeitet eine EF 89, deren Arbeitspunkt bei $S = 4$ mA/V und $R_i = 800$ kΩ liegt. Die Sekundärspule soll nicht angezapft sein, also $a = 1$. Der Richtwiderstand der (Vakuum-)Diode sei $R_G = 470$ kΩ, und der Eingangswiderstand $R_e = 1$ MΩ des nachgeschalteten Verstärkers liege über einen Koppelkondensator dem Richtwiderstand parallel. Die Selektion für eine Frequenzablage von 9 kHz ist anzugeben.

Für $Q_{01} = Q_{02}$ erhält man aus Gl. (24) mit $k = 1$

$$Q = \frac{460 \cdot \sqrt{2}}{5,5} = 118,3$$

Der Filternutzungsfaktor ist entsprechend Tab. I, Fußnote⁴⁾

$$\eta_0 = 1 - \frac{Q}{Q_0} = 1 - \frac{118,3}{180} = 0,343$$

Für Seriengleichrichtung wird

$$R_p = \frac{1}{2} R_G = \frac{470}{2} = 235 \text{ kΩ}$$

Der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers belastet den Schwingkreis nicht, weil der Richtstrom nur durch R_G fließt und die Hochfrequenz durch den Richtkondensator kurzgeschlossen wird.

Die übrigen Daten erhält man aus Tab. I, zweite Zeile

$$C_1 = \frac{118,3}{2 \pi \cdot 0,46 \cdot 0,8 \cdot 0,343} = 149 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1^2 \cdot 118,3}{2 \pi \cdot 0,46 \cdot 0,235 \cdot 0,343} = 508 \text{ pF}$$

Die zugehörigen Induktivitäten ergeben sich aus Gl. (25) zu

$$L_1 = \frac{25,33}{0,46^2 \cdot 149} = 0,802 \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{25,33}{0,46^2 \cdot 508} = 0,236 \text{ mH}$$

Die Stufenverstärkung ist (Tab. I, 2. Zeile)

$$V_0 = \frac{4}{2} \sqrt{800 \cdot 235 \cdot 0,343} = 297,5$$

Bei Parallelgleichrichtung erhält man, weil jetzt auch R_e den Schwingkreis belastet,

$$R_p = \frac{\frac{R_G}{3} \cdot R_e}{\frac{R_G}{3} + R_e} = \frac{\frac{470}{3} \cdot 1000}{\frac{470}{3} + 1000} = 135,4 \text{ kΩ}$$

und wie bei Seriengleichrichtung $C_1 = 149$ pF, $L_1 = 0,802$ mH. Dagegen ändern sich die Werte für den Sekundärkreis

$$C_2 = \frac{1^2 \cdot 118,3}{2 \pi \cdot 0,46 \cdot 0,1354 \cdot 0,343} = 881 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{25,33}{0,46^2 \cdot 881} = 0,136 \text{ mH}$$

Wegen des kleineren Wertes von R_p ist die Stufenverstärkung jetzt auf

$$V_0 = \frac{4}{2} \sqrt{800 \cdot 135,4 \cdot 0,343} = 225,8$$

abgesunken. Die 9-kHz-Selektion für die Bandfilterstufe beträgt 1 : 10,8.

b) Es sind die Kennwerte eines Zweikreisbandfilters zu bestimmen, das 200 kHz Bandbreite bei transistionaler Kopplung und eine Resonanzfrequenz von 10,7 MHz haben soll. Primär- und Sekundärspule lassen sich mit $Q_{01} = Q_{02} = Q_0 = 130$ herstellen. Als Vorröhre wird ein als Mischstufe geschaltetes System einer ECC 85 benutzt, dessen Arbeitspunkt bei $S_c = 2,2$ mA/V und $R_i = 100$ kΩ (mit Entdämpfung) liegt. Der Eingangswiderstand des Hexodenteils der nachgeschalteten ECH 81 sei 40 kΩ (das entspricht einer Gittervorspannung von etwa -0,7 V). Die Sekundärspule soll nicht angezapft sein ($a = 1$). Die Selektion für 300 kHz Frequenzablage ist anzugeben.

Wegen $Q_{01} = Q_{02}$ liefert Gl. (24) mit $k = 1$

$$Q = \frac{10,7 \cdot \sqrt{2}}{0,2} = 75,7,$$

und der Filternutzungsfaktor ist (Tab. I, Fußnote⁴⁾)

$$\eta_0 = 1 - \frac{Q}{Q_0} = 1 - \frac{75,7}{130} = 0,418$$

Die Kreisdaten ergeben sich damit aus Tab. I, zweite Zeile, für $a = 1$ und aus Gl. (25) zu

$$C_1 = 26,9 \text{ pF}, C_2 = 67,3 \text{ pF}, L_1 = 8,21 \text{ μH}, L_2 = 3,29 \text{ μH}, V_0 = 29,1$$

Die Selektion für 300 kHz Frequenzablage beträgt 1 : 9,07.

Um eine höhere Verstärkung zu erhalten, soll jetzt der Filternutzungsfaktor erhöht werden. Dies bedeutet, daß wegen $\eta = 1 - \frac{Q}{Q_0}$ die Betriebsgüte Q herabgesetzt wird. Dann muß man jedoch auch den Kopplungsfaktor verringern, damit man wieder eine Bandbreite von 200 kHz erreicht. Wählt man $K = 0,75$, so muß für eine Bandbreite von 200 kHz $Q = 58,25$ sein [1]. Damit ergibt sich

$$\eta_0 = 1 - \frac{58,25}{130} = 0,552$$

und aus Tab. I, zweite Zeile, sowie aus Gl. (25)

$$C_1 = 15,7 \text{ pF}, C_2 = 39,2 \text{ pF}, L_1 = 14,1 \text{ μH}, L_2 = 5,64 \text{ μH}$$

Bei der Berechnung der Verstärkung muß jetzt der geringere Kopplungsfaktor berücksichtigt werden. Dann wird entsprechend Abschnitt 2

$$V_0 = \frac{2,2}{2} \sqrt{100 \cdot 40 \cdot 0,552} \frac{(1 + 1^2) 0,75}{(1 + 0,75^2) 1} = 36,9$$

Die Selektion ist jetzt nur noch 1 : 7,17. Sie hat also etwa im gleichen Maße abgenommen, wie die Verstärkung zugenommen hat. Gleichzeitig haben sich aber wegen des kleineren Kopplungsfaktors die Laufzeiteigenschaften des Filters verbessert [2]. Es liegt am Geschick des Entwicklers, den günstigsten Kompromiß zwischen Verstärkung, Selektion und Laufzeiteigenschaften zu finden.

Schrifttum

[1] ● Meinke-Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin 1956, Springer

[2] Rothe, H.: Die Röhre im UKW-Empfänger. München 1953, Franzia-Verlag

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche – Der Stereo-Konverter

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 2, S. 54

6.2.3.5 Berechnung der Kollektorwiderstände

Um dem Betrag nach gleiche, aber gegenphasige Spannungen an Kollektor und Emitter der Phasenumkehrstufen zu erhalten, müssen die entsprechenden Ausdrücke für die Spannungsverstärkungen entgegengesetzt gleich sein. Die Bedingung $-v_{uE} = v_{uE}$ läßt sich durch $R_4 > R_3$ realisieren. Aus

$$\frac{h_{21e} \cdot R_C}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_E} = \frac{(1 + h_{21e}) R_E}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_E}$$

folgt

$$R_C = \frac{1 + h_{21e}}{h_{21e}} R_E$$

Werden darin

$$R_C = \frac{R_4 \cdot R_A}{R_4 + R_A} \quad \text{und} \quad R_E = \frac{R_2 \cdot R_A}{R_3 + R_A}$$

eingesetzt, dann erhält man für den Kollektorwiderstand

$$R_4 = \frac{1 + h_{21e}}{1 - \frac{1 + h_{21e}}{h_{21e}} \frac{R_3 \cdot R_A}{R_3 + R_A}}$$

Für die erste Phasenumkehrstufe ergibt sich mit $h_{21e} \approx 100$, $R_A = R_a + R_b \approx 18,75 \text{ kOhm}$, $R_3 = 1,2 \text{ kOhm}$

$$R_{41} \approx 1213 \text{ Ohm}$$

und für die zweite Stufe mit $h_{21e} \approx 100$, $R_A = R_a + R_b \approx 2,0 \text{ kOhm}$, $R_3 = 220 \text{ Ohm}$

$$R_{411} \approx 223 \text{ Ohm}$$

In Serie mit den Kollektorwiderständen dieser Stufen werden noch Einstellregler mit entsprechenden Widerstandswerten geschaltet, mit denen sich die genaue Symmetrie der Ausgangsspannungen einstellen läßt.

Wiedergabelautstärke gehört, und der Kurve für 90 phon zu verändern. Das für die vorliegenden Impedanzverhältnisse entworfene Regelnetzwerk (Bild 22) gestattet eine Dämpfungsregelung in vier gleichen Stufen von 0 ... 24 dB bei 1000 Hz. Die erreichten Frequenzgänge für die einzelnen Reglerstellungen stimmen auf $\pm 2 \text{ dB}$ mit den gewünschten Kurven überein.

Der Eingangswiderstand des Stereo-Konverters von 600 Ohm wird durch die Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes und der Eingangsimpedanz des Lautstärkeregelnetzwerkes gebildet. Da diese von der Reglerstellung abhängt, muß auch der Parallelwiderstand entsprechend veränderbar sein. Die Berechnung des jeweils erforderlichen Wertes erfolgt zweckmäßigerweise in Tabellenform. Mit den Formeln

$$Z_i = Z_1 + \frac{Z_2 \cdot R_{i1}}{Z_2 + R_{i1}}, \quad Z_C = \frac{1}{j \omega C}$$

$$R_{iS} = \frac{R \cdot Z_i}{R + Z_i} = 600 \text{ Ohm und}$$

$$R = \frac{Z_i \cdot 600}{Z_i - 600}$$

(darin ist Z_1 die Impedanz des Längszweiges, Z_2 die Impedanz des Querszweiges, Z_i die Eingangsimpedanz des Netzwerkes, $R_{i1} = 16,9 \text{ kOhm}$ der Eingangswiderstand der ersten Stufe, $R_{iS} = 600 \text{ Ohm}$ der Soll-Eingangswiderstand des Konverters und R der gesuchte Parallelwiderstand) ergeben sich unter der Vernachlässigung $Z_{C1} \gg Z_1$ für $f = 1000 \text{ Hz}$ die in Tab. I zusammengestellten Werte für R . Durch Abweichungen der verwendeten Normwerte von den errechneten Werten und wegen der Frequenzabhängigkeit von Z_i treten jedoch gewisse Anpassungsfehler auf, die an den Enden der Regel- und

Frequenzbereiche am größten sind. Wie die Rechnung für die Grenzwerte zeigt, tritt der maximale Fehler $F_{\text{max}} = \frac{R_i - 600}{600}$ $= 8,8\%$ bei $f = 10 \text{ Hz}$ auf. Dieser Wert kann aber durchaus zugelassen werden, da er im Toleranzbereich der verwendeten Schaltelemente liegt.

6.3 Dimensionierung der Emitterkondensatoren

Für einen Verstärkungsabfall um 3 dB bei der unteren Grenzfrequenz f_u erhält man die Kapazität des Emitterkondensators einer Stufe aus der Näherungsformel

$$C_s \approx \frac{1 + h_{21e}}{\omega_u (R_G + r_i)}$$

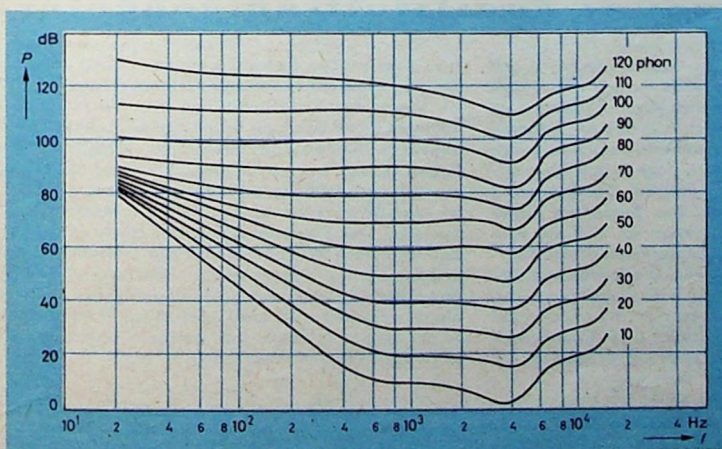
die bei der Berechnung des Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrers abgeleitet wurde [1]. R_G ist die Parallelschaltung von R_1 und R_2 mit dem Generatorwiderstand R_g , r_i ist der Eingangswiderstand der Stufe. Die mit dieser Formel ermittelten Werte sind Minimalwerte; sie wurden in der endgültigen Dimensionierung wesentlich überschritten, wodurch sich eine niedrigere Grenzfrequenz ergibt.

6.4 Dimensionierung der Koppelkondensatoren

Für eine untere Grenzfrequenz f_u , bei der die Spannung am jeweiligen Eingangswiderstand um 3 dB absinkt, ergibt sich der Wert des Koppelkondensators zu [1]

$$C_k = \frac{1}{\omega_u (R_g + R_i)}$$

Darin bedeutet R_g den Ausgangswiderstand der speisenden und R_i den Gesamt-Eingangswiderstand der gespeisten Stufe. Aus den erwähnten Gründen wurden auch die Koppelkondensatoren stark überdimensioniert.



6.2.4 Lautstärkeregelung

Bild 21 zeigt die von Fletcher und Munson angegebenen Kurven gleicher Lautstärke. Bei Wiedergabe mit Originallautstärke – das entspricht einer mittleren Lautstärke von etwa 90 phon – muß der Frequenzgang des Lautstärkereglers linear sein. Bei Verringerung der Wiedergabelautstärke um einen bestimmten Betrag ist der Frequenzgang der Anordnung entsprechend der Differenz zwischen der Lautstärkekurve, die zur eingestellten

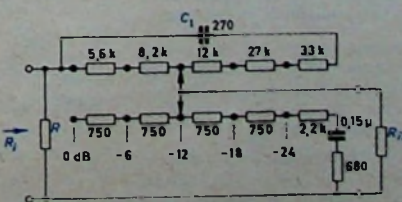


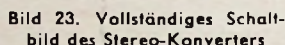
Bild 22. Lautstärkeregelnetzwerk

Stellung	Z_1 [kOhm]	Z_2 [kOhm]	Z_i [kOhm]	R [Ohm]	ΔR [Ohm]	Normwert [Ohm]
0 dB	0	6,94	4,90	685	47	47
- 6 dB	5,6	6,19	10,12	638	18	18
- 12 dB	13,8	5,44	17,91	620	7	0
- 18 dB	25,8	4,89	29,46	613	6	0
- 24 dB	52,8	3,94	55,99	607	607	620

Tab. I.
Tabelle zur Berechnung von R

7. Endgültige Schaltung

Bild 23 zeigt die vollständige Schaltung des Stereo-Konverters. Am Eingang liegt der als Drucktastenaggregat ausgebildete Programmwähler. Alle jeweils nicht benutzten Kanäle werden mit 600 Ohm abgeschlossen. Die Phasen- und Seitenumschaltung (s. Bild 10) erfolgt durch zwei getrennte zweipolige Umschalter in den Phasenumkehrstufen. Mit dem Schalter U_p in der ersten Stufe kann die Phasenlage, mit U_s die Seitenlage der Stereo-Signale geändert werden. Im Differenzkanal liegt das Potentiometer M zur Regelung des Abbildungsmaßstabes, mit dem sich der Stereo-Eindruck stufenlos verändern läßt; in der unteren Endstellung ist die Wiedergabe monophon. Es ist zweckmäßig, die Stellung des Reglers besonders zu markieren, bei der Summen- und Differenzkanal gleiche Verstärkung aufweisen, der



FUNK-TECHNIK Nr. 3/1961.

Tunneldioden- und Reaktanzverstärker für das VHF- und UHF-Gebiet

Anlässlich einer Besichtigung des neuen Telefunken-Halbleiterwerks in Heilbronn hörte man Einzelheiten über Untersuchungen, die sich zum Teil noch im Versuchsstadium befinden, zum Teil aber schon so weit abgeschlossen sind, daß in nicht allzu ferner Zukunft praktische Ergebnisse zu erwarten sind. Diese Untersuchungen erstrecken sich unter anderem auf Tunneldioden- und Reaktanzverstärker für das VHF- und UHF-Gebiet (Vorträge von R. Maurer und H. Rieck sowie von R. Maurer und K. Bomhardt).

Das Signalverhalten eines Tunneldioden-Geradeausverstärkers wird durch den Übertragungsgewinn L_U bei Resonanz und seine Betriebsbandbreite B beschrieben. Für das aus beiden Größen gebildete Produkt gilt

$$\sqrt{L_U} \cdot B = \frac{2 \sqrt{G_S \cdot G_L}}{G_S + G_C'(\omega) + G_L} \cdot B_0$$

mit

$$B_0 = \frac{G_S + G_C'(\omega) + G_L}{2 \pi C_g}$$

Dabei sind G_S und G_L die auf den Signalkreis transformierten Wirkleitwerte des Signalgenerators und der Last und $G_C'(\omega)$ ist der Verlustleitwert der Tunneldiode. Mit C_g ist die Gesamtkapazität des Signalkreises bezeichnet, die neben der eigentlichen Kreiskapazität auch die Kopplkapazitäten von Signalgenerator und Last sowie die Tunneldioden-Sperrschichtkapazität C_D einschließt. Mit B_0 bezeichnet man die Bandbreite des Signalkreises bei fehlender Entdämpfung. An einem praktischen Verstärkeraufbau wurde mit einer Telefunken-Versuchsdiode für 500 MHz Betriebsfrequenz ein Produkt $\sqrt{L_U} \cdot B \approx 100$ MHz gemessen. Einem Übertragungsgewinn $L_U = 10$ entspricht also eine Betriebsbandbreite von 6,3%. Der Verstärker ist zwischen 400 ... 800 MHz durchstimmbar.

Die Schaltung dieses Tunneldioden-Geradeausverstärkers zeigt Bild 1, den Versuchsaufbau Bild 2. Bei diesem Verstärker ergab sich für die Betriebsbandbreite $B = 15$ MHz eine zusätzliche Rauschzahl von $F_z = 3$.

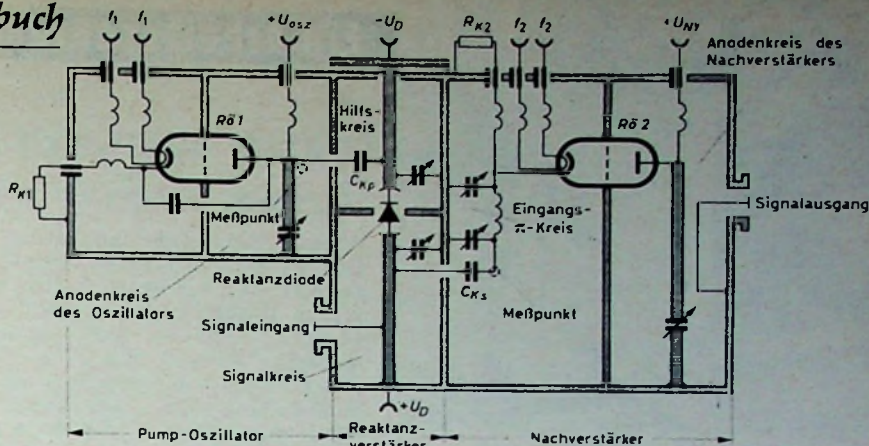


Bild 3. Schaltung eines Reaktanz-Geradeausverstärkers mit 10 MHz Bandbreite

Rauscharme Reaktanzverstärker enthalten als aktives Element eine nichtlineare Reaktanz, beispielsweise eine in Sperrichtung vorgespannte Halbleiterdiode. Im Gegensatz zur Mischung in der klassischen Mischerdiode ermöglicht die Mischung in der Reaktanzdiode für den Fall der Frequenzengleichlage bei Aufwärtsmischung und für den Fall der Frequenzenkehrlage bei Auf- und Abwärtsmischung eine echte Verstärkung. Wegen der Verwendung rein imaginärer Elemente wird das Rauschen von Reaktanzverstärkern praktisch nur durch die Kreisverluste bestimmt. Wegen der auftretenden Entdämpfung bei Schaltungen mit Frequenzenkehrlage läßt sich außer den Mischerschaltungen auch ein Geradeausverstärker verwirklichen, der eine echte Verstärkung ohne Frequenzumsetzung ermöglicht. Bei Verwendung von Bandfiltern auf der Signalseite lassen sich diese Geradeausverstärker auch für größere Bandbreiten auslegen. Für die Durchstimmung über ein größeres Frequenzband bestehen – bedingt durch den Betrieb in Frequenzenkehrlage – bei Geradeausverstärkern zwei Möglichkeiten, und zwar

1. bei fester Pumpfrequenz den Signal- und Hilfskreis gegenseitig durchzustimmen,
2. bei fest abgestimmtem Hilfskreis den Signalkreis und den Pump-Oszillator des Reaktanzverstärkers im gleichen Sinn durchzustimmen.

Während bei der ersten Möglichkeit der Pump-Oszillator nur für eine Frequenz optimal dimensioniert zu werden braucht und die störende Pumpspannung sich durch fest abgestimmte Siebmittel am Ein- und Ausgang des Verstärkers unterdrücken

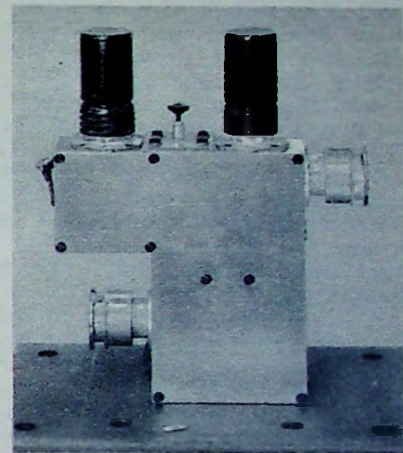


Bild 4. Versuchsaufbau eines Reaktanz-Geradeausverstärkers nach Schaltung Bild 3

läßt, bietet die zweite Möglichkeit den Vorteil der besseren Entkopplung der Kreise.

Allen Geradeausverstärkern haftet der Nachteil an, daß sie hinsichtlich der Verstärkung reziprok sind und daß ohne große Verluste an Rauschzahl Leistungsanpassung gleichzeitig am Ein- und Ausgang nicht eingestellt werden kann. Deshalb verwendet man nichtreziproke Elemente für die Entkopplung und Leistungsanpassung am Ein- und Ausgang.

Am Beispiel eines Reaktanz-Geradeausverstärkers mit 10 MHz Bandbreite und zusätzlicher Rauschzahl $F_z = 1,3$ (Schaltung Bild 3, Versuchsaufbau Bild 4) wurde eindrucksvoll demonstriert, was diese Technik heute schon zu leisten imstande ist. Bei einem Empfangsversuch wurde ein UHF-Meßsender mit dem von einer industriellen Fernsehkamera aufgenommenen Bild moduliert und an eine UHF-Antenne angekoppelt. Der an eine zweite UHF-Antenne angeschlossene serienmäßige Fernsehempfänger mit UHF-Teil ergab bei den eingestellten konstanten Versuchsbedingungen ($F_z = 15$) ein völlig verrauschtes und kaum erkennbares Bild. Nach Einschaltung des Tunneldioden-UHF-Verstärkers ($F_z = 3$) zwischen Antenne und Empfängerereingang war das Bild einwandfrei ausgesteuert, und Spuren von Rauschen waren kaum noch zu entdecken. Bei Verwendung des Reaktanzverstärkers ($F_z = 1,3$) ergab sich ein völlig rauschfreies Bild.

Schon aus diesen eindrucksvollen Experimenten läßt sich erkennen, welche großen Veränderungen insbesondere auf dem Gebiet der Höchsfrequenztechnik zu erwarten sind, wenn diese neuen Bauelemente erst einmal allgemein Eingang in die Technik gefunden haben werden.

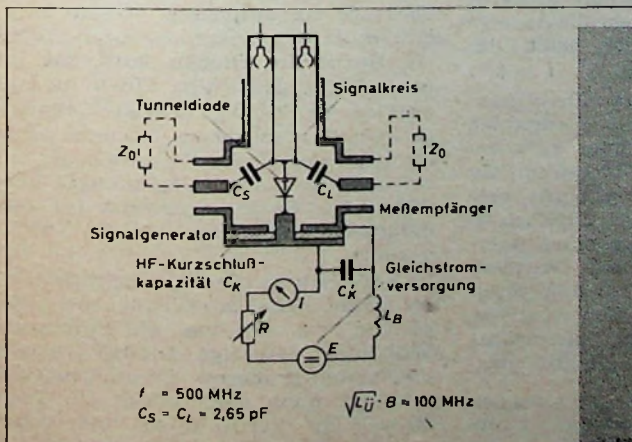
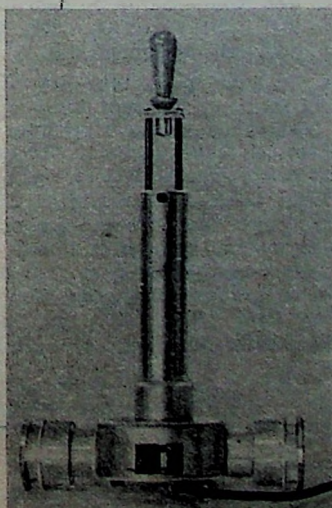


Bild 1. Schaltung eines Tunneldioden-Geradeausverstärkers für 400...800 MHz

Bild 2. Tunneldioden-Geradeausverstärker nach Schaltung Bild 1



Ein Arbeitsschrank für die Service-Werkstatt

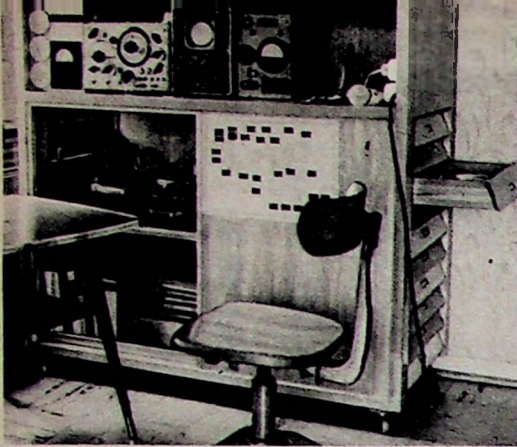


Bild 1. Ansicht des Arbeitsschranks

Als praktisch hat sich der in den Bildern 1 und 2 dargestellte Arbeitsschrank erwiesen. Wie Bild 1 zeigt, sind die Meßgeräte übersichtlich angeordnet und werden nicht durch das Prüfobjekt verstellt, das seitlich auf einem fahrbaren Arbeitstisch findet. Werkzeuge, Meßgerätezubehör, Prüfschnüre und die wichtigsten Ersatzteile, wie Röhren, Widerstände, Kondensatoren usw., sind in Reichweite in den kopfseitigen Schubfächern untergebracht. Die Fächer links im Bild sind unter anderem für Service-Schriften, Röhrentabellen usw. geeignet. Die Deckplatte kann, wenn notwendig, zusätzliche Meßgeräte aufnehmen oder aber auch als Arbeitsbühne dienen. In diesem Falle dürfte es zweckmäßig sein, den Schrank etwas niedriger auszuführen. Die Maßzeichnung (Bild 2) läßt erkennen, daß der Platzbedarf des Schrankes gering ist.

Die Meß- und Prüfgeräte sind folgendermaßen angeordnet: Ganz links im Bild 1 erkennt man Anzeigelampen, Sicherungen, Schalter und Steckdosen für das Prüfobjekt. Die zwei Steckdosen (Normal- und Schukoausführung, passend für alle Stecker) sind hintereinandergeschaltet, so daß man auch schnell die Stromaufnahme ermitteln kann; im allgemeinen ist eine der Steckdosen kurzgeschlossen. Diese Steckdosen müssen unbedingt über einen Trenntransformator angeschlossen werden, damit der Prüfling in jedem Fall keine

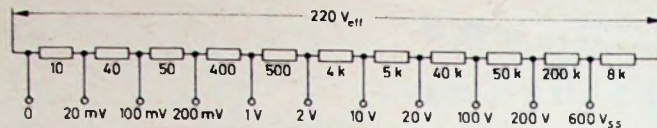


Bild 3. Schaltung des Eichspannteilers für Oszillografen

direkte Verbindung mit dem Netz hat. Der Trenntransformator wurde so ausgeführt, daß der Schalter eine sekundärseitige Umschaltung von 220 V auf 240 V gestattet, was bei auftretender Unterspannung nützlich sein kann. Rechts davon sind ein Vielfach-Strom- und -Spannungsmesser sowie ein Eichspannteiler für den Oszillografen (Bild 3) angeordnet, der eine schnelle Ermittlung der Spannungsamplituden der zu untersuchenden Spannungen ermöglicht. Ein UKW-Fernseh-Prüf- und -Wobbelsender¹⁾, ein Breitband-Oszillograf und ein Röhrenvoltmeter vervollständigen die Meßeinrichtung. Daneben findet sich noch genügend Platz für den LötKolben, eine Handleuchte und verschiedene Steckdosen.

Bild 4. Frontplatte des Strom- und Spannungsmessers

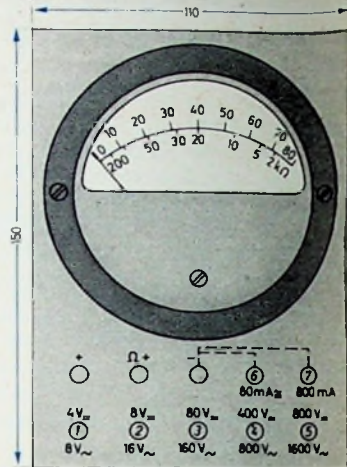


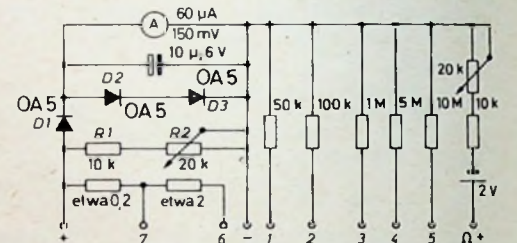
Bild 5 (unten). Schaltung des Strom- und Spannungsmessers

Der Strom- und Spannungsmesser (Bilder 4 und 5) ist ein Vielfachmesser für Gleich- und Wechselstrom. Wegen seines großen Frequenzbereiches (20 Hz ... etwa 600 kHz), des recht hohen Eingangswiderstandes (12,5 kOhm/V bei Gleichspannung und 6,2 kOhm/V bei Wechselspannung) und des wirksamen Überspannungsschutzes lohnt sich ein Nachbau auf jeden Fall.

Verwendet wurde ein Präzisions-Drehspulmeßwerk (Siemens) in Schalttafelauführung mit 150 mV Spannungsabfall und 60 µA Stromaufnahme bei einem Innenwiderstand von 2,5 kOhm. Da dieses Instrument eine 80°-Einteilung der Skala aufweist, wurden die einzelnen Meßbereiche entsprechend gewählt. Die Vorwiderstände sind für Gleich- und Wechselspannungen gleich groß. Die Tatsache, daß für die Wechselspannungsbereiche der doppelte Wert der Gleichspannungsbereiche angegeben ist, läßt sich darauf zurückführen, daß bei Wechselspannung wegen der hochsperrenden Diode immer nur eine Halbwelle wirksam ist, so daß nach Glättung durch den Kondensator Effektivwerte angezeigt werden.

Die Strombereiche sind gleich. Da dabei die Auflade-Zeitkonstante des Kondensators klein gegenüber einer großen Zeitkonstante bei Spannungsmessungen ist, nimmt der Kondensator während der einen Halbwelle so viel Ladung auf, daß die andere Halbwelle anzeigegemäß überbrückt wird (der Stromverbrauch des Instrumentes ist nur sehr gering). Entfernt man den Kondensator, so geht die Anzeige auf die Hälfte zurück, das heißt, der Strombereich verdoppelt sich.

Bei verkehrter Polung der Gleichspannung tritt nur ein sehr kleiner Ausschlag in entgegengesetzter Richtung auf, der durch den sehr geringen Rückstrom der Gleichrichterdiode D 1 (etwa 2 µA) verursacht wird. Hat man eine Gleichspannung, der eine Wechselspannung überlagert ist, so kann man durch Zwischenschalten eines Kondensators den Wechselspannungsanteil feststellen. Der Abgleichwiderstand R 1, R 2 ist gleichzeitig Schutzwiderstand für die Gleichrichter-



diode D 1. Er wurde so groß gewählt, daß er die Empfindlichkeit des Instrumentes nur unwesentlich herabsetzt, aber gegenüber dem Sperrwiderstand der Gleichrichterdiode klein bleibt, so daß die Sperrspannung von D 1 nicht überschritten wird. Mit R 2 kann der genaue Abgleich erfolgen.

Mit den Valvo-Dioden OA 5 ergibt sich eine sehr gute Konstanz aller elektrischen Eigenschaften auch nach längerem Gebrauch. Die OA 5 verträgt in Durchlaßrichtung noch Spitzenströme bis 350 mA. D 2 und D 3 stellen Schutzgleichrichter für das Instrument dar. Da die OA 5 bei einer Spannung von etwa 80 mV in Durchlaßrichtung leitend wird, wurden zwei Dioden hintereinandergeschaltet, die dann durchlässig werden, wenn die Klemmenspannung des Instrumentes etwa 150 mV überschreitet. Man kann an den niedrigsten Spannungs-Meßbereich versehentlich auch für längere Zeit die Spannung des höchsten Bereiches anlegen, ohne daß das Instrument Schaden nimmt. Bei den Strom-Meßbereichen muß man natürlich nach wie vor aufpassen, obwohl auch hier ein Schutz in gewissen Grenzen vorhanden ist. Durch die Dioden wird das Instrument leicht gedämpft. Einen niedrigeren Bereich als 0,8 V_~ (Vorwiderstand etwa 10 kOhm) vorzusehen, ist unzweckmäßig, da dann wegen der Kennlinie der Gleichrichterdiode starke Ungenauigkeiten auftreten. Die Skalen-Eichwerte für den Widerstands-Meßbereich sind in Tab. I angegeben.

Das Verhalten der Gleichrichterdiode ist bei noch höheren Frequenzen nicht so günstig wie das von HF-Spitzendioden. Will man derartige Dioden verwenden, um einen größeren Frequenzbereich zu erhalten, dann sind jedoch ein Tastkopf, HF-mäßige Verdrahtung und ungewandelte Widerstände erforderlich. J. Jäger

¹⁾ Jäger, J.: UKW-Prüf- und -Wobbelsender mit Bildmuster-generator. Funk-Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 8, S. 240-243

Widerstand	2	2,5	5	12	20	30	50	100	200 kOhm
Skalen-Eichwert	72	70	65	51	41	32	21	12	5 Skt

Tab. I. Skalen-Eichwerte für den Widerstands-Meßbereich

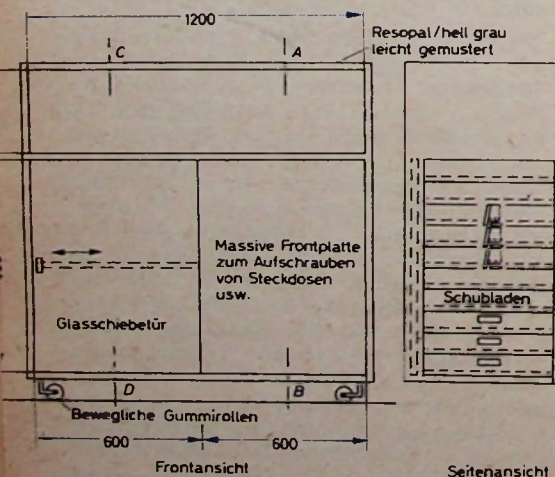
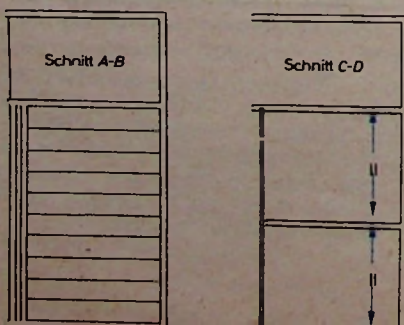


Bild 2. Front- und Seitenansicht (oben) und Schnitte (unten) des Arbeitsschranks



Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 2, S. 58

Die dargestellten Diagramme vermitteln ein anschauliches Bild über den frequenzabhängigen Verlauf des Scheinwiderstandes bei Reihen- und Parallelschaltungen. Es sei beispielsweise angenommen, daß eine Spule und ein Widerstand einmal in Reihe geschaltet und dann parallelgeschaltet sind. Die Spule habe für die Frequenzen f_1, f_2 und f_3 die Blindwiderstände X_1, X_2 und X_3 . Für die Frequenz f (zu Beginn Null gesetzt) sei $X = 0$ (verlustfreie Spule). Der Scheinwiderstand Z_r der Reihenschaltung aus Spule und Widerstand hat bei der Frequenz null Hertz den Betrag $Z_r = R$ (Bild 11, Punkt A). Mit zunehmender Frequenz $f_1 \dots f_3$ kommt der Blindwiderstand der Spule zur Wirkung und man erhält die Punkte $A_1 \dots A_3$. Der Scheinwiderstand Z_r wächst also, ausgehend vom Wert $Z_r = R$, allmählich mit der Frequenz an. Der geometrische Ort für Z_r ist die stark ausgezogene, senkrecht hochgehende Linie.

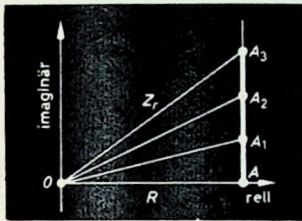
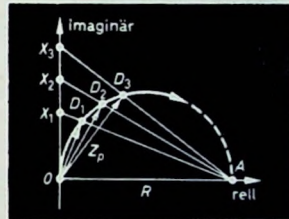


Bild 11. Reihenschaltung von Widerstand R und Spule L bei veränderlicher Frequenz f . Ortsverlauf ist die stark ausgezogene Senkrechte mit $A \dots A_3$

Bild 12. Parallelschaltung von Widerstand R und Spule L bei veränderlicher Frequenz f . Ortskurve ist der Kreisbogen über R mit den Punkten $D_1 \dots D_3$



Der Scheinwiderstand Z_p der Parallelschaltung von Spule und Widerstand wird in der zuvor beschriebenen Weise gefunden. Über der Strecke R (Bild 12) schlägt man als Durchmesser den Reaktanzkreis, trägt dann unmittelbar auf der Blindwiderstandsachse die Blindwiderstände $X_1 \dots X_3$ auf und stellt die Schnittpunkte $D_1 \dots D_3$ mit dem Kreisbogen her. Dieser Kreisbogen, ausgehend vom Punkt O , ist der geometrische Ort für den Scheinwiderstand Z_p , der also mit Null beginnt. Für die Frequenz $f = 0$ hat er den Betrag Null und steigt längs des Kreisbogens, der stark ausgezogen gezeichnet ist, an.

Aus den Bildern 11 und 12 geht die Wirkungsweise (das heißt der Frequenzverlauf) der Schaltung deutlich hervor.

In gleicher Weise kann diese Betrachtung auch für Kondensator und Widerstand in Reihen- oder Parallelschaltung gezeigt werden; diese Konstruktion ist in den Bildern 8 ... 10 enthalten.

Ein einfaches Anwendungsbeispiel der bisher gezeigten zeichnerischen Methode ist ein Schwingkreis, der aus einer Parallelschaltung von Spule L (mit einem Verlustwiderstand r) und einem Kondensator C besteht. Bei den Abstimmkreisen ist es meist so, daß der veränderbare Teil der Kondensator ist. Es sei nun angenommen, daß für eine gegebene Frequenz f die Parallelschaltung durch Verändern des Kondensators abgestimmt werden soll, die Ortskurve also für den Scheinwiderstand P der Parallelschaltung für den Fall interessiert, wenn der Kondensator von seiner kleinsten Kapazität (Anfangskapazität) bis zur größten einstellbaren Kapazität (Endkapazität) durchgedreht wird.

In das rechtwinklige Achsenkreuz (Bild 13) mit der reellen waagerechten und den senkrechten imaginären Achsen wird zunächst einmal der Scheinwiderstand Z_L für die Spule bei der Frequenz f eingetragen. Auf der waagerechten Achse trägt man den Widerstand r , auf der senkrecht nach oben gehenden Achse den Blindwiderstand der Spule $+jX_L = \omega L$ auf, wodurch sich der Punkt A ergibt; der Strahl AO entspricht dem Scheinwiderstand Z_L der Spule, dessen konjugierter Wert $OA' = Z_L'$ ist.

Die Punkte A, O und A' liegen nun auf einem Kreis, dessen Mittelpunkt leicht zu finden ist. Der Durchmesser des Kreises entspricht der Strecke OH ; die auf der Strecke OA im Punkt A errichtete Senkrechte schneidet die reelle Achse im Punkt H .

Der Blindwiderstand $-jX_C$ des veränderbaren Kondensators wird auf der nach unten gerichteten Imaginärachse aufgetragen. Für einen bestimmten Kapazitätswert C entspreche der Blind-

widerstand bei der Frequenz f der Strecke $OB = -jX_C$. Zieht man nun vom Punkt B eine gerade Linie durch Punkt A' , dann schneidet diese Linie den Kreis im Punkt P . Die Strecke OP ist dann der Scheinwiderstand der Parallelschaltung von L (mit r) und dem augenblicklich eingestellten Kapazitätswert C bei der Frequenz f . Läßt man den Kondensator von seinem kleinsten Kapazitätswert $C_{\min}$ (der seinem größten Blindwiderstand ent-

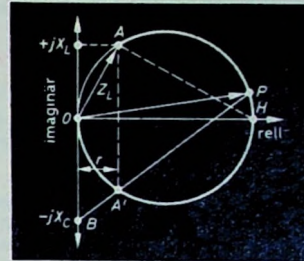


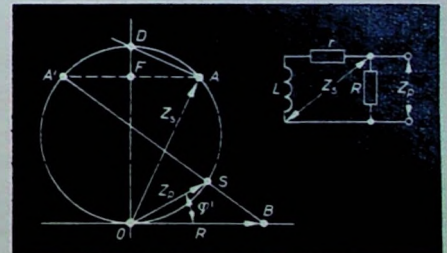
Bild 13. Parallelschaltung von einer Spule mit Widerstand (zum Beispiel Verlustwiderstand) und parallellem, veränderbarem Kondensator. Ortskurve ist der stark ausgezogene Kreisbogen, von A ausgehend über H bis O . Die Frequenz ist dabei konstant

spricht) allmählich größere Werte annehmen, wodurch sich sein Blindwiderstand $-jX_C$ verkleinert, dann läuft der Schnittpunkt des jeweils von dem entsprechenden Punkt B, B', B'' usw. durch A' gezogenen Strahles im Uhrzeigersinn mit dem Kreis, das heißt ausgehend vom Punkt A (für unendlich kleine Kapazität) über H und A' bis zum Punkt O . Die Ortskurve ist also der stark hervorgehobene Kreisbogen im Bild 13.

Fällt P mit H auf der reellen Achse zusammen, dann ist der Parallelwiderstand rein ohmsch; das entspricht dem Resonanzfall des Kreises mit Verlustwiderstand.

Bei den bisher betrachteten Schaltungen waren ein ohmscher Widerstand und ein Blindwiderstand einander parallelgeschaltet. Ist nun der Blindwiderstand selbst noch mit einem ohmschen Widerstand – etwa einem Verlustwiderstand – in Reihe geschaltet und dieser Scheinwiderstand (der die geometrische Summe des Blind- und Verlustwiderstandes ist) mit einem ohmschen Widerstand parallelgeschaltet, dann erhält man den resultierenden Widerstand Z_p nach der im Bild 14 dargestellten Konstruktion.

Bild 14. Konstruktion des resultierenden Widerstandes Z_p bei Parallelschaltung einer mit dem Widerstand r behafteten Spule L mit einem Widerstand R ; Z_s Scheinwiderstand der Spule, Z_p resultierender Parallelwiderstand des Netzwerkes



Als Beispiel wurde eine Spule mit der Selbstinduktion L und dem Reihewiderstand r gewählt, zu der ein ohmscher Widerstand R parallel liegt. In das Achsenkreuz wird der Blindwiderstand jX der Spule als die Strecke OF , der Reihewiderstand r (zum Beispiel Verlustwiderstand) als die Strecke FA eingetragen, wodurch der Scheinwiderstand Z_s als die Strecke OA erscheint; der Widerstand R liegt auf der reellen Achse als Strecke OB .

Die beiden parallelen Widerstände Z_s und R stehen nicht mehr wie bisher senkrecht aufeinander, sondern schließen einen spitzen Winkel AOB miteinander ein. Zur Ermittlung des resultierenden Widerstandes (Z_p parallel R) verfährt man in folgender Weise: Vom Endpunkt A der Strecke OA wird das Lot AD gefällt, das die positive Imaginärachse im Punkt D schneidet. Dadurch ergibt sich die Strecke OD als Durchmesser des Kreises, der durch O, A und D geht. Vom Punkt A aus läßt sich nun das Lot AF auf OD fallen, wobei man AF bis A' durchzieht und A' als Spiegelpunkt von A auf dem Kreisbogen erhält. In der Praxis wird man aber viel einfacher AO in den Zirkel nehmen und mit O als Drehpunkt nach A' überschlagen. Wird nun A' mit B verbunden, dann schneidet diese Verbindungslinie den Kreis im Punkt S . Zieht man die Strecke OS , dann ist diese bereits der Betrag des resultierenden Widerstandes Z_p und der von SOB eingeschlossene Winkel der zugehörige Winkel φ' . Damit ist Z_p nach Betrag und Phase gefunden.

Wird beispielsweise R verändert (das heißt OB), dann ist bei konstantem Z_s der Kreisbogen OSA der geometrische Ort für den resultierenden Widerstand Z_p . Auf dem Abschnitt OSA wandert der Schnittpunkt S , von O beginnend bis A , wenn man R von Null bis Unendlich wachsen läßt. Ein Teil des Kreises ist also Ortskurve für Z_p .

Zur Ergänzung ist im Bild 15 das Diagramm für den resultierenden Widerstand Z_p einer Parallelschaltung eines Kondensators C mit Reihenwiderstand r und einem ohmschen Widerstand R dargestellt, das nicht näher erläutert zu werden braucht, da es grundsätzlich in der gleichen Weise wie Bild 14 konstruiert wird. Die Spiegelung von OA erfolgt hier an der negativen Blindwiderstandsachse.

Die zeichnerische Bestimmung des Ersatzwiderstandes von zwei parallelgeschalteten Scheinwiderständen Z_1 und Z_2 ist keineswegs umfangreicher als die in den Bildern 14 und 15 erläuterten Konstruktionen. Hierzu sind die Scheinwiderstände Z_1 und Z_2 nach Betrag und Phase als Strecken und Winkel in das Achsenkreuz einzutragen, wie das beispielsweise für Z_s im Bild 14 und Z_c im Bild 15 erfolgt ist.

Um jedoch die zur Erläuterung erforderliche Zeichnung recht übersichtlich zu gestalten, wurde im Diagramm nach Bild 16 auf das Achsenkreuz verzichtet, da schon durch den Nullpunkt O und die waagerechte reelle Achse eine Orientierung gegeben ist.

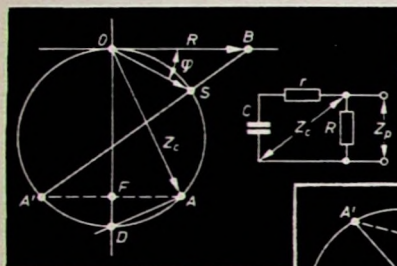
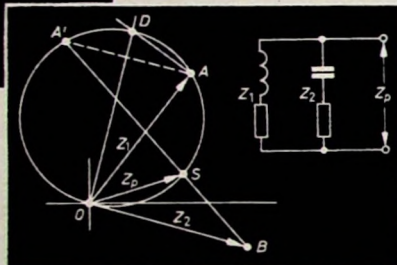


Bild 16. Konstruktion des resultierenden Widerstandes Z_p für zwei parallelgeschaltete Scheinwiderstände Z_1 und Z_2 verschiedener Größe und Phase

Bild 15. Wie Bild 14, jedoch Parallelschaltung eines Kondensators C mit Reihenwiderstand r und einem Widerstand R



Von Null ausgehend ist Z_1 als die Strecke OA und Z_2 als die Strecke OB mit den durch die jeweiligen Phasen gegebenen Neigungen gegen die reelle Achse dargestellt. Nun werden auf der einen Strecke (zum Beispiel OA) am Endpunkt, auf der anderen Strecke (zum Beispiel OB) im Nullpunkt O die Lote errichtet (sie sind beliebig zu wählen), die sich in ihrer Verlängerung im Punkt D schneiden. Die Strecke OD entspricht dann dem Durchmesser des gezeigten Kreises, in dem OA als Sehne und an dem OB als Tangente liegt. Dann schlägt man OA nach OA' über und erhält durch die Verbindungslinie $A'B$ den Schnittpunkt S mit dem Kreis. Diese Strecke ist der Betrag, und der von ihr und der reellen Achse gebildete Winkel ist die Phase des gesuchten resultierenden Widerstandes Z_p .

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

enthält im Januarheft
u. a. folgende Beiträge

Kaltkathoden-Thyratrons für mehrere Ampere Dauerstrom
Berechnung Mechanischer Filter

Thermische Probleme bei Transistoren

Generator für Impulse und Sägezahnspannungen mit Zeitverzögerung

Berechnung eines hochohmigen Analogausgangs für eine aus niederohmigen Flip-Flop-Elementen (Transistoren oder Schalter) aufgebaute Zehnerdekade

Ein transistorisiertes Nachsteuergerät zur Herstellung und Wiedergabe von bildsynchronen Magnettonaufzeichnungen
INTERKAMA — Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik

Angewandte Elektronik • Aus Industrie und Wirtschaft
Persönliches • Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften
Format DIN A 4 • monatlich ein Heft • Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Dvořák, Sinfonie Nr. 5, e-moll
op. 95 (Aus der neuen Welt)

Berliner Philharmoniker unter Ferenc Fricsay

Während des Amerika-Aufenthaltes entstand diese Sinfonie, der man oft nachsagt, der Komponist habe indianische Melodien und Negro-Spirituals verarbeitet. Schon Dvořák selbst hat sich dieser Auffassung widersetzt. Tatsächlich hat er keine amerikanischen Volksweisen benutzt, sondern nur im Geist dieser Melodien neue Melodien und Themen geschaffen. In ihnen klingt die Sehnsucht nach seiner böhmischen Heimat durch.

Die 5. Sinfonie stellt wegen ihrer großen Dynamik und des oft nur mit Schwierigkeiten wiederzugebenden Klangbildes an die Aufnahmetechnik sehr hohe Anforderungen. Bei dieser Aufnahme hat der Tonmeister vorbildliche Arbeit geleistet, da die Wiedergabe nicht nur dem Geist der Komposition gerecht wird, sondern man manchmal geradezu glaubt, das vom Dirigenten ausgehende Fluidum in den eigenen vier Wänden zu verspüren.

Schon nach den ersten Takten ist man fasziniert von der guten räumlichen Verteilung des Klangkörpers und akustischen Perspektive, die in dieser Aufnahme liegt. Großartig beispielsweise im 1. Satz die Steigerung vom Adagio der Einleitung zum Allegro molto mit dem ausgezeichnet zur Geltung kommenden Wechselspiel zwischen Blech und Holz. Der 2. Satz zeigt eindrucksvoll, was gute Stereo-Technik vermag. Die fast verhauchenden Akkorde des vielfach besetzten Blechs am Anfang dieses Satzes werden von der sehnsuchtsvollen Melodie des Englischhorns mit den sordinierten Streichern als Hintergrund wunderschön abgelöst. Es ist eine Stelle, die fast vergessen läßt, daß man nicht im Konzertsaal sitzt. Nach dem rhythmisch stark akzentuierten Scherzo, unterbrochen von einer Episode mit dudelsackähnlicher Melodie und dem tänzerischem Trio, folgt der mit wichtigen Streicherakkorden eingeleitete Schlußsatz, die zu dem von Hörnern und Trompeten vortragenen strahlend erklingenden Hauptthema überleiten. Trotz der gelegentlichen Klangmassierungen wirkt das Klangbild nie dick, und selbst der einzelne Beckenschlag im 65. Takt steht klar im Raum.

Eine Aufnahme mit weitem Frequenzumfang und großer Dynamik, deren gute Raumakustik dem ausgezeichneten Stereo-Eindruck bei der Wiedergabe sehr zugute kommt.

Deutsche Grammophon 138 127 SLPM
(Stereo)

Beethoven, Sinfonie Nr. VI
F-dur op. 68 — Prometheus-Ouvertüre

Orchestre de la Suisse Romande unter Ernest Ansermet

Die 1808 komponierte und im selben Jahr in Wien uraufgeführte F-dur-Sinfonie trägt in der Erstausgabe auf der Titelfrückseite der ersten Violinstimme die Bemerkung „Pastoral-Sinfonie oder Erinnerung an das Landleben“. Auf diese Bemerkung ist es wohl zurückzuführen, daß das leicht zu verstehende Werk so oft mißverstanden wird. Die Pastorale ist keineswegs ein Werk der Programm-Musik, sondern läßt vielmehr impressionistische Elemente anklingen. Selbst die Sätze, die ihrer Überschrift nach der Tonmalerei am nächsten verwandt zu sein scheinen, halten sich streng an die Sonatenform.

Ansermet führt in dieser Aufnahme den überaus anpassungsfähigen Klangkörper des Orchesters der Romanischen Schweiz, mit dem er sich künstlerisch offenbar besonders verbunden fühlt, zu zahlreichen musikalischen Höhepunkten, die dank der guten Aufnahmetechnik und Qualität der Platte vollständig zur Geltung kommen. Das Stereo-Klangbild ist sehr breit, jedoch ohne störende Lücken in der Mitte. Immer wieder ist man überrascht von der Feinheit des Streicherklangs und der guten Transparenz, insbesondere der Holzbläser. Kein Detail der Partitur geht verloren. Der wohl abgewogene Anteil des Raumballs läßt die Aufnahme auch bei kleinen Wiedergabelautstärken gut klingen. Beispiele für gute Aufnahmetechnik sind neben vielen anderen beispielsweise im 1. Satz etwa der 175. bis 200. Takt oder der 300. bis 350. Takt. Die ländliche Idylle des 2. Satzes (Szene am Bach) ist sehr schön festgehalten. Im 3. Satz (Lustiges Zusammensein der Landleute) kommt dank der Stereo-Technik die musikalische Verarbeitung der ländlichen Weisen ebenso eindrucksvoll zur Geltung wie die Karikatur der Dorfmusikanten im Trio dieses Satzes. Zu Beginn des 4. Satzes (Gewitter, Sturm) kündigt sich in den tiefen Streichern das nahende Gewitter drohend an, das sich dann sehr realistisch musikalisch entlädt. Hier ist bemerkenswert, welche Akzente die Pauken dem Klange geschehen aufsetzen. Pausenlos geht es in den 5. Satz über, wo nach dem abendlichen Gewitter die Klarinette mit sehr gutem räumlichen Tiefeneindruck den Hirtengesang anstimmt. In Rondoart, aber wieder im Sonatensatz klingt das Werk in der beschaulichen Stimmung des ersten Satzes aus.

Decca SXL 2193 (Stereo)

Deutschland

► Der neue Fernseh-Großsender des Bayerischen Rundfunks auf dem Brotjacklriegel im Bayerischen Wald (s. Heft 1/1961, S. 21) strahlt seit 20. Dezember 1960 versuchsweise das gesamte Fernsehprogramm aus. Er arbeitet im Kanal 7 mit einer Leistung von vorerst 25...30 kW bei vorgesehener Endleistung von 100 kW. Mit der ursprünglichen vertikalen Polarisation wurden keine zufriedenstellenden Erfahrungen gemacht. Nachdem die Bundespost die Genehmigung erteilt hat, wurden provisorisch auf halber Turmhöhe horizontal polarisierte Antennen kleinerer Leistung angebracht. Die Sendeleistung soll erhöht werden, sobald die infolge der Polarisationsumstellungen notwendig gewordenen Verhandlungen mit den Nachbarländern abgeschlossen sind.

► Der in Geißbach aufgestellte Fernsehsumersetzer für Bad Tölz und Lenggries strahlt seit Ende Dezember 1960 im Versuchsbetrieb. Nach Möglichkeit wird das gesamte Programm übertragen. Die neue Station arbeitet im Fernsehkanal 5 mit Vertikalpolarisation.

► Der UHF-Fernsehsender Bremen-Stadt, der das Programm des Deutschen Fernsehens mit einer Leistung von z. Z. 10 kW strahlt, änderte am 5. Januar 1961 seine Frequenz von Kanal 16+ in Kanal 15+, entsprechend 479,2605 MHz.

► Der Süddeutsche Rundfunk hat im Dezember 1960 in Künzelsau einen Fernsehsumersetzer in Betrieb genommen. Der Umsetzer strahlt auf Kanal 11 (217,25 MHz) mit einer Strahlungsleistung von 1 W. Die Ausstrahlung erfolgt mit vertikaler Polarisation.

► Der Süddeutsche Rundfunk beabsichtigt, im Jahr 1961 mit 33 neuen Fernsehsumsetzern

alle Orte über 5000 Einwohner, die heute noch schlecht versorgt sind, für einen guten Fernsehempfang zu erschließen.

► Im Dezember 1960 hat der Südwestfunk folgende neue Fernseh-Kleinumsetzer in seinem Sendegebiet in Betrieb genommen: Ebingen/Württemberg (Kanal 10), Neustadt/Schwarzwald (Kanal 10), Oberndorf/Neckar (Kanal 10), Sigmaringen (Kanal 6), Hauenstein/Pfalz (Kanal 5), Horb/Neckar (Kanal 5), Oppenau/Baden (Kanal 5), Lorch-Oberheimbach/Rheingau (Kanal 7).

► Wenn es auch noch geraume Zeit dauern wird, bis stereophonische Rundfunksendungen ausgestrahlt werden können, befassen sich die Techniker doch schon vorausplanend mit den Besonderheiten dieses Verfahrens. Um bis zum Beginn eines künftigen Stereo-Rundfunkprogramms in ausreichendem Maße Erfahrungen sammeln zu können, hat der SFB als erste deutsche Rundfunkanstalt bei Telefunken sämtliche Anlagen für ein großes Stereo-Studio bestellt.

Italien

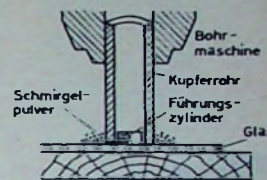
► Die von der Siemens & Halske AG entwickelten und für Italien bestimmten Fernseh-Sendeantennen im Band IV sind zum größten Teil ausgeliefert und werden zur Zeit aufgestellt. So ist zwischen Padua und Venedig die erste dieser Spezial-Antennen auf dem Monte Venda bereits fertigmontiert. Der Fiberglaszylinder der Antennen stellt nicht nur den Wetterschutz für die innen angebrachten elektrischen Teile der Antenne dar, sondern ist gleichzeitig der Antennenträger; einen Stahlmast enthält dieses 22 m lange Kunststoff-Rohr nicht mehr. Die Antenne, die mit Gewinn 50 (d. h. der 50fachen Senderenergie) als Rundstrahler wirkt, wird im Po-Delta, dem Apennin und der Ebene um Triest den Empfang des zweiten italienischen Fernsehprogramms ermöglichen.



Bohren eines Loches in Glas

Das MBKA Nr. 11/12 (1960), Mitteilungsblatt des Distriktes Köln-Aachen im DARC, enthält nachstehenden Wink von H. P a h n k e, DL 1 WQ, der manchen interessieren wird.

Zum Bohren eines Loches in eine Glasplatte besorgt man sich ein etwa 5...7 cm langes Kupferrohr von der Dicke des zu bohrenden Loches. Zuerst klebt man einen kleinen Zylinder oder auch eine Scheibe aus irgendeinem härteren Material und von einem etwas kleineren Durchmesser als das Innere des Rohres auf die



des Rohres auf die zu durchbohrende Stelle des Glases. Dieser Rundkörper soll zur Führung des Kupferrohres, des „Bohrers“, dienen. Dann spannt man das sehr sauber abgesägte und an seiner Stirnseite plan gefeilte und entgratete Rohr in eine Handbohrmaschine. Nun streut man Schmirgelpulver dicht um den Zylinder oder das Plättchen herum und beginnt mit Vorsicht zu bohren, ohne dabei einen allzu starken Druck auszuüben, damit die Glasplatte, die auf Filz und Holz gelagert wurde, nicht doch noch springt. Beim Drehvorgang des Rohres fressen sich die scharfen Kristalle des Schmirgelpulvers im Kupfer fest, und man hat nun so etwas Ähnliches wie die Geophysiker mit ihrer mit Diamanten besetzten Bohrvorrichtung bei Gesteinsbohrungen. Ab und zu hebt man das Rohr etwas an und schiebt die Schmirgelanhäufungen wieder dicht heran. Sollten die Kristalle zuerst nicht so recht packen, dann kann man die Bohrstelle etwas mit Terpentin befeuchten. Kurz vor Beendigung der Aktion sei man besonders vorsichtig, wenn man es nicht vorzieht, den Vorgang von der anderen Seite des Glases zu wiederholen.

Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernsehröhren • Bildröhren
Spezialröhren • Transistoren
Germanium-Dioden • Senderröhren
Photozellen

TUNGSRAM

COMEDIA

Graetz-Raumklang-Großsuper

Firmen
von
Weltruf
verwenden
Hettich

Zierleisten

Und das tun sie aus folgenden Grund: Sie haben erkannt, daß der Verkaufserfolg ihrer Möbel und Tonmöbel nicht allein von den inneren Qualitäten abhängt. Sie wissen, daß es gerade heutzutage genauso auf das äußere Bild, auf das richtige »make up« ankommt.

Ein praktischer Versuch mit Hettich-Zierleisten wird auch Sie rasch überzeugen. Bitte fordern Sie deshalb noch heute Prospektmaterial oder Vertreterbesuch an!

Hettich

Zierleisten

das »make up«
Ihrer Möbel



FRANZ HETTICH KG · ALPIRSBACH/WÜRTT.

Aus dem Ausland

Fernsehen, Radio, Phono und Elektronik in Australien

Fernsehen

Über eine Million Fernseh-Genehmigungen wurden ausgegeben; das kommt bei 10 Millionen Einwohnern und der geographischen Lage der Sender etwa einer 60%igen Sättigung in vier Jahren gleich. Nur für etwa ein Jahr hielten sich die langen Bildröhren mit 70°-Ablenkung. Während der nächsten zwei Jahre wurde allgemein die 90°-Ablenkung eingeführt, und zu 80 % wurden die Geräte mit 21-Zoll-Bildröhren (53 cm) gekauft. Im letzten Jahr hat sich nun fast ausschließlich die 110°-Ablenkung und die 23-Zoll-Bildröhre (59 cm) durchgesetzt. Die transportablen Empfänger mit 14-Zoll-Röhre (36 cm) kamen nur als Zweitgeräte in Frage. Die transportablen Geräte mit 21- und 23-Zoll-Röhre sind jedoch jetzt besonders beliebt, da sie in jedem Raum der Wohnung aufgebaut werden können. Sie haben abnehmbare Beine und eine angebaute V-Innenantenne sowie Fernbedienung. Währungsmäßig umgerechnet, liegt der Preis dieser zuletzt genannten Geräte bei etwa 1600 DM; berechnet man jedoch den Preis im Vergleich zum durchschnittlichen Familieneinkommen, dann kommt etwa ein vergleichbarer Preis von 800 bis 1000 DM heraus, wobei ein Nettoeinkommen angesetzt wurde, wie es Arbeiter und mittlere Angestellte haben.

Alle Provinzhauptstädte haben jetzt mehrere Fernsehsender mit 100 kW effektiver Strahlungsleistung. Man rechnet damit, daß weiterab gelegene Orte bald Relaisender bekommen werden. Die kommerziellen TV-Sender arbeiten nach den ersten drei Jahren jetzt mit Gewinn.

Transistorradios

Die kleinen Taschenradios sind inzwischen zu einem öffentlichen Ärgernis geworden, da sie überall die Umwelt mit Reklamesendungen und Jazz versorgen. So bleiben weder der Bus, die Tram, die elektrische Stadtbahn, der Strand noch die Straße verschont. Jugendliche haben diese Geräte sogar schon in der Pause im Konzertsaal angeschaltet – oder es versucht. Zunächst überschwemmte der japanische Import den Markt, doch bald stellten alle australischen Radiofirmen selbst entsprechende Typen her und scheinen wieder die Oberhand gewonnen zu haben, da auch genügend Firmen hier Transistoren herstellen. Spezielle Ferriteile und kleine keramische Kondensatoren werden ebenfalls in Australien gefertigt.

Hi-Fi

Man hat den Eindruck, daß tüchtige Verkäufer mit Stereo-Platten den Hi-Fi-Freunden erhebliche Neuausgaben schmackhaft machen wollten. Während Demonstrationsplatten die fabelhaften Möglichkeiten von Stereo zeigten, sind bei den hier erhältlichen Konzertplatten oft kaum Unterschiede zu monauraler Wiedergabe festzustellen. Doch folgender Nachteil fällt wohl noch mehr ins Gewicht: Um den Preis der Stereo-Anlage in erträglichen Grenzen zu halten, hat man teilweise leider den hochwertigen Doppellautsprecher durch zwei einfache Lautsprecher ersetzt. Der NF-Verstärker, der vormals für die einfache Wiedergabe Tonfilter und getrennte Tiefen- und Höheneinstellung hatte, erhielt ferner einfache Tonregelungen, da es offenbar nicht so einfach ist, alle früher vorhandenen Regelungen symmetrisch und doppelt auszuführen. Diese Umstände haben wohl dazu geführt, daß Stereo hier noch nicht den erhofften Verkaufserfolg hatte.

Industrielle Elektronik

Elektronische Büromaschinen werden immer mehr eingeführt; das wird noch einen besonderen Aufschwung erfahren, wenn – wie geplant – beim Geld das Dezimalsystem eingeführt wird. Elektronisch kontrollierte Werkzeugmaschinen und Automaten für Serienmessungen (aus den verschiedensten Ländern eingeführt und auch hier gebaut) wurden verstärkt eingesetzt, um Arbeitskräfte zu ersetzen und die Meßgeschwindigkeit und Genauigkeit zu steigern. Die Forschung arbeitet beispielsweise mit elektronischen Rechenmaschinen und Radioteleskopen.

Zum Studium der Tiere (Schafe, Fische usw.) werden diese mit UKW-Sendern versehen, um Bewegungen und Gewohnheiten automatisch registrieren zu können.

Durch die Aufhebung von Importbeschränkungen war die Industrie gezwungen, große Preissenkungen (beispielsweise 30 % bei Fernsehempfängern) durchzuführen; das war nur durch verbesserte Herstellungsmethoden möglich. Dieser Entwicklung waren allerdings von den kleineren Firmen nicht alle gewachsen. H. Rückert, Sydney

Glasgeschützte elektronische Bauelemente

Das Einhüllen elektronischer Bauelemente (zum Beispiel Halbleiter, Kondensatoren, Widerstände und gedruckte Schaltungen) zum Schutz gegen Feuchtigkeitseinflüsse kann durch Verwendung von Gläsern mit sehr niedrigem Schmelzpunkt erreicht werden. Durch gewisse Beimischungen von Schwefel, Selen und den Schwermetallen Arsen und Thallium können Glassorten hergestellt werden, die zwischen 125 und 350° C leichtflüssig sind; das ist 300 ... 400° C unter den Schmelzpunkten bisher bekannter Glassorten. Bezüglich der elektrischen Eigenschaften liegen diese Gläser zwischen den Isolatoren und den Halbleitern; chemisch haben sie die gleichen Eigenschaften wie die bisher bekannten Gläser. Bei den Versuchen mit Siliziumdioden in den Bell Laboratories wurden ausgezeichnete Eigenschaften festgestellt, die noch besser wurden, wenn solche Bauelemente erhitzt oder betriebsmäßig eingeschaltet wurden.

Mikrofonsender mit Tunneliode im Taschenformat

Wenn man an eine Tunneliode eine Gleichspannung geeigneter Höhe legt, wirkt sie wie ein negativer Widerstand und kann als aktives Element in einem HF-Oszillator dienen. Durch eingehende Untersuchungen konnte nun festgestellt werden, daß sich die Frequenz des von einer Tunneliode erregten HF-Oszillators durch kleine Änderungen der an der Tunneliode liegenden Spannung beeinflussen läßt. Führt man beispielsweise die von einem Schallwandler (Mikrofonkapsel) erzeugten Tonfrequenzspannungen unmittelbar an die Diode, dann wird der HF-Oszillator durch die Tonfrequenzspannungen frequenzmoduliert. Die Tunneliode arbeitet also gleichzeitig als Schwingungserzeuger und als Modulator. Außerdem zeigte sich, daß sie auch noch als NF-Verstärker mit einer drei- bis fünffachen Spannungsverstärkung für die Mikrofonspannung wirksam ist und somit gleichzeitig drei Funktionen ausüben kann.

Nach diesem Prinzip konnte ein Mikrofonsender in Kleinbauweise entwickelt werden, der einschließlich einer Batterie und der Mikrofonkapsel (einem dynamischen Mikrofon) nur $75 \times 12 \times 12$ mm groß ist und eine Reichweite von 15 bis 30 m hat. Der Sender arbeitet mit einer Frequenz von 90 MHz, die von dem Mikrofon mit einem Hub von 35 kHz je mV Modulationsspannung frequenzmoduliert wird.

Im Bild 1 ist die schematische Schaltung eines HF-Generators mit einer Tunneliode D als Schwingungserzeuger zu sehen. Die Batteriespannung U_s und der Vorwiderstand R müssen so gewählt sein, daß

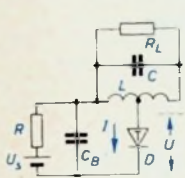


Bild 1. Schematische Schaltung eines HF-Oszillators mit Tunneliode

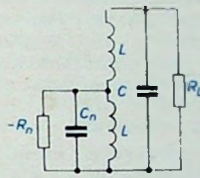


Bild 2. Ersatzschaltbild des Oszillators nach Bild 1

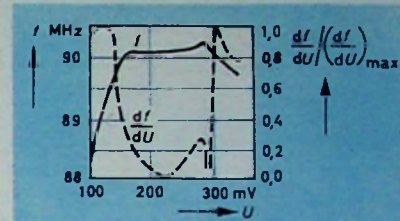
im Arbeitspunkt an der Diode D eine Spannung U abfällt, die im fallenden Teil der Kennlinie von D liegt. Der Wert des Vorwiderstandes R muß kleiner als der absolute Wert des negativen Widerstandes $-R_n$ der Diode im Arbeitspunkt sein. Die Frequenz des Generators wird in erster Linie durch den Resonanzkreis L, C bestimmt; R_L ist der Verbraucher, beispielsweise also die Antenne.

Die Ersatzschaltung dieses Generators in bezug auf die Hochfrequenz geht aus Bild 2 hervor; dort ist die Tunneliode durch ihren negativen

Widerstand $-R_n$ und ihre Kapazität C_n wiedergegeben. Aus dem Ersatzschaltbild wird deutlich, daß die Kapazität C_n auf die Frequenz des Oszillators einen wesentlichen Einfluß haben muß, da sie einem Teil der Resonanzkreisinduktivität parallel liegt. Nun ist aber die Diodenkapazität C_n bis zu einem gewissen Grade von der an der Diode liegenden Gleichspannung abhängig, und zwar nimmt sie bei Germanium-Tunnelioden mit wachsender Spannung ab. Daraus folgt, daß die Frequenz des Oszillators größer werden müßte, wenn die Spannung an der Tunneliode erhöht wird, und umgekehrt.

Diese Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Vorspannung an der Tunneliode konnte experimentell bestätigt werden. Bild 3 zeigt

Bild 3. Die Frequenz sowie die relative Frequenzänderung $\frac{df}{dU}$ in Abhängigkeit von der an der Tunneliode liegenden Vorspannung U



die Meßergebnisse an einem Oszillator, der mit einer Tunneliode 1N2941 von GEC bestückt war. Die ausgezogene Kurve gibt den Verlauf der Schwingfrequenz f des Oszillators mit zunehmender Spannung U an der Diode wieder, während die gestrichelte Kurve die Ableitung df/dU der ausgezogenen Kurve, also der relative Frequenzhub als Funktion der Spannung U , ist. Der Oszillator arbeitet naturgemäß mit einer Vorspannung U am stabilsten, für die die gestrichelte Kurve df/dU ein Minimum hat: das ist hier etwa für $U = 210$ mV der Fall. Kleinere Schwankungen von U ändern hier die Schwingfrequenz praktisch nicht.

Wählt man dagegen die Vorspannung U so, daß sie mit einem Maximum der gestrichelten Kurve zusammenfällt, macht man also U gleich 130 mV oder gleich 300 mV, dann rufen kleine Änderungen von U einen größtmöglichen Frequenzhub hervor, der etwa gleich 35 kHz je mV ist. Das Maximum bei 300 mV ist zu spitz und kommt deshalb für die Praxis nicht in Betracht, weil der Frequenzhub nach beiden Seiten abfällt. Dagegen ist das Maximum bei 130 mV breiter, so daß hier der Frequenzhub je Millivolt Modulationsspannung einigermaßen konstant ist. Allerdings ist auch hier noch eine gewisse, aber kaum störende Amplitudenabhängigkeit des relativen Frequenzhubs vorhanden, die sich wie ein Kompressor auswirkt.

Auf Grund dieser Voruntersuchungen wurde der Mikrofonsender nach Bild 4 gebaut, in dem die die Schwingungen erzeugende Tunnel-

HEATHKIT

EIN ERZEUGNIS DER DAYSTROM-GRUPPE

UNSERE BEKANNTEN BREITBAND-OSZILLOGRAFEN 0-12 und 0-12/S

NEU

Modell 0-12/S (Sonderausführung)

Modell 0-12

Y-Verstärker:

3 Hz ... 5,0 MHz ($\pm 1,5$... -5 dB)

8 Hz ... 2,5 MHz (± 1 dB)

Empfindlichkeit: 25 mVss/cm

Anstiegszeit max. 0.08 μ s

X-Verstärker:

1 Hz ... 400 kHz (± 3 dB)

Empfindlichkeit: 300 mVss/cm

Kippteil:

10 Hz ... 500 kHz grob in 5 Stufen und fein regelbar (kontinuierlich)

Synchronisation:

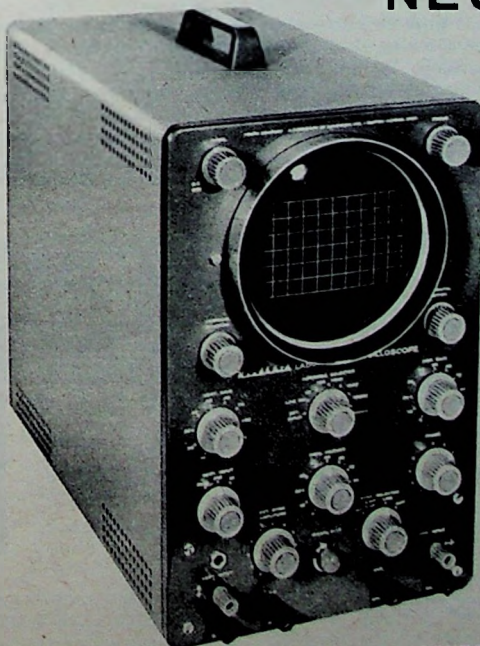
eigen+, eigen-, fremd, Netz

Allgemeines:

13 cm Bildröhre mit Mu-Metallabschirmzylinder,

11 Röhren, gedruckte Schaltung, Netzanschluß:

110/220 V/50 Hz/85 W



mit diesen speziellen Eigenschaften:

- deutsche Frontplattenbeschriftung
- deutsche Bedienungsanweisung
- Sägezahnbuchse an der Frontplatte
- größere Linearität
- Rücklaufverdunklung abschaltbar
- Vorrichtung zur Demonstration einer magnetischen Strahlablenkung

Y-Verstärker für Wechselspannung:

Empfindlichkeit 30 mVss/cm

Y-Verstärker für Gleichspannung:

Empfindlichkeit 2 Vss/cm

X-Verstärker:

Empfindlichkeit max. 100 mVss/cm

Alle anderen Daten wie bei 0-12.

Diese Ausführung ist auch besonders für Lehrzwecke geeignet und nur betriebsfertig lieferbar.

DEUTSCHE
FABRIKNIEDERLASSUNG:

DAYSTROM
G · M · B · H
Frankfurt/Main

Niddastr. 49, Tel. 338515, 338525

diode D gleichzeitig von den durch das Mikrofon M hervorgerufenen Sprechspannungen moduliert wird. Die Diodenvorspannung von 130 mV wird durch den Spannungsteiler R_1, R_2 gewonnen; die Widerstände R_1 und R_2 müssen dabei so gewählt sein, daß der sich durch ihre Parallelschaltung ergebende Ohmwert kleiner als der absolute Widerstandswert der Diode D im Arbeitspunkt ist. Die vom Mikrofon M

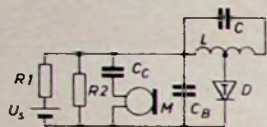


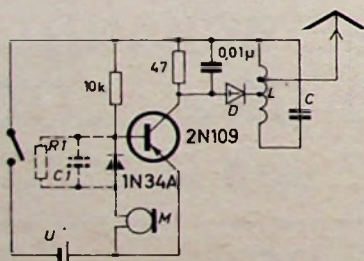
Bild 4. Prinzipschaltung eines HF-Oszillators mit Tunnel diode, die durch die vom Mikrofon gelieferte NF-Spannung frequenzmoduliert wird

erzeugte Modulationsspannung liegt über den Sperrkondensator C_C parallel zu der an R_2 abfallenden konstanten Vorspannung von 130 mV und überlagert sich dieser. Der Kondensator C_C hat für die Schwingfrequenz eine sehr kleine Impedanz.

Wie schon erwähnt, verstärkt die Tunnel diode auch noch die vom Mikrofon gelieferte niederfrequente Modulationsspannung. Die Stromverstärkung errechnet sich zu $R_n / (R_n - R)$, wobei R_n der absolute Widerstandswert der Diode im Arbeitspunkt und R der sich aus der Parallelschaltung von R_1 und R_2 ergebende wirksame Widerstand (gleich $R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$) ist. Wenn R und R_n nahezu gleich sind, würde sich danach eine sehr große Stromverstärkung erreichen lassen; praktisch ist das aber nicht durchführbar, weil dann der Oszillator nicht stabil arbeitet. Wenn die vom Mikrofon abgegebene Spannung nicht zu große Amplituden hat, läßt sich aber immerhin noch eine rund fünffache Stromverstärkung erreichen.

In der Praxis, wo man mit einer größeren Dynamik des vom Mikrofon aufgenommenen Schallereignisses rechnen muß, nutzt man allerdings die verstärkende Eigenschaft der Tunnel diode besser nicht ganz aus, weil sonst bei großen Modulationsamplituden leicht Instabilitäten des Senders auftreten können. Für den Mikrofonsender ist deshalb die Schaltung nach Bild 5 vorzuziehen, in der ein Transistor die Modulationsspannung vorverstärkt. Als Antenne dient ein 75 mm

Bild 5. Vollständige Schaltung eines frequenzmodulierten Mikrofonsenders mit Vorverstärkung der Modulationsspannung durch einen Transistor



langer Draht. Die Spule L des Resonanzkreises hat eine Selbstinduktion von 6 μ H, während die Schwingkreis kapazität C rund 25 pF groß ist. Die Reichweite dieses sehr rauscharmen Senders ist ungefähr 15 m. Wird eine Vorverzerrung mit Höhenanhebung gewünscht, dann muß die Kristalldiode 1N34A durch das gestrichelt angedeutete RC-Glied ersetzt werden, das eine Zeitkonstante von 75 μ s haben soll. Eine Vergrößerung der Reichweite des Mikrofonsenders bis auf etwa 30 m konnte durch Anwendung einer Schaltung nach Bild 6 erreicht

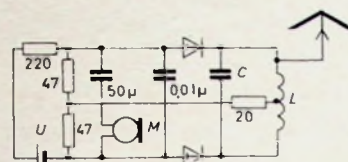


Bild 6. Frequenzmodulierter Mikrofonsender größerer Reichweite mit zwei Tunnel dioden in Kaskadenschaltung

werden. Diese Schaltung unterscheidet sich von dem bisher besprochenen Mikrofonsender im Prinzip nur dadurch, daß zwei in Kaskade arbeitende Tunnel dioden verwendet werden, während sonst die Funktionsweise die gleiche ist.

(Wen - Hsiung Ko: Tunnel diode f-m wireless microphone. Electronics Bd. 33 (1960) Nr. 47, S. 93)

Fernsehempfang ohne Antenne?

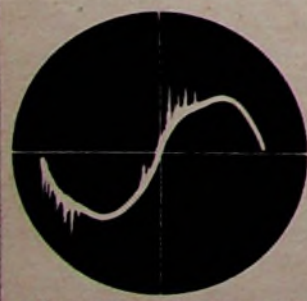
Das letzte Heft der Hirschmann-Werkzeitschrift „Die Brücke zum Kunden“ Nr. 30 (1960) enthält auf S. 16 die nachstehende Notiz: „In Illustrierten und Tageszeitungen sind in letzter Zeit Mitteilungen über neue amerikanische Fernsehgeräte erschienen, die keine Antenne mehr benötigen sollen. Spätestens bis 1963 werde in den USA die letzte Fernsehantenne demonstriert sein. Diese Angaben sind in dieser allgemeinen Form theoretisch unmöglich.“

Die theoretische untere Grenze der Eingangsspannung für ein griesfreies Fernsehbild ist ungefähr 200 μ V an 240 Ohm. Diese Spannung wäre noch erforderlich, wenn es gelänge, vollkommen rauschfreie Verstärkerröhren zu schaffen. Dann bliebe immer noch die Rauschleistung von 1 kT_0 des ohmschen Eingangswiderstandes selbst, die für das zu verstärkende Frequenzband von 5 MHz bei 20° C und einem Eingangswiderstand von 240 Ohm einer Rauschspannung von 2,2 μ V entspricht. Um den Gries oder Schnee im Fernsehbild völlig zu unterdrücken, muß die angelegte Spannung etwa 100mal so groß wie die Rauschspannung, also größer als 200 μ V sein. Für ein griesfreies Fernsehbild ist zur Zeit im Band III mit der günstigsten deutschen Eingangsröhre E88 CC eine Antennenspannung von etwa 500 μ V erforderlich. Nach unseren bisherigen Ermittlungen gibt es in den USA keine Fernsehgeräte mit besseren Röhren, aber selbst mit einer Idealröhre könnte die erforderliche Antennenspannung bestenfalls auf die Hälfte verringert werden.

Das wäre zwar ein wünschenswerter Fortschritt, aber die Empfangsantennen würden auch dadurch nicht überflüssig, sondern nur die Reichweite der Sender wäre etwas vergrößert. Geisterbilder würden selbstverständlich in gleicher Anzahl auftreten und wie bisher nur mit einer geeigneten Antenne auszublenden sein. Die Bezirke, in denen die guten Empfangsbedingungen Fernsehen mit Zimmerantennen ermöglichen, werden allerdings ebenfalls etwas ausgeweitet. Die Mängel des Empfangs mit Zimmerantennen blieben jedoch erhalten. Das Bild könnte sich auch weiterhin ändern, wenn Personen herumgehen oder Sessel verstellt werden ...“

Radio, Television, Industrial Tube, Diode and Transistor Equivalents Manual. Von B. B. Babani. London 1960. Bernards (Publishers) Ltd. 228 S. 12 x 18 cm. 9 sh. 6 d.

Diese handliche Äquivalenzliste nennt die äquivalenten Ausführungen von über 20 000 Typen. Außer den üblichen Empfänger- und Verstärkerröhren sind dabei auch die englischen sogenannten CV-Typen und Röhren für militärische Zwecke berücksichtigt. Den Abschluß bilden Äquivalenzangaben für Fernseh-Bildröhren.



Die qualitätsmäßigen Eigenschaften von Kleinkondensatoren werden bestimmt durch Isolationswiderstand, Verlustwinkel, Feuchtigkeitssicherheit und Temperaturbereich. Für die moderne Anwendungstechnik verdienen zwei weitere Merkmale noch besondere Beachtung:

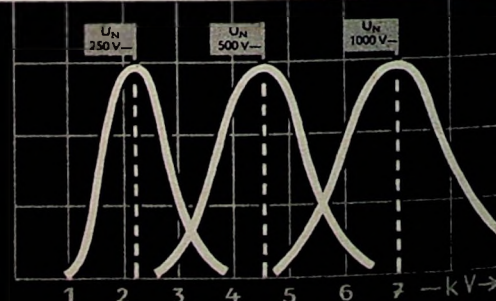
IONISATIONSGRENZE UND MITTLERE DURCHSCHLAGSSPANNUNG

Diese beiden Meßgrößen bestimmen entscheidend das Lebensdauerverhalten der Kondensatoren.

Tropydur
KONDENSATOREN

sind auf Grund ihres Herstellungsverfahrens weitestgehend frei von Luft einschließen. Dies erklärt das besonders günstige Ionisationsverhalten und die hohe mittlere Durchschlagsspannung. WIMA-Tropydur-Kondensatoren werden millionenfach in Rundfunk- und Fernsehgeräten verwendet!

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN • MANNHEIM



Vier gute Fachbücher über Elektronik

OSZILLOGRAFEN-MESSTECHNIK

Grundlagen und Anwendungen
moderner Elektronenstrahl-Oszillografen

von J. CZECH

Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung von Czech:
DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF

Dem letzten Stand der Technik entsprechend vermittelt das Werk alle Kenntnisse, die erforderlich sind, um moderne Elektronenstrahl-Oszillografen auf jedem Gebiet der Physik und Technik, in der Forschung, bei der Entwicklung, in der Fertigung wie auch in den Werkstätten erfolgreich anzuwenden. Von großem Wert wird dieses Fachbuch auch immer dann sein, wenn zur Lösung schwieriger Meßaufgaben ein eingehendes Studium der Eigenschaften eines Elektronenstrahl-Oszillografen und seiner vielfältigen Anwendungsart notwendig ist.

684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzleinen 36,— DM

HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. REINHARD KRETZMANN

Die Grundlagen und Anwendungsmöglichkeiten der Elektronik werden in diesem aufschlußreichen Werk ausführlich dargestellt. In leichtverständlicher Form, doch mit wissenschaftlicher Genauigkeit sind die Elektronenröhren, ihre Wirkungsweise und Grundschaltungen, die verschiedenen elektronischen Geräte und ihre vielfältigen Funktionen beschrieben. Zahlreiche Bilder und Schaltbeispiele ergänzen den Text und veranschaulichen Aufbau und Einsatz elektronischer Apparaturen in der Industrie.

336 Seiten · 322 Bilder · Ganzleinen 17,50 DM

SCHALTUNGSBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. REINHARD KRETZMANN

Der Verfasser des bekannten und erfolgreichen HANDBUCHS DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK befaßt sich in diesem Buch mit der Schaltungstechnik industrieller elektronischer Geräte. Nahezu 200 verschiedenartige, sorgfältig ausgesuchte und erprobte Beispiele mit einer Fülle von Dimensionierungsangaben sowie zahlreiche Werkfotos ergänzen die eingehende Beschreibung der Schaltelemente und ihrer Wirkungsweisen. Betriebstechniker aller Zweige der industriellen Fertigung, Konstrukteure und Ingenieure sowie Dozenten und Studierende werden in diesem Buch viele wertvolle Anregungen für ihre Arbeit finden.

224 Seiten · 206 Bilder · Ganzleinen 17,50 DM

FUNDAMENTE DER ELEKTRONIK

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE

In diesem Werk finden alle, die sich aus beruflicher Notwendigkeit oder aus Interesse an der Elektronik mit diesem Zweig moderner Technik beschäftigen wollen, eine fachlich einwandfreie, gründliche und doch leichtverständliche Einführung in die Elektronik. In logischem Aufbau werden aus den Einzelteilen die grundsätzlichen Schaltungen und aus ihnen wieder die Bausteine und Anlagen entwickelt.

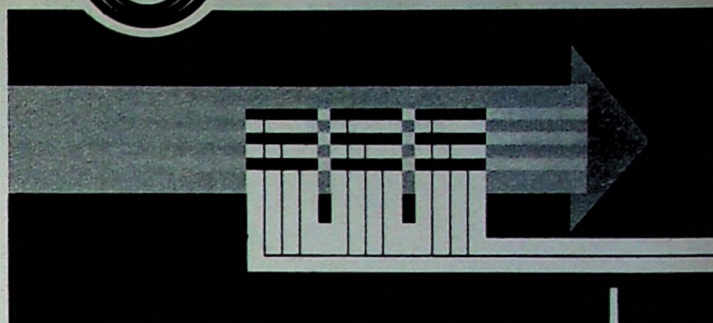
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 18,50 DM

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

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde



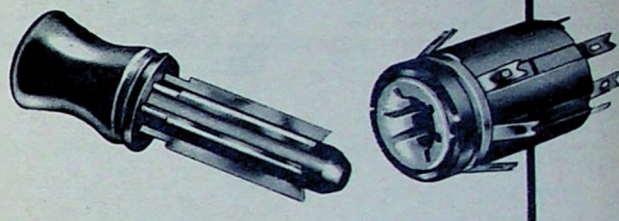
...SELBSTREINIGEND



... der wachsenden natürlichen Korrosion entgegenwirkend - ist das Bestreben bei der Ausbildung von elektrischen Kontakten, die ihre Aufgabe lange und gleichbleibend sicher erfüllen sollen.

Nicht zufällig besitzt eine Bürste eine Vielzahl von Borsten, die in der Betätigungsrichtung voneinander unabhängig, hintereinander wirken.

So wird auch bei jeder Betätigung die Kontaktstelle gereinigt.



TUCHEL-KONTAKT GMBH

Heilbronn/Neckar · Postfach 280 · Tel. * 6001

Kaufgesuche

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

Kaufe lfd. Fernsehgeräte, neu oder gebraucht, auch ohne FTZ-Prüfnummer, sowie FS-Bi.-Röhren, auch mit kleinen Fehlern. F. N. 8355

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

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

Restposten zu kaufen gesucht. TEKA, Amberg/Opf. I

Verkäufe

Wegen Sterbefall Kaiser-Contest KW Dopp.Super DX 1151 (neuwertig) 10 m 14 m 20 m 40 m 80 m 12-20 m 25-50 m 60-180 m und MW Bereich, preiswert zu verkaufen. Auch Tausch gegen Exoten. Peter M. Koch, Marialinden b. Köln

NORDFUNK Elektronik-Versand
Neue Anschrift:
Bremen, Herdentorsteinweg 43
1 Minute vom Hauptbahnhof



Unterricht



Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik erwerben Sie sich durch den Christiani-Fernlehrgang Radio-technik, 25 Lehrbriefe, 850 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Lehrplan und Informationsschrift kostenlos. Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postfach 1957

QUARZE

aus der Neuherstellung und aus US-Beständen in größter Auswahl. Prospekte frei.

Quarze vom Fachmann — Garantie für jedes Stück!

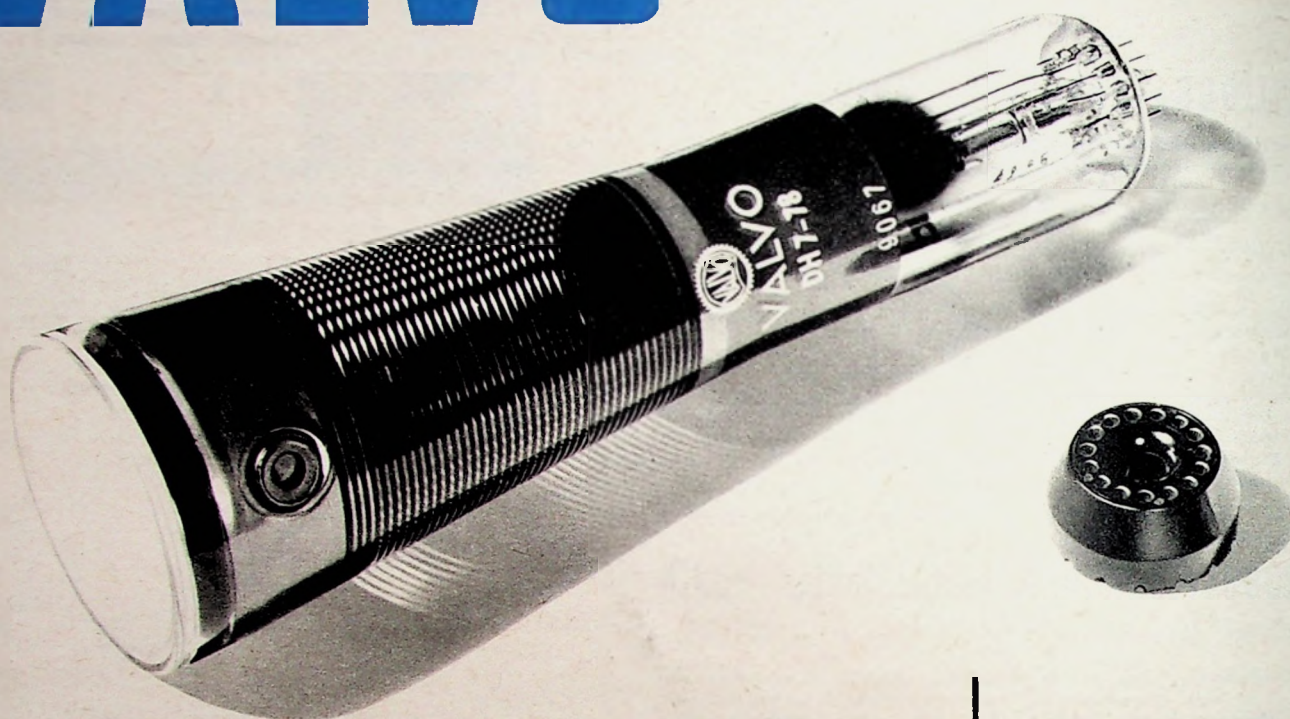
WUTTKE-QUARZE

Frankfurt/Main 10, Hainerweg 271 d
Telefon 622 68

METALLGEHÄUSE



VALVO



DH 7-78

DN 7-78

EINE NEUE

OSZILLOGRAFENRÖHRE

Für meßtechnische Anwendungen aller Art steht eine neue VALVO-Oszillografen-Röhre in Allglastechnik mit 7-cm-Planschirm und Wendeelektrode zur Verfügung.

Eine wesentliche Neuerung ist die getrennte Herausführung der Anschlüsse für die Elektroden g_2 und g_4 , deren Potentiale damit voneinander unabhängig werden, so daß sich vielseitige Einstellmöglichkeiten in bezug auf Helligkeit, Strichschärfe und Ablenkempfindlichkeit ergeben. Ein Beispiel für Einstellung auf große Ablenkempfindlichkeit und ein Beispiel für Einstellung auf große Helligkeit sind in der untenstehenden Tabelle aufgeführt.

Die ohnehin schwachen Rasterverzerrungen lassen sich durch geringfügige Potentialänderungen an den Abschirmelektroden noch weiter korrigieren.

Wir sind gern bereit, Ihnen weitere Auskünfte, auch über andere Röhren, zu erteilen.

Betriebsdaten:	U_{g_6}	1200	4000	V
	U_{g_4}	250	1000	V
	U_{g_2}	1200	1200	V
	d_1	3,3	12,0	V/cm
	d_2	9,4	34,4	V/cm



VALVO GMBH HAMBURG 1