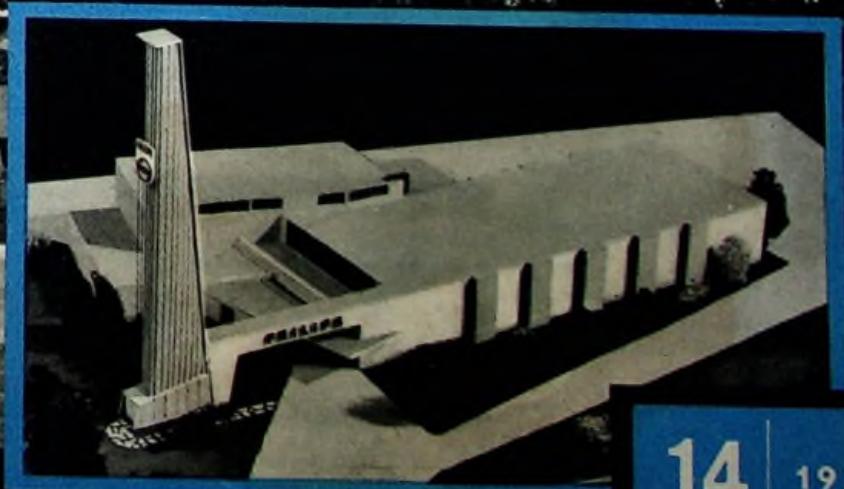


BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



14 | 1957

2. JULIHEFT

Großes Bundesverdienstkreuz für Professor Meissner

Anlässlich seines 50jährigen Dienstjubiläums wurde Herr Professor Dr. A. Meissner am 1. 7. 1957 das Große Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland verliehen. 1907 trat der Jubilar bei Telefunken ein; dort gelang ihm 5 Jahre später seine große Erfindung der Rückkopplung. Der heute 73jährige Wissenschaftler ist bereits vielfach geehrt worden. 1922 verlieh ihm die Technische Hochschule München die Würde eines Ehrendoktors. Als erster erhielt Professor Meissner 1925 die Goldene Medaille der Heinrich-Hertz-Gesellschaft. Vier Jahre später wurde er durch die Abbe-Medaille und den Abbe-Preis ausgezeichnet und im gleichen Jahr wurde er als erster Europäer Vizepräsident der Institution of Radio Engineers in den USA. Im Jahre 1933 erhielt er schließlich die Gauß-Gedenkmünze.

F. Bischoff Ehrensenator der Universität Freiburg

Anlässlich ihrer 500-Jahr-Feier verlieh die Universität Freiburg dem Intendanten des Südwestfunks, Friedrich Bischoff, die Würde eines Ehrensenators.

Direktor A. Krusche trat in den Ruhestand

Am 30. 6. 1957 schied Herr Arthur Krusche, der langjährige Direktor der Daimon-Werke in Berlin-Reinickendorf, nach 43jähriger Tätigkeit für die Daimon-Werke aus der Firma aus. 1914 trat der damals 23jährige in die selbsterhaltende Schmidt & Co. GmbH firmierende Batterie- und Taschenlampen-Fabrik als Exportkaufmann ein. Durch seine leitende rastlose Tätigkeit wirkte er maßgebend am Aus- und Aufbau der Daimon-Werke mit.

Ernennungen bei den Grundig Werken

Der Inhaber der Grundig Werke, Herr Max Grundig, hat den Neuhelmentermin zum Anlaß genommen, eine Reihe seiner langjährigen und bewährten Mitarbeiter zu Abteilungsleitern zu ernennen. Es sind dies die Herren: A. Bückling, C. Bussmann, Dr. K. Drexler, F. Mittlerer, W. Scheller, H. Sperber und E. Zinngrabe. Gleichzeitig wurden die Geschäftsführer der Grundig-Zweigniederlassungen in Dortmund, München, Frankfurt, Hannover und Köln zu Direktoren ihrer Niederlassungen ernannt, und zwar die Herren D. Ahlert, W. Memmert, N. Riessner, H. Schubert und G. Wade. Ferner wurden zu Prokuratoren bestellt die Herren E. Hegerl, H. Hübaer und A. Neumann.

Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung
Für die vom 2. bis 11. 8. 1957 in Frankfurt a. M. stattfindende Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung sind über 200 Aussteller gemeldet. Eine zusätzliche Sonderchau der Rundfunk- und Fernsehindustrie gliedert sich in eine historische

Schau in eine Ausstellung, die Einblicke in die Produktions-„geheimnisse“ der Industrie bietet, und in eine Ausstellung gewisser elektronischer Vorgänge, die in Spielform gezeigt werden. Ein großes Besucherpreisausschreiben ist mit Sachpreisen im Wert von 50.000 DM ausgestattet. Die Kongreßhalle wurde zum Fernseh-Studio umgebaut; Funk und Fernsehen bringen während der Ausstellung in öffentlichen Veranstaltungen eine bunte Programmfolge. Am 5., 7. und 9. 8. (Händlertage) haben in der Zeit von 10—13 Uhr nur Facheinkäufer zur Ausstellung Zutritt.

Zwei neue Fernsehempfänger in der DDR

In Informationen zur Leipziger Herbstmesse heißt es, daß u. a. auch VEB Stern-Radio Stadtputz einen Fernseh-Tischempfänger „Jrls 12“ und VEB Stern-Radio Berlin einen Fernsehempfänger „Weißensee“ ausstellen werden.

PCL 84

Diese neue Röhre für Video-Endstufen (s. S. 467) wird von den Firmen Siemens, Telefunken und Valvo geliefert.

Kathodenstrahlröhre DG 13-34

Die neue 13-cm-Röhre mit Planschirm der Valvo GmbH entspricht dem amerikanischen Typ 5 ADP 1. Ihre besonderen Eigenschaften (gute Linearität, geringe Rasterverzerrung, hohe Ablenkempfindlichkeit und vollausnutzbarer Schirm) machen die DG 13-34 vor allem für Meßzwecke sehr geeignet. Ihr Schirm besteht aus planparallelem Spezialglas, das eine parallaxfreie Ablesung gestattet.

50-Hz-Wechselstrom aus Autobatterie

Wechselstrom (125 und 220 V) zum Anschluß von Rundfunkgeräten, Tonbandgeräten, Plattenspielern, Diktiergeräten, Leuchtstofflampen, Trockenrasterern usw. liefern aus Gleichstrombatterien (6, 12 und 24 V) Vor-schaltgeräte der Transformator-fabrik C. A. Aweh, Hamburg-Schönefeld. Die Typenreihe der Geräte umfaßt das „Rasimaut-Baby“ für elektrische Rasterer, ferner fünf „Nagimaut“-Typen (15, 25, 40, 50 und 80 W; 50 Hz, entölt für UKML) sowie 2 X 2 „Autosonne“-Typen (1 X 8 W beziehungsweise 2 X 6 W, 50 oder 115 Hz; UKW-entölt). Leuchtstofflampen, Einbauar-maturen für Leuchtstofflampen usw. vervollständigen das Spezialangebot der hauptsächlich für den Betrieb von Geräten in Autos, Motorbooten usw. gedachten Fabrikate der Firma.

Druckschriften

Grundig
Technische Informationen Nr. 3/4
Aus den „Technischen Informationen Nr. 3/4“ (DIN A 4, 22 Seiten) sei auf die ausführliche technische Beschreibung des „Teddy-Boy T“ (UKW-Reisesuper mit Transistoren) und auf Ratschläge zur Verminderung der UKW-Störausstrahlung durch Einbau eines neuen UKW-Bauteiles in ältere Empfänger verwiesen. Weitere Beiträge befassen sich u. a. mit dem AM-FM-Abgleich-

sender „6031“ und (in der „Modernen Fernseh-Schaltungstechnik“) mit der „Ton-Mischstufe getrennt von der Bild-Modulation“.

Tonband-Reparaturhelfer

Für den Tonband-Koffer „TK 8“ liegt jetzt eine sechsseitige (DIN A 4) aufklappbare Druckschrift mit technischen Daten, Schaltplan und Hinweisen für die Einstellungen vor.

Loewe Opta

Kundendienstanleitung für die Fernsehgeräte Baujahr 1956/57

Die 28seitige Druckschrift (DIN A 4) gibt außer den technischen Daten der Fernsehempfänger „Atrium 627“, „Optalux 629 SL“, „Stadion 1634 SL“ und „Magier 1643 SL“ eine sehr ausführliche Funktionsbeschreibung der Geräte und Ratschläge für die Kontrolle und Bildjustierung der Empfänger sowie für das Messen und Oszillografieren Abschnitte über den Abgleich und mechanische Reparaturarbeiten beschließen die übersichtlich gehaltenen, durch gute Schalt-skizzen und Impulsozillogramme unterstützten Ausführungen.

Zum Neuhelmenprogramm 1957/58

lagen bis zum 5. 7. 1957 an zusammenfassenden Druckschriften vor:

AEG „Rundfunkgeräte 1957/58“, „Musiktruhen 1957/58“, „Fernsehgeräte 1957/58“, „Tonbandgeräte“; je zweiseitige DIN-A-4-Druckschriften.

Graetz „Graetz-Nachrichten kurz gefaßt Nr. 13/57“ (DIN A 4, 8 Seiten); Rundfunkempfänger, Musiktruhen und Fernsehgeräte.

Grundig „Die Verkaufsschlager der Saison 1957/58“ (DIN A 4, 76 Seiten); Fernsehempfänger, Rundfunkgeräte, Musikschränke, Reisesuper, Tonbandgeräte, Diktiergeräte.

Loewe Opta „Neuhelmenkurier“ (etwa DIN C 4, 8 Seiten); Rundfunkempfänger, Musik- und Phonomöbel, Fernsehempfänger.

Nordmende „Am Mikrophon Nordmende, Jhr. 5, Nr. 1; Neuhelmenausgabe“ (DIN A 4, 28 Seiten); Rundfunkempfänger, Musik- und Phonomöbel, Fernsehempfänger.

Powerphon „Hi-Fi-Traumton-Serie“ (DIN A 4, 4 Seiten); Musik- und Phonomöbel, Fernsehtruhen.

Schaub-Lorenz „Die schwingende Linie 1958“ (DIN A 4, 20 Seiten); Rundfunkempfänger, Musik- und Phonomöbel, Reisesuper.

Siemens & Halske „Siemens Radio, Geräte-Programm 1957/58“ (DIN A 4, 16 Seiten und auseinanderklappbares Übersichtsblatt); Rundfunkempfänger, Fernsehgeräte, Musiktruhen.

„Siemens Radio-Nachrichten, 3/57“ (DIN A 4, 20 Seiten); Übersichts- und Spezialbeiträge über das Neuhelmenprogramm.

„Sammelmappe Technische Unterlagen 1957/58“ (DIN A 5); Beschreibungen und Schaltbilder der neuen Geräte.

Telefunken „Neuhelmen 1957/58“ (DIN A 5 quer, 32 Seiten); Rundfunkempfänger, Musik- und Phonomöbel, Fernsehempfänger, Autoempfänger, Magnettongeräte, Phonogeräte.

AUS DEM INHALT

2. JULIHEFT 1957

FT-Kurznachrichten	462
Liegt es am Programm?	463
Verfeinerte Rundfunkempfänger-Schaltungen	464
UKW-Mischteil in Kleinausführung für gedruckte Schaltung	465
Eine neue Röhre für Video-Endstufen — PCL 84	467
Radarantennen	468
Neue Germanium- und Silizium-Gleichrichter	470
Senderverstärker in Gitterbasis-schaltung	471
Radaranlagen für die Flugsicherung	472
Für den KW-Amateur	
Antennenanpaßgeräte für mehrere Amateurbänder	473
Neue Spezialempfänger für den Amateur	474
Beilagen	
Fachwörter	
Englisch-amerikanische Fachwörter des Farbfernsehens	475
Impulstechnik	
Einführung in die Impulstechnik (10)	477
Graphisches Verfahren zur Ermittlung des Eingangswiderstandes einer nicht reflexionsfrei abgeschlossenen HF-Leitung	479
Unsere Leser berichten	
Reparatur von Germaniumdioden	481
Unser Reisebericht	
Bildröhren am laufenden Band — Ein Besuch in der Bildröhrenfabrik Aachen der Valvo GmbH	482
Gedruckte Schaltungen in der Gerätefertigung	484
So arbeitet mein Fernsehempfänger (14)	485
Mieter darf keine Außenantenne anbringen	487
Von Sendern und Frequenzen	487
Aus Zeitschriften und Büchern	
Verstärkeröhre mit bewegbarer Anode	488
Pendelrückkopplungsschaltungen mit Transistoren	490

Unser Titelbild: Am 19. 6. 1957 wurde der Philips-Pavillon auf dem Berliner Ausstellungsgelände gerichtet; rechts im Foto ist die Stahlkonstruktion des „Lichtturmes“ sichtbar. Die Gesamtanlage des Pavillons geht aus dem Modellbild hervor. Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: (Schwahn (4)); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Karlus, Schmidke) nach Angaben der Verfasser. Seiten 491 und 492 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbardamm 141—147, Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Postfach 229; Telefon: 64 02. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postfachkonto: FUNK-TECHNIK, Postfachamt Berlin West Nr. 24 93. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreise aufgegeben werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet.

Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Liegt es am Programm?

Auf einigen Pressekonferenzen anlässlich des Neuheitstermins sprach man, wie nicht anders zu erwarten, auch über die Lage auf dem Fernsehmarkt. Agenturmeldungen der letzten Zeit besagten ferner, „daß Einzelhändler sich ernsthaft mit dem Gedanken tragen, dem Fernsehgeschäft adieu zu sagen, weil die Aufwendungen für den Service und für räumliche Investitionen mit den Fernsehumätzen nach nie so kontrastierten wie seit Anfang des Jahres“. Warum bradeln nun im Meinungsstreit über das doch nur ganz schwach abgesunkene Fernsehgeschäft wieder so kräftig die Blasen?

Da die Errechnung von Plus und Minus eine der unvermeidlichen Lieblingsbeschäftigungen der Wirtschaftler ist, hat man unter anderem auch die Rechnung aufgemacht, daß die Zugänge der Fernsehrundfunkteilnehmer im Mai 1957 um etwa 800 Zugänge geringer als im Mai 1956 waren. Das kann nun manche Ursachen haben. Vertriebsleute der Industrie machen zum Teil die in diesem Jahre noch stärkere Reisetätigkeit dafür verantwortlich. Aber manche andere Wettbewerber um das Portemonnaie des Konsumenten kannten im Bunde mit dem frühen, sehr warmen Sommerwetter wohl ebenfalls zusätzliche Scheiben aus dem Umsatzkuchen — etwas zum Nachteil der erwarteten höheren Fernsehempfänger-Verkäufe — herauschneiden. Ein Kühlschrank oder vielleicht sogar ein Auto ist eben vom Verbraucher sehr selten gleichzeitig mit einem Fernsehempfänger zu verkraften.

Was aber dem einen sein Uhl, ist dem anderen seine Nachtigall. Und weil — bildlich gesehen — anscheinend nicht genügend oder genügend gute „Nachtigallen“ den Käufer zum Bildschirm hin lockten, ertönen wieder Rufe, daß ... die Entwicklung und Ausbreitung des Fernsehens von unzulänglichen Programmleistungen der Rundfunkanstalten durchkreuzt werden“. „Oder (so geht es im Zitat weiter) will nach jemand behaupten, das Programm sei nicht schuld daran, daß der Fernsehseegang immer tiefer wird? Des Volkes Stimme dringt nicht ans Ohr der Fernsehleute ...“

Als technische Fachzeitschrift kann und soll es nicht unsere Aufgabe sein, über das Programm und seine Möglichkeiten, das Fernsehgeschäft zu beeinflussen, zu richten. Eine Meinung wird jedoch in letzter Zeit immer wieder geäußert: Es wäre gut, wenn die Programm-Konferenzen beweglicher wären; ein etwas kürzerer Turnus der Festlegung des Programmrahmens scheint, bei Anerkennung aller Schwierigkeiten der Materie, zweckmäßig zu sein. Vielleicht lassen sich ferner doch viele Sendungen, hier und da Inkarnationen des Idealismus einiger Fernsehleute, auf den notwendigen Realismus anderer Kreise noch etwas besser abstellen.

Aber „audiatur et altera pars“, was sagt die andere Seite? Zu Problemen des deutschen Fernsehprogramms sprach der Vorsitzende der Fernsehprogramm-Konferenz und Fernsehdirektor des Bayerischen Rundfunks, Herr Dr. Münster, am 24. Mai 1957 in Bad Kissingen auf der a. Hauptversammlung des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh-fachgroßhändler (VDRG) e.V. Er wies einleitend darauf hin, daß das deutsche Fernsehprogramm den Vergleich mit internationalen Programmen nicht zu scheuen braucht. Dem Zuschauer wird täglich ein 4- bis 5stündiges, gut gemischtes Programm geboten. Man bemüht sich beim Deutschen Fernsehen, wirklich herauszubekommen, was der Teilnehmer will. Nach sorgfältigen Beobachtungen scheint es, daß sich das Publikum einer Sendung versagt, wenn zu große bildungsmäßige Voraussetzungen gemacht werden. Richtig sind dagegen Sendungen, gleich welcher Art, bei denen alle auch unterhalten werden. Eine deutliche Tendenz zur

Auswahl ist heute beim deutschen Publikum festzustellen; es wird nicht mehr wahllos alles mitgenommen.

Die Entwicklung der Teilnehmerzahlen ist in keiner Weise überraschend. Die Hoffnung darauf, daß im weiteren Anstieg ein Wunder geschieht, wäre jedoch unrealistisch. Deutschland liegt in bezug auf die Zuwachsrate (bezogen auf die jeweilige Startzeit des Fernsehens) in Europa an der Spitze. Eine Abhängigkeit der Empfänger-Verkaufskurve vom Programm ist nach Meinung der Rundfunkanstalten trotz sorgfältiger Untersuchungen keineswegs festzustellen, solange ein guter Standard des Programmes gehalten wird. Dagegen sind saisonbedingte Einflüsse deutlich erkennbar. Eine Anregung, die besten Sendungen in die saisonbedingte Verkaufslaute zu legen, würde jedoch eine Benachteiligung der bisherigen Besitzer von Fernsehempfängern bedeuten, die in dieser Zeit seltener empfangen.

Das Verhältnis der Rundfunkanstalten zu den Kritikern der Tages- und Programmpresse ist nicht immer das beste. Dies liegt wohl mit daran, daß ein großer Teil der Kritiker im Herzen nicht vom Gedanken des Fernsehrundfunks beseelt ist. Es fehlen auch manchmal die Maßstäbe dafür, was man im Fernsehen wirklich erreichen kann.

Änderungen im Programm wird es wohl immer geben, solange die Aktualität erhalten bleiben soll. Gewiß ist bei Sendungen auch gelegentlich mit Fehlleistungen selbst namhafter Theater- und Rundfunkfachleute zu rechnen. Man muß aber experimentieren, und das soll weiterhin noch mehr geschehen, wenn man das Richtige finden will.

Technisch dürfte die etwa ab Januar 1958 bestehende Möglichkeit, die bewährte Blitzumschaltung zu jeder Tageszeit durchzuführen, für die Abwicklung des Programms einen großen Gewinn bringen. In Zukunft wird ferner — außer der möglichen Berücksichtigung der allerdings immer schwer festzustellenden Wünsche des Publikums — noch manche Bereicherung des Programms erfolgen. Das Programm soll nicht nur gefüllt, sondern wirklich „erfüllt“ werden. Unter anderem haben auch drei deutsche Fernsehanstalten mit der Ufa Produktionsverträge für eigene Fernsehfilme abgeschlossen; vorerst sind 6 Filme vorgesehen. Die den Sendeanstalten durch gemeinsamen Vertrag auferlegte Beteiligung am gemeinsamen Programm dürfte ferner etwas gelockert werden. Jede Anstalt soll für das Deutsche Fernsehen mehr von dem senden, was sie am besten produziert. Aktuelle Sendungen will man verstärken.

Die obere Grenze der Programmstunden ist wohl durch die den Sendeanstalten zur Zeit technisch gegebenen Möglichkeiten erreicht, trotzdem ist man fest entschlossen, mehr zu geben, und zwar in erster Linie ein Zweites Programm. An ein solches Zweites Programm (wahrscheinlich in den Bändern IV und eventuell V) ist aber kaum vor 1960 zu denken.

Ein besseres Verhältnis des Einzelhändlers zum Käufer wäre nach Ansicht des Vortragenden zu begrüßen; es fehlt nach manchmal an der notwendigen technischen Beratung, und der Händler hätte schon aus Profession die Aufgabe, dem Zuschauer das Programm schmackhaft zu machen.

*

Nun wissen wir es genau. Jeder glaubt, auf dem rechten Weg zu sein. Aber wollen wir nicht wirklich des Volkes Stimme abwarten? Die Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung und die Monate darauf dürften die richtige Antwort bringen.

Der Bericht im vorigen Heft der FUNK-TECHNIK brachte erste technische Einzelheiten über interessante schaltungstechnische Fortschritte und Verbesserungen in den Rundfunk-Heimempfängern der Saison 1957/58, soweit die Industrie bis Redaktionsschluß Unterlagen zur Verfügung stellen konnte. Heute setzen wir die Berichterstattung über weitere Einzelheiten fort.

Rundfunkempfänger 1957/58

Verfeinerte Rundfunk

Steigerung der HF-Empfindlichkeit

Wegen der Möglichkeit, Störungen auspeilen zu können, ist die eingebaute Ferritantenne bei vielen Hörern heute die am häufigsten benutzte Antennenart geworden. Es ist deshalb verständlich, daß die Entwickler Wert darauf gelegt haben, der Ferritantenne möglichst gute Eigenschaften zu geben. So konnte beispielsweise Blaupunkt die AM-Empfindlichkeit durch Verwendung eines Materials höherer Güte für den Antennenstab steigern. Außerdem erhielt die MW-Spule gegenüber den Geräten des Vorjahres mehr Windungen; das größere L/C-Verhältnis wirkt sich ebenfalls im Sinne einer Erhöhung der Empfindlichkeit aus. Der Ersatz der früher verwendeten EC 92 durch die EF 89 bei den Blaupunkt-Geräten „Virginia“, „Palma“ und „Riviera“ trägt ebenfalls zur Steigerung der Empfindlichkeit bei. Diese steilere Röhre arbeitet bei FM als dritte ZF-Röhre und bei AM als aperiodische Vorverstärkerröhre.

Gegentakt-Endstufen weiter im Vordringen

Den Wünschen zahlreicher Freunde der High-Fidelity-Qualität kommt die Gegentakt-Endstufe in traditioneller Schaltung oder in Ultra-linear-Schaltung entgegen. Es ist bemerkenswert, daß man solche Schaltungen im Gegensatz zu früheren Jahren bereits auch in Geräten der Mittelklasse findet. Loewe Opto stellt die neuen 8/12-Kreis-Empfänger „Venus“, „Venus-Luxus“ und „Vineta“ mit 7-W-Gegentakt-Endstufen (2 x ECL 82), den 8/12-Kreis-Empfänger „Atlas“ mit 9-W-Gegentakt-Endstufe (2 x EL 84) und das Spitzengerät, den 11/14-Kreis-Super „Hellas“, mit einem Zweikanal-Verstärker (Tiefteil mit 12-W-Gegentakt-Endstufe in Ultra-linear-Schaltung, Hochteil mit 2-W-Endstufe) aus.

Klangtasten

Zur Anpassung der akustischen Wiedergabe an die in den einzelnen Wiedergaberäumen sehr unterschiedlichen Verhältnisse müssen für hohe Ansprüche sehr weitgehende Regelmöglichkeiten vorhanden sein, wenn man — soweit das überhaupt durch Änderung des Frequenzganges im Empfänger möglich ist — ungünstige akustische Raumverhältnisse kompensieren will. Blaupunkt benutzt in diesem Jahr den „Raumklangformer“ mit drei oder vier Tasteneinstellungen, bei dem sich etwa wichtige Zwischeneinstellungen der Feinregler bei Bedarf mittels der optischen Anzeige für diese Regler leicht wiederfinden lassen. Die Empfänger „Roma“ und „Sultan“ sind mit dem dreistufigen Klangregister (Sonor, Solo, Hi-Fi),

die Typen „Virginia“, „Palma“ und „Riviera“ mit dem vierstufigen ausgestattet (Normal, Solo, Hi-Fi, Sonor). Die Frequenzkurve ist in Stellung „Solo“ bewußt nichtlinear gehalten, um eine solistische Darbietung, z. B. Sprache, aus einer Geräuschkulisse hervorzuheben.

Dynamik-Expansion

Bei Rundfunkdarbietungen ist ebenso wie bei Schallplattenaufnahmen aus technischen Gründen eine Einengung der natürlichen Dynamik der Originaldarbietung notwendig, weil sich der volle Dynamikumfang beispielsweise eines Sinfonie-Orchesters (Schalleistungsverhältnis etwa 1 : 10⁸) nicht übertragen beziehungsweise nicht aufzeichnen läßt. Piano-Stellen müssen, um nicht im Stör- oder Rauschpegel unterzugehen, angehoben, Fortissimo-Stellen, um Übersteuerung oder Überscheiden der Rillen zu vermeiden, abgesenkt werden. Infolge dieser technisch notwendigen Dynamikpressung geht ein wesentlicher Teil des Eindrucks der Originaldarbietung verloren. Mit geeigneten schaltungstechnischen Maßnahmen ist es nun auf der Empfängerseite möglich, einen Teil der Dynamikpressung durch eine Dynamikdehnung auszugleichen, wobei allerdings zu beachten ist, daß theoretisch ein vollkommener Ausgleich nur dann erreichbar ist, wenn beide Vorgänge nach einander inversen Funktionen verlaufen. Das setzt auf der Aufnahme-seite automatische Dynamikpressung nach vorgegebener Kennlinie voraus. Obwohl diese Voraussetzung nicht erfüllt ist, läßt sich trotzdem für viele Darbietungen eine merkliche Verbesserung des Höreindrucks erreichen. Einfache Schaltungen für diesen Zweck wurden bereits vor etwa 20 Jahren benutzt, jedoch konnten die Brückenschaltungen aus Kohleladen- und Metallladen-Glühlämpchen keine hohen Ansprüche erfüllen. In dem 10-Röhren-Super „Dynamic 830 W“ hat Körting dieses Problem auf eine recht interessante Weise gelöst. Mit dem dreistufigen „Dynamic-Register“ läßt sich eine maximale Dehnung um etwa 12 dB erreichen und durch Betätigen einer der drei linken Tasten in der Schallwand dem jeweiligen Inhalt der Sendung anpassen. Im Anodenkreis der 1. NF-Stufe (EABC 80) liegt ein Spannungsteiler, dessen Längszweig aus den Widerständen R 414 und R 503 und dessen Querszweig aus dem Kondensator C 501 und dem Innenwiderstand des Triodensystems der Anzeigeröhre EM 85 besteht. Das Wesen der Dynamikdehnung besteht darin, daß der Innenwiderstand dieses

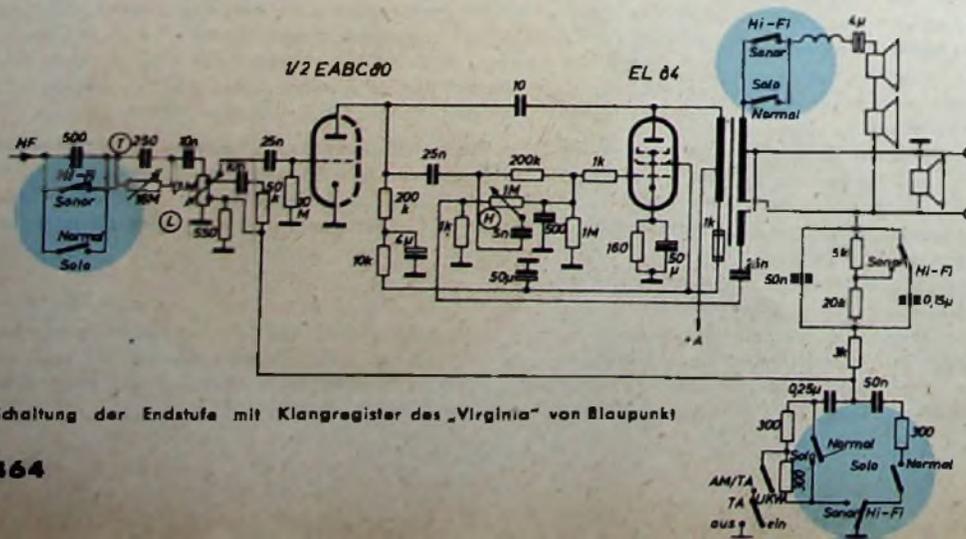
Triodensystems in Abhängigkeit von der Dynamik im Sinne einer Dynamikerweiterung geteilt wird. Zu diesem Zweck wird die NF-Wechselspannung von der Anode der EABC 80 über das dreistufige „Dynamic-Register“, das ein ohmscher Spannungsteiler ist, dem Gitter der EBC 91 zugeführt und nach Verstärkung in einer Diodenstrecke dieser Röhre gleichgerichtet. Mit zunehmender Lautstärke tritt an der Anode der Diode eine negative werdende Spannung auf, die über die zweigliedrige RC-Sieb-kette von überlagerten Spannungsschwankungen befreit wird, so daß ihr Mittelwert dem zeitlichen Mittelwert der NF-Spannung entspricht. Die so gewonnene Dynamik-Regelspannung dient zur Steuerung des Innenwiderstandes des Triodensystems der EM 85, der also mit zunehmender Lautstärke größer wird. Dadurch ändert sich das Tellerverhältnis in Abhängigkeit von der Lautstärke und zwar so, daß am Verbindungspunkt R 503, C 501 eine mit der Amplitude zunehmende Spannung entsteht. Für die Arbeitsweise der Dynamikdehnung ist der im Querszweig des Spannungsteilers liegende Kondensator C 501 wesentlich. Er gestattet die Dynamikdehnung frequenzabhängig und physiologisch richtig gleichzeitig verbindet er Störungen durch Gleichspannungsimpulse niedriger Folgefrequenz. Infolge des dadurch bedingten Fortfalls der Dynamikdehnung bei den tiefsten Frequenzen war es möglich, auf eine Gegentakt-Regel-schaltung zu verzichten und mit dieser relativ einfachen Anordnung befriedigende Ergebnisse zu erreichen.

Zur Lautstärkeregelung dienen zwei mechanisch gekuppelte Potentiometer, das eine liegt im Gitterkreis des Triodensystems der EABC 80, das andere parallel R 503. Die am zweiten Potentiometer abgegriffene NF-Spannung wird dem Triodensystem einer zweiten EM 85 zugeführt und gelangt von dort zur Gegentakt-Endstufe mit 2 x EL 84 in Ultra-linear-Schaltung. Das Anzeigesystem der zweiten EM 85 dient in üblicher Weise zur Abstimmanzeige, während das Anzeigesystem der ersten EM 85 von der Anodenwechselspannung ihres Triodensystems gesteuert wird und dadurch eine sinnfällige Dynamikanzeige ergibt.

Raumklanganordnungen

Neben Lautsprecheranordnungen mit einem Front- und zwei Seitenlautsprechern findet man auch in den Geräten der neuen Saison wiederum Anordnungen, die einen noch besseren Pseudo-Stereoeffekt ergeben sollen. Auf einige interessante Beispiele konnte bereits im ersten Neuheiten-Bericht hingewiesen werden. Loewe Opto baut in das Spitzengerät „Hellas“ eine „3-D-Posaune“ genannte Anordnung ein, die aus einem permanent-dynamischen Druckkammersystem mit Plastik-Trichtern als Schallverteiler besteht.

„Stereodyn-Schaltung“ nennt Körting eine Anordnung, die es ermöglicht, mittels der mittleren Taste des „Mehrfunktionsregisters“ in der Schallwand auf normale 3-D-Wiedergabe oder Stereodyn-Wiedergabe umzuschalten. Von den vier Lautsprechern (davon zwei statische Hochtonlautsprecher) sind zwei dynamische Rundlautsprecher (200 und 175 mm Ø) an der gemeinsamen Schallwand in einem bestimmten Abstand angeordnet. Beide Lautsprecher übertragen praktisch das gesamte

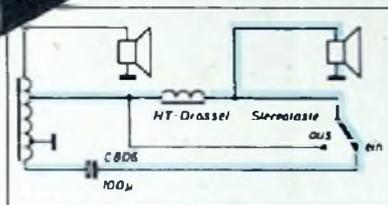


Schaltung der Endstufe mit Klangregister des „Virginia“ von Blaupunkt

Empfänger-Schaltungen

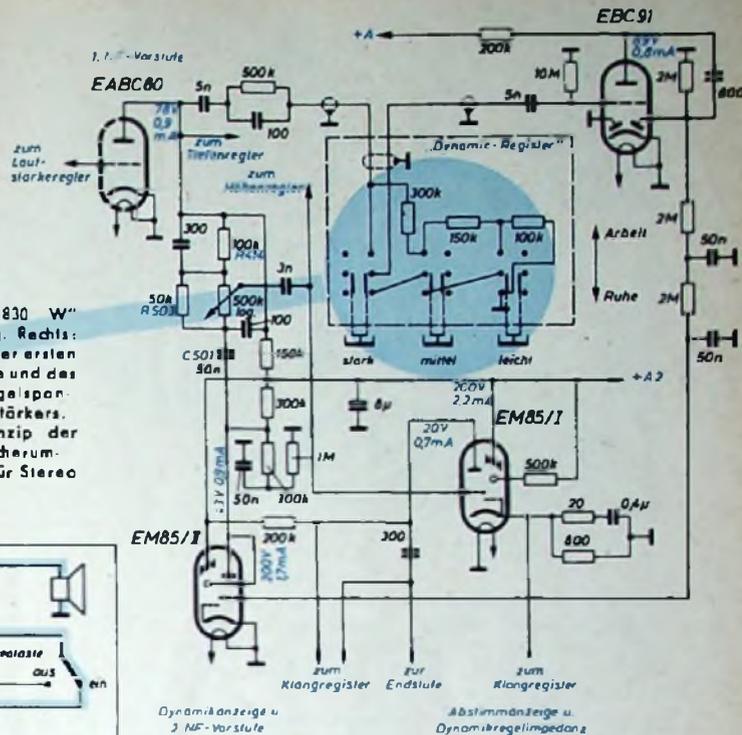


„Dynamic 830 W“ von Körting. Rechts: Schaltung der ersten NF-Vorstufe und des Dynamikregelspannungsverstärkers. Unten: Prinzip der Lautsprecherumschaltung für Stereo



Frequenzband mit gleicher Leistung und werden unterhalb einer bestimmten Übergangsfrequenz mit gleicher Phasenlage betrieben, um Kurzschluß der tiefen Frequenzen zu vermeiden. Oberhalb dieser Übergangsfrequenz kann wahlweise mit gleichphasiger oder gegenphasiger Speisung gearbeitet werden. Bei gegenphasiger Speisung (nach Betätigung der mit „Stereo“ bezeichneten Taste) bilden sich scheinbar außerhalb des Gehäuses Schallzentren aus, die der Hörer als solche lokalisiert und die bei ihm den Eindruck erwecken, daß das Volumen der Schallquelle beträchtlich vergrößert worden ist. Bei gleichphasiger Speisung liegt die Schallquelle infolge der scharfen Bündelung in der Mitte zwischen den beiden Lautsprechern. Bei Stereo-Betrieb tritt dagegen eine stark seitlich gestreute Abstrahlung der Schallwellen auf. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, daß die Hauptrichtung

der Gesamt-Schallabstrahlung, die auch bei jeder Originaldarbietung gegeben ist, nicht gestört wird. Der hierzu notwendige Schaltungsaufwand ist gering und erfordert außer der Umschalttaste nur den zusätzlichen Kondensator C 806 und eine Hochton-Drossel. Obwohl bei Stereo-Betrieb ein Serienresonanzkreis parallel zur Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers liegt, von dessen heißem Punkt aus der zweite Lautsprecher gespeist wird, erhält dieser Lautsprecher dennoch im gesamten Frequenzbereich die gleiche Leistung zugeführt wie im normalen Betrieb.



Dynamikanzeige u. 3. NF-Vorstufe
Abstimmanzeige u. Dynamikregelimpedanz

K. A. WILK, Telefunken GmbH

UKW-Mischteil in Kleinausführung für gedruckte Schaltung

Nach Darlegung der Gründe, die zur Entwicklung spezieller UKW-Bausteine führten, werden die besonderen Gesichtspunkte, die durch Einführung der gedruckten Schaltung an diese Bauteile gestellt werden, erörtert. Im Anschluß daran werden die Konstruktion und die Funktion der Schaltung des neuen kleinen UKW-Eingangs- und Mischteils der Fa. Telefunken beschrieben.

Bereits seit einigen Jahren werden in den meisten in Deutschland gefertigten AM/FM-Rundfunkempfängern für die UKW-Eingangsschaltung speziell entwickelte und getrennt vom übrigen Gerät hergestellte Baugruppen bevorzugt. Der Grund hierfür liegt darin, daß sich die Forderungen nach guter mechanischer und elektrischer Qualität, Strahlungsfreiheit und geringen Fertigungsstreuungen sicherer erfüllen lassen, wenn man diese verhältnismäßig komplizierten Schaltungen als Baugruppen fertigt. Vielfach sind derartige UKW-Bausteine so ausgelegt, daß sie unverändert in die verschiedensten Rundfunkgerätypen eingesetzt werden können. Zum Beispiel hat Telefunken bisher in allen seinen

Inlandtypen den gleichen UKW-Mischteil, seit mehreren Jahren in seiner Grundkonstruktion nahezu unverändert, verwendet und vertreibt darüber hinaus diesen Baustein in großen Stückzahlen an in- und ausländische Abnehmer. Dank der großen Stückzahl ist eine außerordentlich rationelle Fertigung möglich, so daß der für die spezielle Baugruppe notwendigerweise größere Aufwand weitgehend ausgeglichen wird. Außerdem ist es möglich, sich besserer Fertigungs- und umfassenderer Prüfmethoden zu bedienen, so daß diese Baugruppen die Fließbänder mit außerordentlich guter Qualität verlassen.

Bedingt durch den wachsenden Bedarf an Konsumgütern, zu denen die Erzeugnisse der Rundfunkindustrie gerechnet werden müssen, ergibt sich die Notwendigkeit einer steigenden Rationalisierung der Fertigung mit dem Ziel, bei gleichem Arbeitsaufwand mehr Produkte mit nach Möglichkeit besserer Qualität zu fertigen. Weil die Technik der gedruckten Schaltungen Möglichkeiten der Rationalisierung durch Automatisierung von Arbeitsgängen bietet, wird man sich in der Rundfunkindustrie ihrer bedienen.

Bei der gedruckten Schaltung werden die Leitungen nach einem Druckverfahren auf eine

im allgemeinen ebene Trägerplatte aus Isoliermaterial aufgebracht. Hierzu benutzt man ein Klischee, das in allen Einzelheiten das gewünschte Leitungsbild, je nach dem verwendeten Verfahren als Positiv oder Negativ, enthält. Die so hergestellten Schaltungen sind unter sich genau gleich. Die Trägerplatte für die gedruckten Leitungen wird gleichzeitig als Träger für die Bauteile benutzt. Die elektrische und mechanische Verbindung der Bauteile mit den Leitungen wird im allgemeinen durch Tauchlötungen maschinell hergestellt.

Die Bauelemente verschiedener Fabrikats für gedruckte Schaltungen, wie Widerstände, Kondensatoren und natürlich auch hierfür hergestellte Baugruppen, müssen nicht nur, wie bisher gewohnt, in ihren elektrischen Werten übereinstimmen, sondern auch gleiche geometrische Maße haben, damit sie immer in die vorgesehenen Stellen der gedruckten Schaltung passen. Im Interesse einer wirtschaftlichen Ausnutzung der auf einer gedruckten Schaltung zur Verfügung stehenden Montagefläche sollen diese Teile klein sein. Vor allem gilt das für ihre Grundflächen, die wegen der Tauchlötung mit den Anschlußlötlötungen versehen sein müssen. Man bevorzugt für gedruckte Schaltungen Bauteile, die — gleiches Volumen vorausgesetzt — kleine Grundfläche und große Höhe haben. Handelt es sich um Baugruppen, die ihrerseits aus solchen Einzelteilen bestehen, so ist zusätzlich zu fordern, daß eine eventuell an ihnen notwendige Reparatur ohne Auslöten aus der gedruckten Schaltung möglich sein soll. Deshalb muß sich eine Abschirmung, die gegebenenfalls aus elektrischen Gründen um die Baugruppe angebracht ist, ohne Auslöten der Baugruppe aus der gedruckten Schaltung öffnen lassen. Zusammengefaßt stellt die gedruckte Schaltungstechnik folgende Forderungen an die Bauteile:

1. Gleiche geometrische Abmessungen im Interesse der Austauschbarkeit,
2. kleines Volumen,
3. kleine Grundfläche,
4. alle Anschlüsse, die zum Tauchlöten geeignet sind, sollen auf der Grundfläche liegen,
5. die Abschirmung muß ohne Auslöten aus der gedruckten Schaltung entfernbar sein.

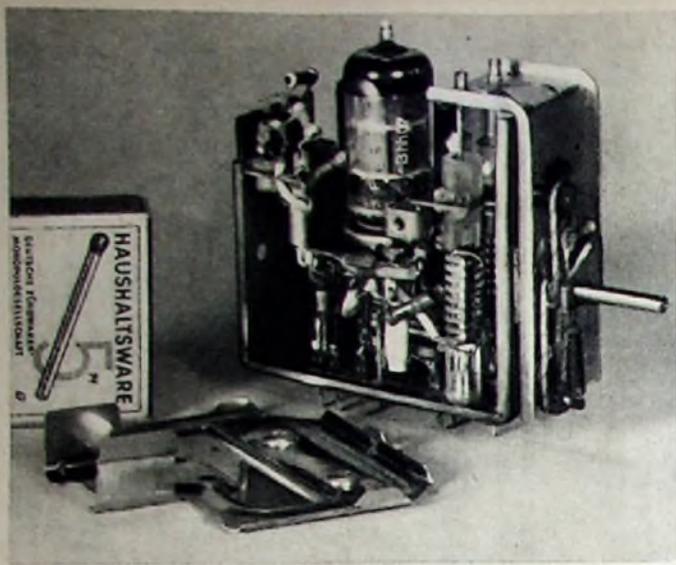


Bild 1. Ansicht des UKW-Mischteiles in Kleinschaltung (Telefunken)

Bild 2 (unten) Größenvergleich zwischen den beiden Telefunken-Mischteilen; links = Normalausführung (Grundfläche 45 cm², Volumen 260 cm³), rechts = Kleinschaltung (Grundfläche 25 cm², Volumen 210 cm³)

die Leistungsanpassung optimal ist. Hierzu ist ein x -Wert von 0,25 erforderlich. Die Herstellung der für die Zwischenbasisschaltung notwendigen Anzapfung des Gitterkreises durch Kapazitäten (C 3 und C 5) statt durch einen Spulenabgriff wurde deshalb gewählt, weil hierdurch das Austreten von Oszillatoroberwellen in den Antennenkreis wirksam erschwert wird. Oszillatoroberwellen werden über die Kapazitäten zum Chassis kurzgeschlossen. Die UKW-Vorstufe ist, um

Diese Forderungen werden sich nicht immer hundertprozentig erfüllen lassen, man muß ihnen aber, will man die gedruckte Schaltung sinnvoll anwenden, größte Aufmerksamkeit schenken.

Zum Neuheitstermin hat Telefunken sein Kleingerät „Jubiläte“ mit einer gedruckten Schaltung als „Jubiläte B“ auf den Markt gebracht. Hierfür wurde eigens ein neuer kleiner UKW-Mischteil entwickelt, bei dem die oben angestellten Überlegungen weitgehend verwirklicht sind (Bild 1).

Ein Größenvergleich mit der bisherigen Ausführungsform, wie sie in den übrigen Telefunken-Geräten verwendet wird, zeigt, inwieweit die angestrebte Miniaturisierung erreicht wurde (Bild 2). Der neue Mischteil hat eine um 45 % kleinere Grundfläche und ein um 20 % kleineres Volumen. Dabei ist die Bauhöhe nicht größer als beim alten Mischteil.

Die elektrische Schaltung, die mit einigen Änderungen, hauptsächlich das Variometer betreffend, von dem alten Mischteil übernommen wurde, ist innerhalb eines 3 cm breiten

ist. Die gesamte Abstimmvorrichtung wird erst nach Fertigstellung der Schaltung aufgesetzt. Die elektrischen Anschlüsse mit Ausnahme der für die Dipolzuleitungen erfolgen über Lötlösen auf der Unterseite. Bei Einbau in das „Jubiläte“-Gerät werden die Verbindungen mit der gedruckten Schaltung tauchverlötet.

Der Mischteil ist in normaler Verdrahtungstechnik, also mit Einzellötung, hergestellt. Von der Verwendung einer gedruckten Schaltung wurde Abstand genommen, da diese keinen Vorteil gebracht hätte, zumal die am Markt befindlichen Plattenmaterialien noch nicht die bei UKW aus elektrischen Gründen erwünschte Qualität aufweisen.

Die Schaltung sowie die technischen Daten können Bild 3 entnommen werden. Der Mischteil ist mit der ECC 85, der deutschen Stan-

Selbsterregung zu vermeiden, neutralisiert. Dazu dient die weitgehend frequenzunabhängige Brückenschaltung mit den Kapazitäten C 3, C 5, C 11, C₀₈. Hierdurch wird also auch etwa an der Anode der HF-Röhre vorhandenen Resten der Oszillatordröhre Spannung der Weg zur Antenne versperrt. Die Verstärkung der Vorröhre läßt sich durch Zuführung einer Regelspannung herabsetzen. Hierdurch vermindert sich beim Empfang starker Sender die Gefahr einer Übersteuerung der Mischstufe.

Die Oszillatorschaltung ist in Meißner-Schaltung mit lose an die Anode angekoppeltem Oszillatorabstimmkreis ausgeführt, eine Schaltung, die auch bei Schwankungen der Betriebsbedingungen, etwa Netzspannungsschwankungen, frequenzstabil ist. Die durch Betriebsspannungsschwankungen vornehmlich bewirkte Änderung der Eingangskapazität der Oszillatordröhre hat wegen der losen Ankopplung des Oszillatorkreises an die Röhre nur eine vernachlässigbar kleine Frequenzänderung zur Folge.

Die Oszillatordröhre wird gleichzeitig als additiver Mischer verwendet. Sie setzt die UKW-Empfangsfrequenz auf die Zwischenfrequenz 10,7 MHz um. Die Ankopplung der verstärkten HF-Spannung auf das Gitter der Mischröhre erfolgt durch eine kapazitive Brückenschaltung. So wird einerseits nur ein kleiner Restteil der am Gitter der Oszillatordröhre stehenden Oszillatordröhre an den Anodenkreis der HF-Röhre gelangen und andererseits ein Mitziehen der beiden Kreise verhindert. Durch Rückkopplung über C 15 wird der wirksame Innenwiderstand der Mischstufe auf etwa 100 k Ω erhöht, so daß sich eine Betriebsdämpfung für den ersten Zwischenfrequenzkreis von etwa 1,7 ... 2 % ergibt.

Sowohl der UKW-Anodenkreis der Vorstufe als auch der Oszillatorkreis werden mit Variometer auf die gewünschte Empfangsfrequenz abgestimmt. Bei richtiger Dimensionierung, Eichung und Überwachung der festgelegten Toleranzen in der Fertigung erfüllt die Variometerabstimmung alle vernünftigerweise an die Eichgenauigkeit eines Rundfunkempfängers stellbaren Forderungen. Sie hat gegenüber der Drehkondensator-Abstimmung den wesentlichen Vorteil, Kreise mit kleineren Parallelkapazitäten zu ermöglichen. Dadurch lassen sich höhere Resonanzwiderstände erreichen, und die Verstärkung steigt. Außer-

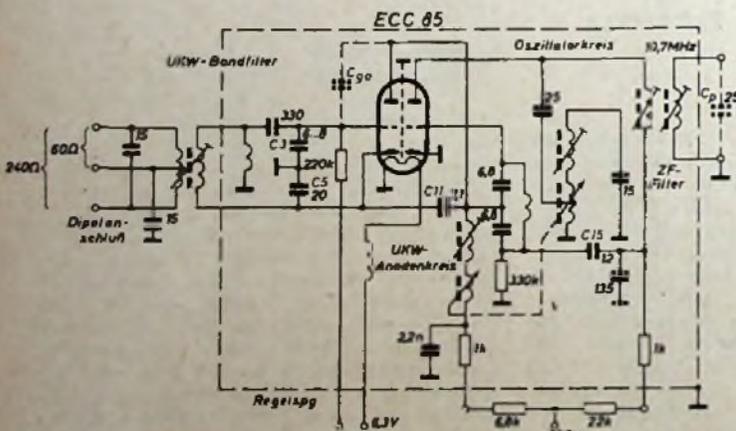
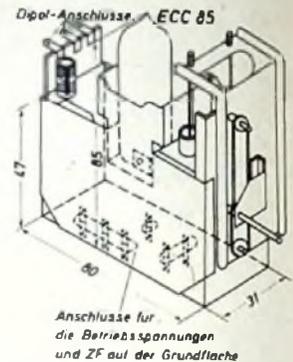
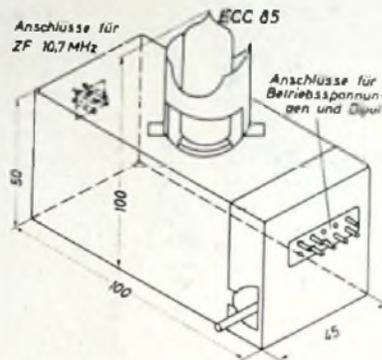


Bild 3. Schaltung des Mischteiles

Technische Daten

- Bereich: 87,2 ... 100,2 MHz
- Rauschzahl: 2,5 kT
- Mittlere Verstärkung: 900 bei R_e = 60 Ohm
- Spiegelselektion: > 32 dB
- Frequenzkonstanz: Mittel \pm 0, garantierter Wert \leq \pm 30 kHz
- Störstrahlung geringer als die zulässigen Werte der Deutschen Bundespost, Sicherheitsabstand im Mittel 8 dB

verschweißten Rahmens aus verkupferten Eisenblech untergebracht, der mit zwei seitlichen Abschirmblechen elektrisch geschlossen werden kann. Diese beiden Seitenbleche, die auch gleichzeitig die Röhre abschirmen, können durch Lösen je einer Schraube entfernt werden. Sie sind aus Aluminiumblech gezogen und mechanisch gleich ausgeführt, ein für die Fertigung wesentlicher Gesichtspunkt. Die Abstimmung erfolgt über einen mit einem Seil verstellbaren Schlitten, der mit Zapfen in der schmalen Stirnwand des Eisenrahmens geführt

dardröhre für UKW-Eingangs- und Mischstufen, bestückt, von der das erste System für die UKW-HF-Verstärkung, das zweite für den selbstschwingenden additiven Mischer benutzt wird. Die UKW-Vorstufe ist mit einem auf das Empfangsband 87 ... 100 MHz fest abgeglichenen Bandfilter ausgerüstet und als Zwischenbasisschaltung ausgeführt. Das Anzapfverhältnis x wird durch kapazitive Aufteilung der am Gitterkreis liegenden HF-Spannung hergestellt, wobei die Dimensionierung so vorgenommen ist, daß bei Leistungsanpassung

dem ist sie im Schaltungsaufwand geringer. Der Abgleich der UKW-Variometer im hier vorliegenden Mischteil erfolgt durch Einstellen der Serienspule mit Hilfe der Abgleichkerne und der Grundstellung der Abstimmkerne. Damit ist ein genauer Abgleich auf zwei Frequenzen, also ein Zweipunktabgleich, möglich (Bild 4). Da Serien- und Abstimmkerne auf demselben Spulenkörper als fortlaufende Spule gewickelt sind, ergibt sich herstellungsmäßig eine besonders wirtschaftliche Lösung. Die mit dem Variometer einstellbare Abstimmvariation ist

$$\frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{L_0 + \Delta L}{L_0}} = \sqrt{1 + \frac{\Delta L}{L_0}} \quad (1)$$

Hierbei ist L_0 die Grundinduktivität, die sich als Summe der Zuleitungsinduktivität L_z der mit dem Abgleichkern eingestellten In-

Eine neue Röhre für Video-Endstufen

PCL 84

Diese neue Röhre ist der beim heutigen Stand der Schaltungstechnik bestmögliche Kompromiß zwischen Aufwand und Leistung. Wegen der bevorzugten Anwendung der gelasteten Regelung ist eine Triode-Pentode für Video-Endstufen besonders geeignet. Die Vorteile lassen sich aber nur bei getrennten Systemen voll ausnutzen und deshalb sind bei der PCL 84 die Kathodenanschlüsse getrennt herausgeführt. Die zusätzliche Abschirmung der Systeme gegeneinander garantiert gleichzeitig weitgehende Entkopplung beider Röhrensysteme.

Wegen ihrer großen Steilheit liefert die PCL 84 die zur Aussteuerung der Bildröhre erforderliche Video-Ausgangsspannung schon bei niedrigen Anodenwiderständen. Die I_a/U_a -Kennlinie ist in einem großen Aussteuerbereich linear, so daß die Gradationsverzerrungen gering bleiben. Wegen der großen Verstärkungsreserve läßt sich zusätzlich zur weiteren Linearisierung der Kennlinie eine Gegenkopplung anwenden. Bei Speisespannungen zwischen 170 und 220 V sind keine Widerstände in der Schirmgitter- oder Kathodenzuleitung erforderlich, lediglich bei Gleichstromkopplung kann die Schirmgitterverlustleistung bei kleinen Gitterspannungen überschritten werden.

Die Bilder 1 bis 3 zeigen die Aussteuerverhältnisse bei den verschiedenen Kopplungsarten. Die Wirkung einer frequenzabhängigen Gegenkopplung mit überbrücktem Kathodenwiderstand auf die Ausgangsspannung läßt sich durch ein zusätzliches RC-Glied (Bild 3, R_k, C_k) in der Anodenleitung ausgleichen, und zwar vollständig im ganzen Frequenzbereich, wenn $R_k \cdot C_k = R_1 \cdot C_1$ und $R_k / R_1 = S \cdot R_B$.

Vergleich der PCL 84 mit der PL 83

Beim Vergleich der PCL 84 mit anderen Video-Röhren zeigt sich, daß ein Arbeiten mit den gleichen niedrigen Anodenwiderständen wie bei der PL 83 möglich ist, jedoch bei wesentlich geringerer Stromaufnahme. Vergleicht man die Anstiegszeiten von Stufen mit PL 83 und PCL 84 bei Aussteuerung mit Rechteckimpulsen, so ergibt sich, daß die bei der PL 83 mit $R_a = 2,2 \text{ k}\Omega$ erreichbaren Anstiegszeiten bei der PCL 84 bei gleicher Verstärkung mit $R_a = 2,7 \text{ k}\Omega$ erreicht werden. Wünscht man besonders kleine Anstiegszeiten, dann läßt sich die gleiche Videospannung bei der PCL 84 auch noch mit $R_a = 2,4 \text{ k}\Omega$ erreichen.

Dimensionierung einer Video-Endstufe

Das Schaltbild einer Video-Endstufe mit getasterter Schwarzsteuerung zeigt Bild 4. Die Video-Endröhre arbeitet mit einem Anodenwiderstand von $3,3 \text{ k}\Omega$ und Parallel-Serien-Kompensation. Zusätzlich ist zum Unterdrücken des Tones im Bild ein 5,5-MHz-Saugkreis vorhanden, der gleichzeitig zum Auskoppeln des Tones dient. Die Gittervorspannung wird am nicht überbrückten Kathodenwiderstand von $33 \text{ }\Omega$ erzeugt. Bei dem hier benutzten niedrigen Anodenwiderstand kann es zweckmäßig sein, nur mit Anodenkompensation zu arbeiten und auf die Kompensation des Gitterkreises zu verzichten.

Bild 4. Schaltung der Video-Endstufe mit getasterter Schwarzsteuerung bei Verwendung der PCL 84

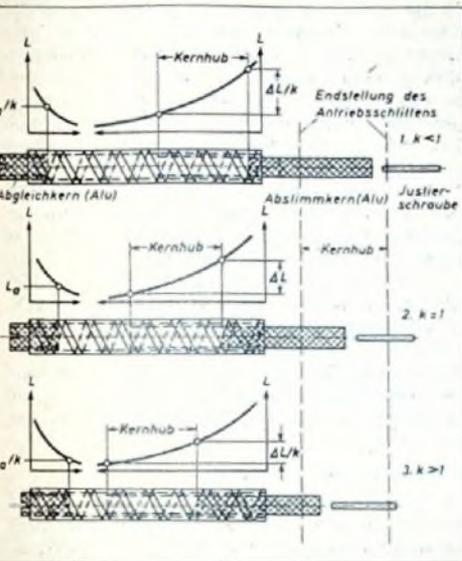
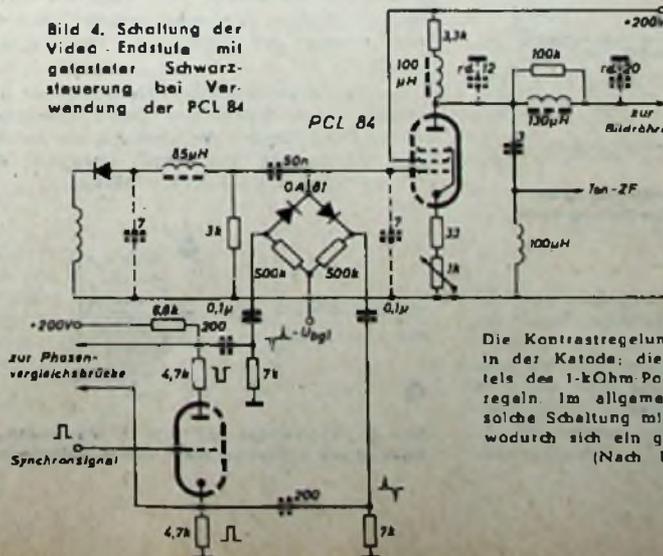


Bild 4. Schematische Darstellung der Wirkungsweise des Variometers

duktivität L_a und der der Anfangsstellung des Abstimmkernes entsprechenden Induktivität L_v ergibt.

$$L_0 = L_z + L_a + L_v \quad (2)$$

Das Variometer selbst ist so dimensioniert, daß sich, bezogen auf gleichen mechanischen Hub, eine mit der Anfangsstellung regelbare L -Variation ΔL ergibt. Hierdurch ist es innerhalb festgelegter Toleranzen möglich, sowohl Fertigungsstreuungen der Kreiskapazität als auch des Variometers selbst auszugleichen. Weicht beispielsweise die Kreiskapazität C' von dem Sollwert C_0 um den Faktor k ab,

$$C' = kC_0$$

so muß, um die Abgleichfrequenz f_2 zu erhalten, L_0 auf $L' = L_0/k$ nachgestimmt werden. Da nach Gl. (2) die Grundinduktivität L_0 sich sowohl durch den Abgleichkern als auch durch den Abstimmkern regeln läßt, die Absolute- L -Variation jedoch mit der Anfangsstellung des Abstimmkernes verändert werden kann, ist es durch wechselseitige Einstellung von Abgleichkern und Abstimmkern möglich, sowohl das für f_2 notwendige $L' = L_0/k$ als auch die für die Abstimmung auf f_1 notwendige L -Variation $\Delta L/k$ abzugleichen. Zwischen den Abgleichfrequenzen f_1 und f_2 und an den Bereichsenden wird die Abstimmkurve von der Eichkurve abweichen. Die Toleranzen der Bauteile sind den als zulässig anzusehenden Eichabweichungen angepaßt.

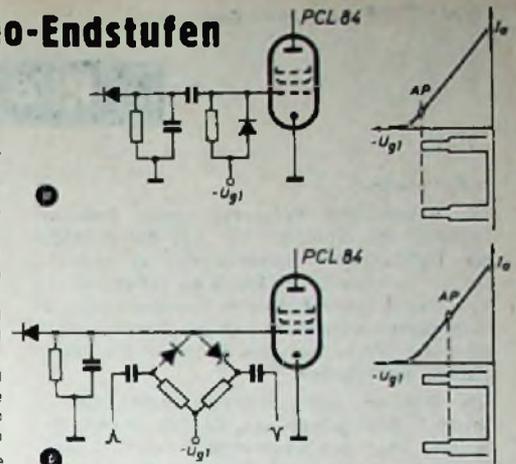


Bild 1. a = Schwarzpegelkonstanthaltung mit Niveau-Diode; Arbeitspunkt AP im unteren Bereich der Kennlinie. b = Schwarzpegelkonstanthaltung mit getasterter Schwarzsteuerung; Arbeitspunkt AP liegt etwas höher. Aussteuerbereich für beide Schaltungen etwa bis $U_{G1} = -0,8 \text{ V}$

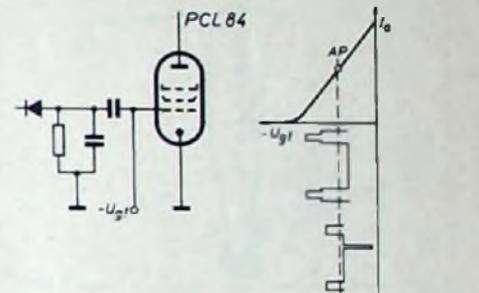


Bild 2. Antkopplung über RC-Glied. Mittelwert des Eingangssignals fällt mit dem durch $-U_{G1}$ festgelegten Arbeitspunkt AP zusammen; Grenze des Aussteuerbereiches bei $U_{G1} = -1,3 \text{ V}$

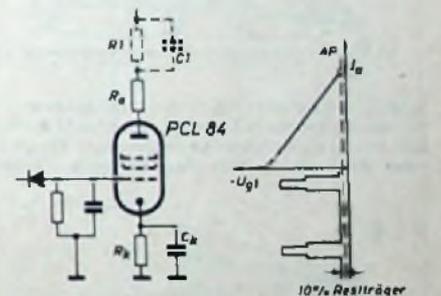


Bild 3. Gleichstromkopplung. Theoretisch Aussteuerung bis $U_{G1} = -0,8 \text{ V}$ möglich; wegen Überschreitung der Schirmgitterverlustleistung ist Schirmgittervorwiderstand oder Mindestwert für Widerstand in der Kathodenleitung erforderlich

Im Gitterkreis liegt ein Tiefpaßfilter zum Unterdrücken der Zwischenfrequenz und ihrer Oberwellen. Die symmetrischen Impulse für die getastete Schwarzsteuerung stehen in der Phasenvergleichsschaltung für die Horizontal-Synchronisierung zur Verfügung, und durch entsprechende Differenzglieder erhält man die richtige Phase und Breite der Schaltimpulse.

Die Kontrastregelung erfolgt bei dieser Schaltung in der Kathode; die Videospannung läßt sich mittels des 1-k-Ohm-Potentiometers um den Faktor 10 regeln. Im allgemeinen wird man jedoch eine solche Schaltung mit getasterter Regelung auslegen, wodurch sich ein größerer Regelbereich ergibt.

(Nach Unterlagen der Valvo GmbH)

Radaranennen

1. Allgemeines

Ein wesentlicher Bestandteil jeder Radaranlage ist die Antenne. Sie hat die Aufgabe, die hochfrequente Sendenergie zu bündeln, ihr die gewünschte Richtung zu geben und die von einem Ziel reflektierte Energie wieder zu empfangen. Außerdem muß sie Informationen über die Winkellage des Zieles an die Radaranlage weitergeben.

Die Eigenart jeder Antenne drückt sich in ihrem Richtdiagramm aus, das die Energieverteilung über den Raumwinkel darstellt. Hierbei ist die Leistung als Funktion des Winkels aufgetragen. Aus dem Richtdiagramm erhält man also Aussagen über Form, Bündelung (Halbwertbreite) und Nebenzipfeldämpfung.

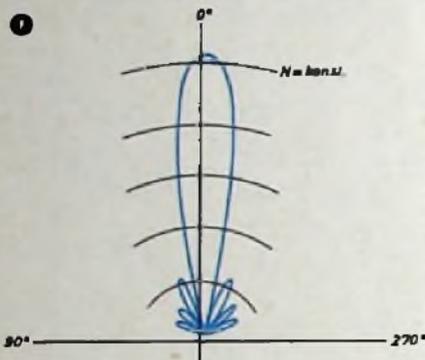


Bild 1. Keulenförmiges Richtdiagramm einer Radarantenne



Bild 2. Elevations-(Höhenwinkel-)Diagramm einer Rundsuch-(Übersichts-)Anlage. Es entsteht durch die Überlagerung mehrerer keulenförmiger Diagramme oder durch einen besonders geformten Reflektor

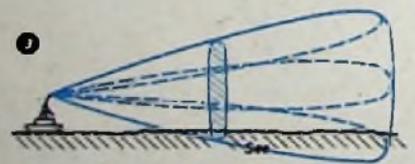


Bild 3. Sektordiagramm für un-stabilisierte Schiffsradar-Anlagen

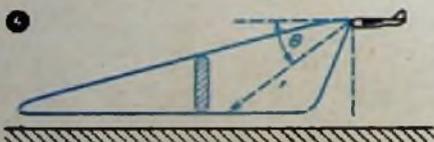


Bild 4. Oberflächen-Rundsuchdiagramm für Flugzeugantennen (cos²-Diagramm)

1.1 Diagrammform

Die übliche Form des Richtdiagramms ist die Keule (Bild 1). Sie wird für die Ebene der Antenne bevorzugt, in der man genaue Aussagen über die Lage eines Zieles erhalten will. Abweichende Formen ergeben sich, wenn in einer Ebene die Antennenabstrahlung einen bestimmten Bereich sicher überdecken soll. In diesem Fall kann zwar über das Vorhanden-

sein eines Zieles in dieser Ebene eine Aussage gemacht werden, eine genaue Ortung ist jedoch unmöglich (Bilder 2 ... 4).

1.2 Diagrammbreite (Bündelung) Der Begriff der Bündelung bezieht sich nur auf die Hauptkeule. Er gibt eine Aussage über die Winkelauflösung der Antenne. Man unter-

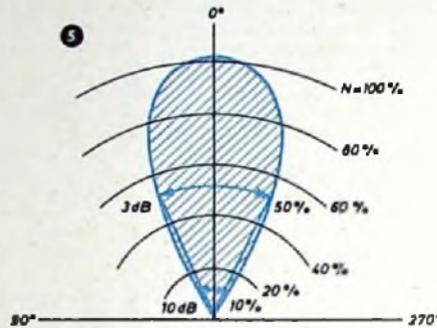


Bild 5. Die Halbwert- und 10-%-Breite eines Antennendiagramms

scheidet zwei besondere Punkte des Antennendiagramms: die Halbwertbreite (3 dB) und die 10-%-Breite (10 dB, Bild 5).

1.3 Nebenzipfeldämpfung

Die Ausführung der Antenne bedingt eine mehr oder weniger große Anzahl von Nebenzipfeldern. Das Verhältnis der Hauptkeulenamplitude zu Nebenzipfeldamplitude ist die Nebenzipfeldämpfung. Sie soll bei Radarantennen in der Größenordnung von 20 dB liegen. Diese Dämpfung ist notwendig um Fehlinformationen zu vermeiden und um möglichst viel Sendenergie in der Hauptkeule zu erhalten.

1.4 Diagrammschwenkung

Die Aufgabenstellung zwingt in den meisten Fällen dazu, das Antennendiagramm zu bewegen. Das kann durch mechanische Drehung der Antenne, des Erregersystems oder des Reflektorsystems erfolgen. Ferner ist es möglich, durch Phasenänderung der Einspeisung von Reihenstrahlern eine Schwenkung über einen gewissen Sektor des Raumes zu erreichen.

1.5 Polarisation

Im allgemeinen behalten die Feldvektoren die Ebene bei, mit der sie die Antenne verlassen (lineare Polarisation). Um jedoch den störenden Einfluß des Regens auf Radargeräte zu vermindern, verwendet man auch die zirkulare Polarisation. Versuche ergaben, daß der Energieverlust bei Regen auf zwei Wegen eintritt:

a) Der Regen absorbiert die Hochfrequenz und wandelt sie in Wärme um. Diese Absorption ist eine Funktion der Wellenlänge. Sie beträgt bei $\lambda = 3$ cm und Sprühregen etwa 0,01 dB/cm und bei starkem Regen 1 dB/km.

b) Die kugelförmigen Tropfen reflektieren die Energie, und man erhält ein dem Rauschen ähnliches Echo.

Das kann besonders bei Zielen mit kleiner Rückstrahlfläche sehr störend sein, da dann das Zielecho im Regenecho verschwindet. Hier bietet die Zirkularpolarisation einen Ausweg.

Bei der zirkular polarisierten Welle dreht sich der Feldstärkevektor laufend. Dabei bleibt jedoch sein Betrag konstant. (Ändert sich dieser Betrag, so hat man eine elliptisch polarisierte Welle.) Da Regentropfen kugelförmig sind, hängen die Amplitude und die Phasenlage der Reflexion nicht von der Richtung ab, in der die einfallende Welle polarisiert ist. Wird eine Kugel von einer zirkular polarisierten Welle getroffen, so ist die reflektierte Welle ebenfalls zirkular polarisiert. Lediglich der Drehsinn des Vektors hat sich umgekehrt. Zirkularpolarisatoren an Antennen sind nun so beschaffen, daß ein Echo, das den entgegengesetzten Drehsinn wie das ausgesandte Signal hat, nicht vom Antennenerregersystem aufgenommen wird. Trifft eine zirkular polarisierte Welle jedoch einen nicht kugelförmigen Körper, so wird die reflektierte Welle elliptisch polarisiert, d. h., sie hat neben der zirkularen noch eine lineare Komponente. Da das Erregersystem nur die lineare Komponente aufnimmt, ergibt sich dadurch eine teilweise Unterdrückung des Regenechos gegenüber dem Zielecho. Die erreichbare Verbesserung liegt bei rund 14 dB. Nach amerikanischen Messungen vermindert sich aber die Reichweite der gesamten Anlage bei zirkularer Polarisation um etwa 35 %.

2. Erreger und Reflektoren

Da man in der Radartechnik ein stark gebündeltes Antennen-Raumdiagramm benötigt, verwendet man meistens neben dem primären Strahler, dem Erreger, noch einen sekundären Strahler, einen Reflektor. Daraus ergibt sich eine Aufgliederung des Antennenaufbaues in Erregersysteme und Reflektoren.

2.1 Erregersysteme

Für die Erregersysteme nimmt man als Berechnungsgrundlage im allgemeinen die Punktquelle oder den Halbwellendipol an. Um Phasenfehler kleinzuhalten, ist es wünschenswert, daß die Wegdifferenz auf einer Kugeloberfläche um die Quelle $\pm \lambda/16$ nicht übersteigt.

Der Anpassungsfehler zwischen Erregersystem und Speisesystem ist kleiner als $m = 1,4$ zu halten. Bei Verwendung von Erregersystemen in größeren Höhen ist zu beachten, daß infolge des geringen Luftdrucks die Durchbruchfeldstärke abnimmt. Bei Radaranlagen mit höheren Leistungen kann man die Speiseführung auch künstlich unter Druck setzen, um die gleichen Verhältnisse wie in Bodennähe zu haben.

Die einfachste Antennenform ist der Halbwellendipol, bei dem beide Arme den gleichen Strom führen. Er läßt sich leicht an eine Parallelleitungsleitung anpassen (Bild 6).

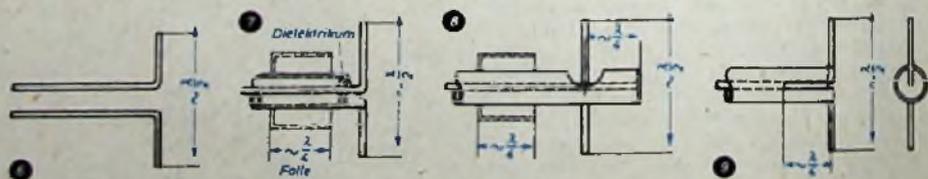


Bild 6. Halbwellendipol. Bild 7. Asymmetrischer Halbwellendipol. Bild 8. Asymmetrischer Halbwellendipol mit fester, metallischer Befestigung des Mittelleiters. Bild 9. Schlitzsymmetrierter Dipol

Zum Anschluß eines Halbwelldipols an eine koaxiale Speiseleitung wählt man besondere Ausführungsformen. Der Dipol wird dabei auf dem Außenleiter mit einer sogenannten Falle versehen, die etwa $\lambda/4$ lang ist und zur Entkopplung der Zuleitung von der Dipolmantelwelle dient. Die Befestigung des Innenleiters erfolgt in diesem Falle durch ein Dielektrikum (Bild 7). Aus mechanischen Gründen verlängert man oft den Mittelleiter um $\lambda/4$ und kann ihn dann mit dem Außenmantel metallisch fest verbinden, ohne die Welle kurzzuschließen (Bild 8). Im Gegensatz zur ersten Ausführung wird hierbei dem Dipolfeld das Feld der offenen Koaxialleitung nicht überlagert. Diese Überlagerung könnte im Zusammenwirken mit einem Parabolspiegel zu einem „Schielen“ der Antenne führen.

Eine weitere Ausführungsform des Halbwelldipols zum Anschluß an eine Koaxialleitung stellt der schlitzsymmetrierte Dipol dar (Bild 9), bei dem man das geschlitzte Stück der Koaxialleitung als Dreidraht-Parallelleitung auffassen kann. Die Wirkungsweise dieses Dipols läßt sich auch durch die Überlagerung von zwei Wellenbildern in der Zuleitung (Koaxial- und H_{11} -Welle) erklären. Dabei liegt das Verbindungsstück zwischen Mittel- und Außenleiter an einer Stelle, an der der elektrische Feldvektor Null ist. Die H_{11} -Welle kann man sich durch die Schlitz- oder durch die Verbindung Mittelleiter—Mantel erzeugt denken.

Auch einen Hohlleiter kann man zur Erregung eines Dipols verwenden. Der Dipol steht in diesem Falle parallel zum elektrischen Feldvektor und ist auf einer Platte montiert, die symmetrisch zur Öffnung des Hohlleiters liegt (Bild 10). Die Anspitzung der Öffnung wirkt dabei als Anpassungsstück. Hier bietet sich die Möglichkeit, durch mehrere Dipole auf der Platte das Diagramm (Vor/Rückwärtsverhältnis und Richtwirkung) zu beeinflussen.

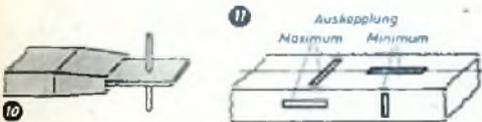


Bild 10. Hohlleitergespeister Dipol. Bild 11. Schlitzstrahler

Benutzt man einen Hohlleiter als Speiseleitung der Antenne, so ist es naheliegend, auch die Antenne als Hohlleiter auszubilden. Bringt man in einem Hohlleiter Schlitz so an, daß sie von den Mantelströmen im Innern des Hohlleiters geschnitten werden, dann wird das innere Feld teilweise ausgekoppelt. Der Grad der Auskopplung läßt sich durch Größe und Winkellage der Schlitz bestimmen. Ein in Richtung der Stromläden angeordneter Schlitz koppelt fast nichts aus (Meßleitung), während ein senkrecht dazu liegender maximale Auskopplung ergibt (Bild 11).

Legt man den Schlitz parallel zu den Stromläden, so kann man mittels in der Nähe angeordneter Sonden das Feld im Innern des Hohlleiters so verändern, daß auch in diesem Falle Energie ausgekoppelt wird. Dadurch ergibt sich eine einfache Möglichkeit, die Größe der ausgekoppelten Energie zu bestimmen.

Eine weitere, sehr verbreitete Form des Erregersystems ist der Hornstrahler, der durch trichterförmige Erweiterung eines Hohlleiters entstanden ist. Durch den Hornstrahler erreicht man sowohl eine Anpassung des Hohlleiters an den freien Raum als auch ein gewisses Richtdiagramm. Je nachdem, wie sich der Hohlleiter erweitert, unterscheidet man E-Horn, H-Horn, pyramidenförmiges Horn und Compoundhorn (Bilder 12 ... 15).

Eine besondere Form ist der Trapezoid-Hornstrahler. Er besteht aus einem H-Horn, an das sich zwei parallele trapezförmige Metallplatten

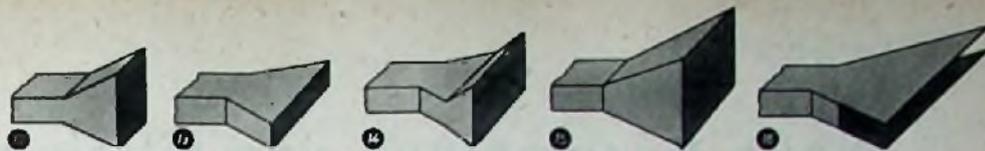


Bild 12. E-Horn (Hornstrahler in E-Ebene). Bild 13. H-Horn (Hornstrahler in der H-Ebene). Bild 14. Compound-Hornstrahler. Bild 15. Pyramidenförmiges Horn. Bild 16. Trapezoid-Hornstrahler

anschließen, die in der H-Ebene offen sind und in der E-Ebene die b-Seite des Hohlleiters beibehalten (Bild 16).

Für Meßzwecke können der E-, H- und pyramidenförmige Hornstrahler als Gewinnnormalien verwendet werden, da sich ihr Gewinn aus den geometrischen Abmessungen leicht bestimmen läßt.

2.2 Reflektoren

Die Reflektoren haben die Aufgabe, die vom Erregersystem abgestrahlte Energie in die gewünschte Diagrammform zu bringen. Alle metallischen Flächen können dazu benutzt werden. Auch Gitter- und Stabsysteme sind als Reflektoren tauglich. Die Einhaltung der errechneten Reflektoroberfläche muß auf etwa 3% der Wellenlänge genau erfolgen, damit sich keine unzulässige Diagrammverformung ergibt. Sind die Erregersysteme so ausgebildet, daß sie von sich aus schon ein scharf gebündeltes Diagramm abstrahlen, so ist die Verwendung von durchbrochenen Reflektoren nicht zweckmäßig. Da in diesem Falle die Rückwärtstrahlung scharf gebündelt austritt, können unerwünschte Reflexionen auftreten. Die übliche Form des Reflektors ist der Parabolreflektor, der einen Ausschnitt aus einem Rotationsparaboloid darstellt. Je nach der gewünschten Diagrammform (Halbwertbreite und Nebenzipeldämpfung) wird die Umhüllungskurve und damit die Apertur gewählt. Gebräuchliche Umhüllungskurven sind die Kreis-, Ellipsen-, Rechteck-, cos- und \cos^2 -Form (Bild 17). Bei den beiden letzten Formen wird meistens eine geringe Diagrammverschlechterung durch Abschneiden der spitz auslaufenden Enden in Kauf genommen.

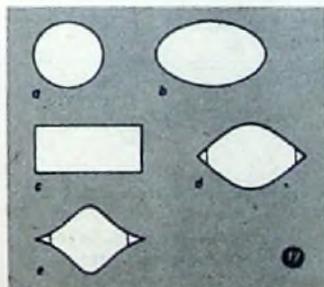


Bild 17. Apertur-Formen. a = Kreis, b = Ellipse, c = Rechteck, d = cos-Form, e = \cos^2 -Form

Benötigt man ein besonders geformtes Diagramm (z. B. \cos^2 -Form), so kann man es durch Anbringen von Zusatzblechen oder durch Verformung des Paraboloids herstellen. Da der Gewinn jedoch proportional der Antennenfläche ist, wird man die Verformung des Reflektors nur durch Aufbiegen und nicht durch Zubiegen der Paraboloidform zu erreichen suchen. Bei großen Antennen, die wegen des Winddruckes keinen geschlossenen Blechreflektor erhalten können, ist, wenn man Stäbe als reflektierende Oberfläche verwendet, darauf zu achten, daß der Erregers so angebracht ist, daß die elektrischen Feldvektoren parallel zu den Stäben stehen. Diese Ausführungsformen sind daher nicht für zirkularpolarisierende Erreger geeignet. Der Winddruck wird bei der Streifenausführung des Reflektors etwa um den Faktor 2 gegenüber der geschlossenen Form herabgesetzt.

Auch das bei verschiedenen Windrichtungen auf die Antenne wirkende Drehmoment ist gleichmäßiger. Bei einem durchbrochenen Reflektor mit quadratischen Löchern sollen die Quadratselten kleiner als $0,1 \lambda$ sein. Rechteckige flache Profile, deren Schmalseiten die Form bilden, sind als reflektierende Oberfläche geeigneter als runde Stäbe, da sich dann eine gleichmäßigere Phasenbeziehung auf der reflektierenden Oberfläche ergibt.

Eine besondere Ausführungsform des Parabolreflektors ist die sogenannte „Double-cheese“-Antenne, bei der die Sende- und die Empfangsantenne durch eine metallische Wand getrennt und in Form von zwei kurzen Zylinderparabolreflektoren übereinandergelegt sind (Bild 18).

In Verbindung mit einem Trapezoid-Hornstrahler benutzt man einen astigmatischen Parabolreflektor, der dann entsteht, wenn die Brennpunkte der beiden Hauptachsen des Reflektors nicht in einem Punkt zusammenfallen (Bild 19).

Bild 18. „Double-cheese“-Antenne (zwei übereinanderliegende Antennen, je eine für Sendung und für Empfang)

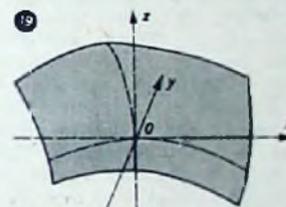


Bild 19. Astigmatischer Parabolreflektor mit trapezoid - Erreger

2.3 Linsen

Ähnlich wie in der Optik, lassen sich auch in der Hochfrequenztechnik Linsen zur Bündelung der Energie heranziehen. Diese Linsen bestehen entweder aus Dielektrikum oder aus Metallplatten. Bei konvexen Metalllinsen, bei denen die Mittelstrahlen eine Phasenverzögerung gegenüber den Randstrahlen erhalten, steht der elektrische Vektor senkrecht auf den Metallplatten, deren Abstand kleiner als die halbe Wellenlänge ist (Bild 20). Bei konkaven

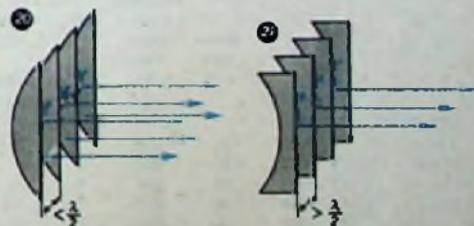


Bild 20. Konvexe Metalllinse. Bild 21. Konkave Metalllinse

Metalllinsen erhalten die Randstrahlen eine Beschleunigung gegenüber dem Mittelstrahl. Der elektrische Feldvektor steht parallel zu den Metallplatten, deren Abstand größer als die halbe Wellenlänge ist (Bild 21). Zur Verminderung der Linsendicke können sie auch als Stufenlinsen ausgeführt werden.

(Wird fortgesetzt)

Neue Germanium- und Silizium-Gleichrichter

Auf der Messe in Hannover sah man bei Telefunken neue Siliziumdioden und Zenerdioden und bei Siemens ebenfalls neue Zenerdioden. Intermetal brachte außer Zenerdioden auch Silizium-Leistungsgleichrichter heraus, und Valvo war mit einem neuen Germanium-Leistungsgleichrichter vertreten. Ebenso zeigte TeKaDe neue Germanium-Leistungsgleichrichter. Bei SAF war eine Typenreihe mit Silizium-Leistungsgleichrichtern zu sehen. Diese Firma hat außerdem ihr Programm an Germanium-Spitzendioden verbessert und neue Typenbezeichnungen eingeführt.

Während sich für HF-Zwecke seit einigen Jahren Germaniumdioden und für UHF-Zwecke auch Siliziumdioden eingeführt haben, war man bei Leistungsgleichrichtern bisher im wesentlichen auf Selengleichrichter angewiesen. Seitdem man aber die Technologie der Halbleiterelemente Germanium und Silizium beherrscht, werden auch Leistungsgleichrichter mit diesen Materialien gebaut, die gegenüber den bisherigen Trockengleichrichtern viele Vorteile haben. Gleichrichter auf Siliziumbasis können bei hohen Temperaturen (bis 150°C) betrieben werden. Sie haben den Vorteil eines besonders hohen Sperrwiderstandes, demgegenüber Germanium-Gleichrichter einen kleineren Durchlaßwiderstand haben.

Die herkömmlichen Germaniumdioden sind Spitzengleichrichter, die wegen ihrer niedrigen Eigenkapazität (1 pF und weniger) für Anwendungen bis zu höchsten Frequenzen geeignet sind. Inzwischen werden solche Gleichrichter auch als Flächengleichrichter gebaut und lassen sich überall dort verwenden, wo man bisher z. B. mit Kupferoxydulgleichrichtern arbeitete. Wegen der relativ hohen Eigenkapazität (30...50 pF) ist ihre Anwendung jedoch auf den Nieder- und Mittelfrequenzbereich beschränkt.

Besondere Vorteile bieten die neuen kleinen Silizium-Flächengleichrichter, die jetzt von verschiedenen Firmen angeboten werden. Sie können — wie alle Silizium-Bauelemente — bei Temperaturen bis etwa 150°C betrieben werden und haben einen sehr hohen Sperrwiderstand (Sperrströme < 1 µA bei 25°C). Auch ihre Kapazität ist relativ klein (5 bis 15 pF), so daß sie in vielen Fällen Röhrendioden ersetzen können. Sie sind für Sperrspannungen von einigen 100 V herstellbar.

Tab. II. Daten neuer Silizium-Kleingleichrichter (einschließlich Zenerdioden)

Firma	Typ	Spitzen-sperrspannung		Zener-spannung	Sperrstrom		Durchlaßstrom		T_j	N_V	C	R_{therm}	TK der Zener-spannung	dyn. Widerstand der Zenerkennlinie bei -5 mA
		$-U_{spA}$	$-U_x$		$-I_{sp}$	$-U_{sp}$	$+I_d$	$+U_d$						
Intermetall	Z 6/7/8	7/8/9	7/8/9		0,02	1	20	1	150	125	etwa 10	1		10...20
	Siemens	SD 8	22	> 25	0,1	22	6,5	1	150	100	<15			
		SD 10	36	> 40	0,1	36	3,6	1	150	100	<9			
		SD 12	58	> 65	0,2	58	2	1	150	100	<6,6			
		SD 14	90	>100	0,2	90	1	1	150	100	<4,7			
SD 16	145	>160	0,4	145	0,5	1	150	100	<4					
Telefunken	OA 127	20		0,5	10	10	1	175	100		1			
	OA 128	35		0,5	10	4	1	175	100		1			
	OA 129	75		0,5	10	2	1	175	100		1			
	OA 130	135		0,5	10	1	1	175	100		1			
	OA 131	230		0,5	10	0,5	1	175	100		1			
	OA 128	6...30	6...30	>0,5	1	50	1					0,1	15	

Die Silizium-Flächendioden haben im allgemeinen einen sehr scharfen Zenerknick, d. h., von einer gewissen Sperrspannung ab — der Zenerspannung — nimmt der Sperrstrom bei Spannungsänderungen von einigen zehntel Volt von Bruchteilen eines Mikroamperes bis auf mehrere Milliampere zu. Eigenschaften

und Anwendungen dieser Zenerdioden wurde bereits ausführlich behandelt¹⁾.

Als typisches Beispiel zeigt Bild 1 die Kennlinie eines Germanium-Leistungsgleichrichters (Valvo OA 31). Man erkennt, daß der Durchlaßstrom von etwa 0,5 V an sehr steil ansteigt. Der Sperrstrom ist kleiner als 50 µA. Die Kennlinien von Silizium-Gleichrichtern zeigt Bild 2. Man sieht, daß erst von etwa 1 V ab ein merklicher Durchlaßstrom fließt. Im Gegensatz zu den Germaniumdioden liegt

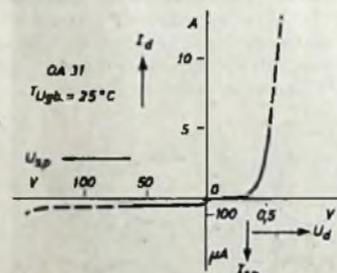


Bild 1. Kennlinie des Valvo Germanium-Leistungsgleichrichters OA 31

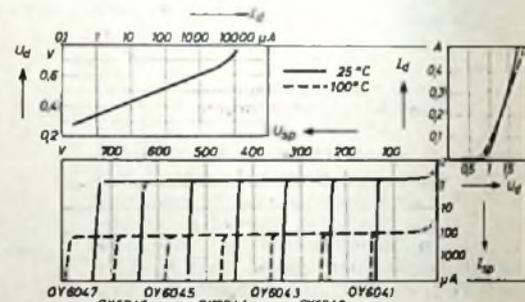


Bild 2. Kennlinien der Intermetal-Silizium-Leistungsgleichrichter

Tab. I. Daten der neuen Germanium- und Silizium-Leistungsgleichrichter

Firma	Typ	Material	Spitzen-sperrspannung		max. Richtstrom in A bei		Durchlaßstrom		Sperrstrom		T_j	N_V
			$-U_{sp}$	ohmscher Last	kapaz. Last	$+I_d$	$+U_d$	$-I_{sp}$	$-U_{sp}$	bei		
			[V]			[A]	[V]	[mA]	[V]	[°C]	[°C]	[W]
Intermetall	OY 6041	Si	100	1		0,35	1,5	0,1	100	100	150	1,5
	OY 6042	Si	200	1		0,35	1,5	0,1	200	100	150	1,5
	OY 6043	Si	300	1		0,35	1,5	0,1	300	100	150	1,5
	OY 6044	Si	400	1		0,35	1,5	0,1	400	100	150	1,5
	OY 6045	Si	500	1		0,35	1,5	0,1	500	100	150	1,5
	OY 6046	Si	600	1		0,35	1,5	0,1	600	100	150	1,5
	OY 6047	Si	700	1		0,35	1,5	0,1	700	100	150	1,5
SAF	OY 252	Si	200	0,5	0,35	0,5	1	0,5	200	100	150	
	OY 253	Si	350	0,5	0,35	0,5	1	0,5	350	100	150	
	OY 311	Si	100	1	0,4	1	1	0,5	100	100	150	
	OY 312	Si	200	1	0,4	1	1	0,5	200	100	150	
	OY 313	Si	350	1	0,4	1	1	0,5	350	100	150	
TeKaDe	G 2	Ge	150	6								
	OY 1	Ge	200		0,05							
Valvo	OA 31	Ge	75	11		3	0,5					

der Umkehrpunkt der Kennlinie (Zenerknick) im Sperrgebiet noch innerhalb der zulässigen Verlustleistung. Hierauf beruht die Anwendung solcher Dioden als Zenerdioden, z. B. zur Stabilisierung von Gleichspannungen. Die Sperrströme liegen bei 25°C Umgebungstemperatur unter 1 µA. Bei 100°C steigt der Sperrstrom auf etwa 100 µA an (gestrichelte Kurven). Interessant ist dabei, daß dieser Sperrstrom bei wenigen Volt Sperrspannung plötzlich einsetzt und dann praktisch bis zur Zenerspannung konstant bleibt.

Die Kennlinien (Bild 2) ließen die Verwendung der Gleichrichter als Zenerdioden möglich erscheinen. Die Gleichrichter sind aber für relativ hohe Sperrspannungen bemessen, so daß der Zenerknick außerhalb des interessierenden Bereichs (nämlich für die Stabilisierung kleiner Spannungen, 5...10 V, bei großen Strömen, bis 1 A und mehr) liegt. In den USA sind solche Dioden schon erhältlich. Schließlich ist aber noch zu beachten, daß nicht jede Siliziumdiode auch als Zenerdiode

1) FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 9, S. 281-283

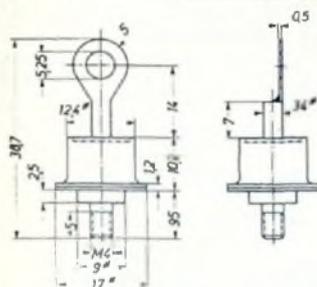
geeignet ist, da nicht bei allen Exemplaren einer Serie der Zenerknick so scharf ausgeprägt wie im Bild 2 ist.

Ein wesentlicher Vorteil der Germanium- und Silizium-Gleichrichter gegenüber anderen Trockengleichrichtern sind die kleinen Abmessungen, die auf Grund des hohen Wirkungsgrades möglich werden. Bild 3 zeigt einen Germanium-Leistungsgleichrichter (Valvo) und Bild 4 die Maßzeichnung des TeKaDe-Germanium-Gleichrichters G 2. Die Abmessungen

Bild 3. Ansicht des Valvo-Leistungsgleichrichters OA31



Bild 4 (unten) Maßzeichnung des TeKaDe-Flächengleichrichters G 2



der Silizium-Leistungsgleichrichter bewegen sich in ähnlichen Größenordnungen.

Tab. I enthält die wichtigsten Daten der Germanium- und Silizium-Leistungsgleichrichter. Tab. II die Daten der Silizium-Kleingleichrichter und Zenerdioden.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte unter anderem im Juniheft folgende Beiträge

Grundlagen für die Speicherung von Radarbildern auf Magnetband

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise von Mikrowellenröhren I

Automatische Programmierung für elektronische Rechenanlagen

Fernsehkamera mit Spelcherröhre mit gekrümmter Kennlinie, Gesichtspunkte für Entwicklung und Betrieb

Übertragungseigenschaften und Dimensionierung von Video-Endstufen

Maschine zur Lösung von Polynomgleichungen höheren Grades

Elektronenblitz-Anflugbefehrer für Flughäfen

Bauteile und Bausteine für elektronische Anlagen - Ein Bericht von der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1957

Diathermiegerät zur Behandlung im Strahlungsfeld

Angewandte Elektronik - Aus Industrie und Technik - Neue Bücher Patentschau

Format DIN A4 - monatlich ein Heft - Preis 3,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Senderverstärker in Gitterbasisschaltung

Bei hohen Frequenzen, teilweise schon ab etwa 30 MHz, werden in vielen Fällen Gitterbasisschaltungen (GB) verwendet. Für Katodenbasisschaltungen stehen nicht immer Tetroden oder Pentoden zur Verfügung, bei denen die Gitter-Anodenkapazität und die Zuleitungsinduktivität des Schirmgitters klein genug sind, um die Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis klein zu halten. Trioden lassen sich in Katodenbasisschaltung nicht mehr verwenden, weil die für die Neutralisation erforderlichen Zuleitungen im Vergleich zur Rückkopplungskapazität eine derart große Induktivität haben, daß die Frequenzabhängigkeit der Neutralisation unzulässig groß wird. Bei GB ist die Rückwirkung über die verhältnismäßig kleine Katoden-Anodenkapazität auf den niederohmigen Katodenkreis so gering, daß die Bedingungen für Selbsterregung erst bei viel höheren Frequenzen erfüllt sind als bei KB. Allerdings hat GB den Nachteil der geringeren Leistungsverstärkung, weil ein wesentlicher Teil der Steuerleistung vom Anodenkreis als Nutzleistung übernommen wird.

Verwendet werden in GB-Schaltung sowohl Trioden als auch Tetroden. Während bei Trioden die maximale Leistungsverstärkung gleich $1 + \mu$ ist, ist sie bei Tetroden von μ nur wenig abhängig und meist größer als bei Trioden. Es sollen nun Leistungsverstärkung und Wirkungsgrad von Senderverstärkern in Gitterbasisschaltung ermittelt werden. Nicht berücksichtigt sind dabei Laufzeiteffekte und Kreisverluste.

Vorausgesetzt werden ideale Röhren mit geraden Kennlinien, so daß für den Anodenstrom der Triode gilt

$$I_a = S(U_g + DU_a) \quad (1a)$$

und bei Tetroden

$$I_a = S \left(U_g + \frac{U_{g2}}{\mu_2} \right) \quad (1b)$$

Weiterhin sei vorausgesetzt, daß die Röhre bis zur Grenzkennlinie [1] angesteuert wird, so daß die Restspannung (Bild 1)

$$U_r = I_{asp} \cdot R_{iL} \quad (2)$$

wird. Es ist I_{asp} der Anoden-Spitzenstrom und R_{iL} der durch die Grenzkennlinie gegebene

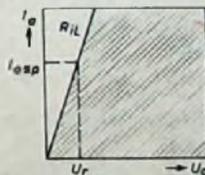


Bild 1. Bestimmung der Anodenrestspannung aus der Grenzkennlinie

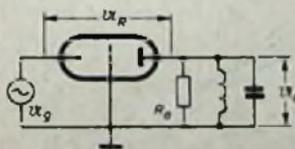


Bild 2. Prinzipschaltbild einer Gitterbasisschaltung

Widerstand. Die Amplitude der Wechselspannung zwischen Katode und Anode ergibt sich dann mit

$$U_R = U_a - U_r$$

wobei U_a die Anodengleichspannung ist. Die Spannung am Ausgangskreis ist

$$U_a = U_R - U_g$$

Für Trioden ergibt sich der Spitzenstrom mit Gl. (1a) und (2) zu

$$I_{asp} = S(U_g + U_g + DU_r) = \frac{S(U_g + U_g)}{1 - SD R_{iL}} \quad (3a)$$

und bei Tetroden

$$I_{asp} = S \left[U_g + U_g + \frac{1}{\mu_2} (U_g + U_{g2}) \right] \quad (3b)$$

Für den Stromflußwinkel gilt

$$\cos \theta = - \frac{U_g + DU_a}{U_g - DU_R} \quad (4a)$$

oder

$$\cos \theta = - \frac{U_R + \frac{U_{g2}}{\mu_2}}{U_g \left(1 + \frac{1}{\mu_2} \right)} \quad (4b)$$

wobei vorausgesetzt wird, daß das Schirmgitter der Tetrode das gleiche HF-Potential hat wie das Steuergitter (4b). Dann erhält man mit Gl. (3) und (4) die zur Aussteuerung erforderliche Amplitude der Gitterwechselspannung bei Trioden mit

$$U_g = I_{asp} R_{iL} \cdot \frac{1 + D \cos \theta}{1 - \cos \theta} + DU_a \quad (5a)$$

wobei als Näherung $R_{iL} = \frac{1}{S(1+D)}$ gesetzt wurde.

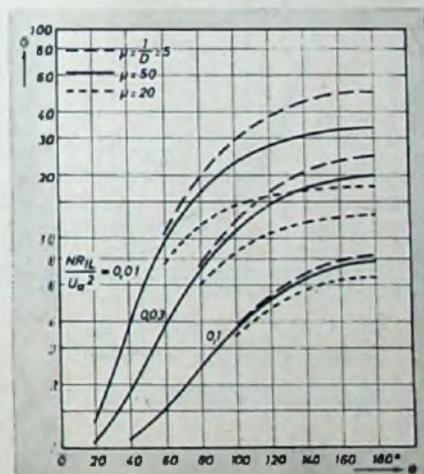


Bild 3. Die Leistungsverstärkung G als Funktion des Stromflußwinkels θ (Trioden)

Für Tetroden wird

$$U_g = \frac{I_{asp} R_{iL}}{(1 - \cos \theta) \left(1 + \frac{1}{\mu_2} \right)} \quad (5b)$$

wobei als Näherung $R_{iL} = 1/S$ gesetzt wurde. Die Leistungsverstärkung G wird bei GB

$$G = \frac{U_a}{U_g} = 1 + \frac{U_a - I_{asp} R_{iL}}{U_g} \quad (6)$$

Mit Gl. (5a) bzw. (5b) folgt für Trioden (Bild 3)

$$G = 1 + \frac{1 - \frac{NR_{iL}}{U_a^2 \Psi}}{U_a^2 \Psi} \cdot \frac{1 + D \cos \theta}{1 - \cos \theta} + D$$

bzw. für Tetroden (Bild 4)

$$G = 1 + \left(\frac{U_a^2 \Psi}{NR_{iL}} - 1 \right) (1 - \cos \Theta) \left(1 + \frac{1}{\mu_2} \right)$$

Dabei ist $N = I_{a0} \cdot U_a =$ aufgenommene Gleichstromleistung und $\Psi = I_{a0}/I_{app}$ [1].

Nicht berücksichtigt wird hierbei die Gitterverlustleistung, sondern nur die Leistung, die vom Anodenkreis übernommen wird.

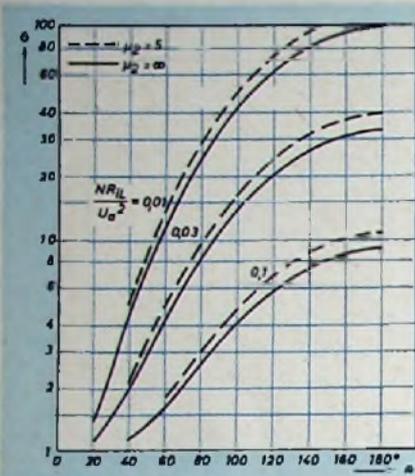


Bild 4. Die Leistungsverstärkung G als Funktion des Stromflußwinkels Θ (Tetroden)

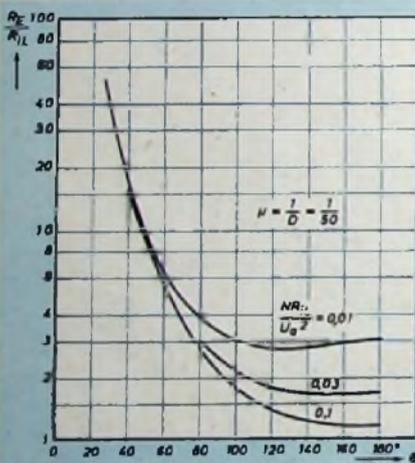


Bild 5. R_E/R_{iL} als Funktion des Stromflußwinkels Θ (Trioden)

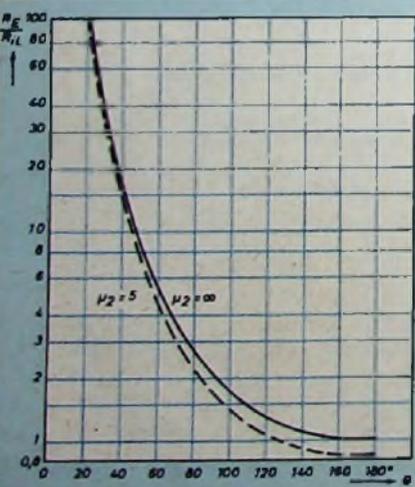


Bild 6. R_E/R_{iL} als Funktion des Stromflußwinkels Θ (Tetroden)

Bild 7. Der Wirkungsgrad von Trioden und Tetroden als Funktion des Stromflußwinkels Θ

Den erforderlichen Anodenwiderstand $R_a = \frac{1}{\mu_2} \frac{U_a^2}{I_{a0}}$ erhält man aus vorstehendem mit

$$\frac{R_a}{R_{iL}} = \frac{1 - \frac{NR_{iL}}{U_a^2 \Psi}}{\left(1 - \frac{1}{G} \right) \frac{NR_{iL}}{U_a^2 \Psi} I_1}$$

Dabei ist $I_1 = \mathcal{I}_a/I_{app}$; $\mathcal{I}_a =$ Amplitude des Anodenwechselstromes [1].

Der Eingangswiderstand des Verstärkers $R_E = \frac{1}{\mu_2} \frac{U_a^2}{I_{a0}}$ ergibt sich mit Gl. (5) für Trioden (Bild 5) zu

$$\frac{R_E}{R_{iL}} = \frac{1}{I_1} \left[\frac{1 + D \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} + \frac{DU_a^2 \Psi}{NR_{iL}} \right]$$

für Tetroden (Bild 6) zu

$$\frac{R_E}{R_{iL}} = \frac{1}{I_1 (1 - \cos \Theta) \left(1 + \frac{1}{\mu_2} \right)}$$

Bei der Ermittlung des Wirkungsgrades soll nur die von der Röhre gelieferte HF-Leistung \mathcal{P}_R berücksichtigt werden, also ohne Steuerleistung. Dann ist für die Wechselspannung $U_R = U_a - I_{app} R_{iL}$ einzusetzen. Damit ergibt sich der Wirkungsgrad (Bild 7) von Trioden und Tetroden zu

$$\eta = \frac{I_1}{2 \Psi} \left[1 - \frac{NR_{iL}}{U_a^2 \Psi} \right] \quad (7)$$

Das entspricht dem Wirkungsgrad von Senderverstärkern in Katodenbasisschaltung. Bei Berücksichtigung der Steuerleistung wird der Wirkungsgrad, bezogen auf die gesamte Ausgangsleistung,

$$\eta' = \eta \frac{G}{G - 1}$$

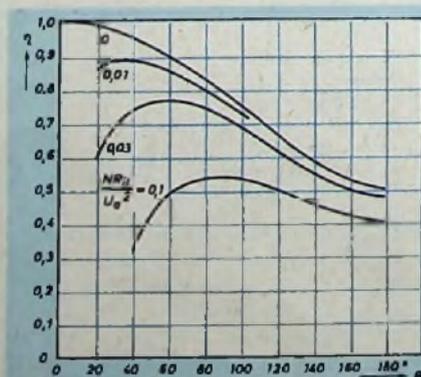
Bei sehr kleinen Stromflußwinkeln kann der (scheinbare) Wirkungsgrad größer als 1 werden; das bedeutet, daß die Leistungsverstärkung nur wenig größer als 1 ist, so daß die Treiberstufe den Hauptteil der Leistung liefert. Führt man die Anodenverlustleistung $O = N(1 - \eta)$ in Gl. (7) ein, so erhält man nach einigen Umformungen

$$\eta = \frac{1}{2} + \frac{I_1}{4 \Psi} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{4 \Psi} \right)^2 + \frac{I_1}{2 \Psi^2} \cdot \frac{R_{iL} O}{U_a^2}}$$

Bei der Ermittlung der Anodenverlustleistung ist zu beachten, daß von der Gleichstromleistung nur die von der Röhre gelieferte HF-Leistung abzuziehen ist, also ohne Steuerleistung

$$O = N - \mathcal{P}_R = (1 - \eta) N$$

Die Steuerleistung, die durch den Gittergleich-



strom I_{g0} verbraucht wird, entspricht der bei Katodenbasisschaltung

$$\eta_{qv} \approx 0,9 \text{ bis } 1 \quad U_a I_{g0}$$

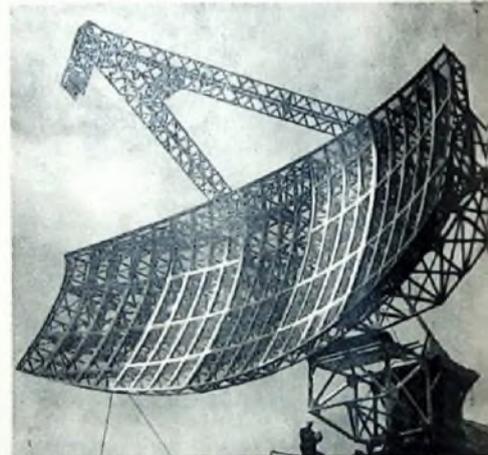
Bei der endgültigen Berechnung der Leistungsverstärkung ist dieser Wert zu berücksichtigen.

Schrifttum

- [1] Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als End- und Senderverstärker, Leipzig 1940, Akademische Verlagsgesellschaft
- [2] Lachmann, W.: Berechnung von Senderleistungsstufen aus den Röhrendaten, Frequenz Bd. 7 (1953) Nr. 7, S. 369
- [3] Paulsen, E.: Verstärker für Dezimeterwellen, FUNK-TECHNIK Bd. 9 (1954) Nr. 20, S. 575

Radaranlagen für die Flugsicherung

Da auch im deutschen Raum der Luftverkehr ganz erheblich zu zunehmen, sah sich die Bundesanstalt für Flugsicherung (BFS) veranlaßt, in der deutschen Flugsicherung ebenfalls Radargeräte zu verwenden. Lande-Radaranlagen (sogenannte GCA-Anlagen) sind z. Z. auf den Flughäfen Frankfurt/Main und Hamburg in Betrieb, auf den Flughäfen Düsseldorf, Hannover und München in Erprobung bzw. im Aufbau. Die BFS hat sich nach reiflicher Prüfung für Anlagen der Firma Bendix Aviation Corp.



14,5 x 7 m große Drehantenne für Mittelbereichsradar auf dem Telefunken-Versuchsfeld bei Ulm (aus Montagegründen ist hier die Antenne kopfstehend aufgestellt; das oben sichtbare Gerüst mit Träger des dm-Strahlers ist sonst unten)

(USA) entschieden. Die beiden ersten Anlagen wurden aus Zeitgründen importiert, die übrigen werden, ebenso wie eine ASR 3 Anlage (Flughafen-Rundsicht-Radaranlage) für Finnland in Lizenz von Telefunken gebaut. Der Luftraum der Bundesrepublik ist in drei Flugsicherheitsbezirke mit Zentralen in Hannover, Frankfurt und München unterteilt. Zum Ausbau des Radarnetzes werden nun durch Telefunken drei Rundsicht-Radaranlagen großer Reichweite gebaut und in der Nähe der Zentralen installiert. Diese Mittelbereichs-Rundsicht-Radaranlagen haben eine sichere Reichweite von 220 km und stellen in den entscheidenden Punkten bereits eine Eigenentwicklung der Firma Telefunken dar. Die Anlagen arbeiten im L-Band, also bei einer Wellenlänge von etwa 23 cm, und sind dadurch weitgehend unabhängig gegen Störungen durch Regen oder Schnee. Besonders bemerkenswert sind die sehr großen Abmessungen der Drehantenne, denn der Reflektor ist 14,5 m breit und 7 m hoch. Die Impulsleistung des Senders ist 1000 kW.

Antennenanpaßgeräte für mehrere Amateurbänder

Bei Amateurfunkstationen ist der Abstand zwischen Antenne und Sender oft relativ groß. Während man auf 80 und 40 m meistens noch mit abgestimmten Speiseleitungen arbeiten kann, ist es bei den kürzeren Wellen zweckmäßig, unabgestimmte Speiseleitungen zu benutzen. Nun ist es nicht schwierig, den Fußpunktwiderstand der Antenne an eine unabgestimmte Leitung anzupassen, sofern die Antenne nur in einem Band betrieben wird. Schwierig wird es erst, wenn eine Antenne für zwei oder drei Bänder angepaßt werden muß, da die Widerstände am Einspeisungspunkt zwischen einigen Ohm und mehreren 1000 Ohm schwanken können. Solche Verhältnisse sind vor allem bei Richtstrahlantennen, die gleichzeitig für mehrere Bänder bemessen sind, gegeben. Um trotzdem eine unabgestimmte Speiseleitung benutzen zu können, muß zwischen Antenne und Speiseleitung ein geeignetes Abstimmgerät eingebaut werden, das automatisch, also ohne Bedienung bei Band- oder Frequenzwechsel, die richtige Abstimmung und Transformation ergibt.

Abstimmgerät für zwei Frequenzen

Richtantennen kann man so bauen, daß sie auf zwei Bändern, etwa auf 20 und 10 m, arbeiten. Dann werden die Antennenelemente so bemessen, daß sie auf 20 m als Halbwellenstrahler und auf 10 m als zwei Halbwellenstrahler in Phase wirken. Es müssen dann allerdings bei den parasitären Elementen Vorkehrungen getroffen werden, um die aufgeteilten Antennenelemente auf 20 m elektrisch kurzzuschließen, auf 10 m jedoch elektrisch zu trennen. Eine solche Anordnung findet sich im „ARRL Antenna Book“ [1].

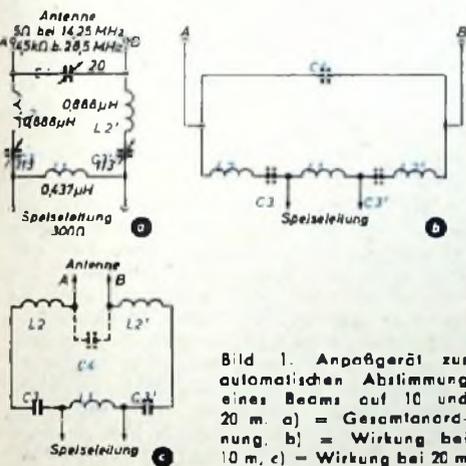


Bild 1. Anpaßgerät zur automatischen Abstimmung eines Beams auf 10 und 20 m. a) = Gesamtanordnung, b) = Wirkung bei 10 m, c) = Wirkung bei 20 m

Bei derartigen Antennen ist der Widerstand in der Mitte der Strahlerhälften für 20 m sehr niedrig (5 ... 10 Ohm), dagegen für 10 m sehr hoch (4000 ... 5000 Ohm). Eine gleichzeitige Anpassung an Bandkabel mit 240 oder 300 Ohm Wellenwiderstand kann mit einer Anordnung nach Bild 1a erfolgen [2].

Bei der höchsten Frequenz (28 MHz) hat die Antenne einen sehr hohen Fußpunktwiderstand. Die Kondensatoren und Spulen im Bild 1a kann man so umzeichnen, daß sich Bild 1b ergibt. Man erhält dann einen Schwingkreis mit drei Einzelspulen. Die relativ großen Kondensatoren C3 und C3' wirken bei 28 MHz elektrisch wie ein Kurzschluß. Frequenzbestimmend ist der Kondensator C4 von etwa 20 pF, mit dem der Kreis im 10-m-Band

in Resonanz gebracht wird. Die Spule L1 liegt so zwischen den Spulen L2 und L2', daß an ihren Enden die richtige Anpassung für das 300-Ohm-Bandkabel gegeben ist.

Für die niedrigere Frequenz von 14 MHz läßt sich die Anordnung gemäß Bild 1c umzeichnen. Der niedrige Fußpunktwiderstand von nur wenigen Ohm schließt praktisch den Kondensator C4 kurz, so daß die Antenne unmittelbar zwischen den Spulen L2 und L2' liegt. Nunmehr sind die Kondensatoren C3 und C3' frequenzbestimmend, die zusammen mit den Spulen L1, L2 und L2' Resonanz im 20-m-Band ergeben. Die zwischen den Kondensatoren C3 und C3' angeordnete Spule L1 sorgt auch hier wieder für richtige Anpassung an das Bandkabel.

Das Anpaßgerät muß unmittelbar am Strahler montiert werden. Das erfordert einigen Aufwand, um die Einzelteile vor Witterungsunbilden zu schützen.

Anpaßgerät für drei Frequenzen

Ein sehr geschickt ausgeführtes Anpaßgerät wurde von G. A. Bird (G4ZU) [3] beschrieben. Es wird zusammen mit einem Beam benutzt, der auf den Bändern 10, 15 und 20 m arbeitet. Das Anpaßgerät ist jedoch nicht auf die Verwendung zusammen mit einem solchen Beam beschränkt, sondern kann auch an beliebigen anderen Dipolantennen benutzt werden.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Anpaßgerätes. Dabei wurde angenommen, daß eine abgestimmte Speiseleitung von der Antenne zum Anpaßgerät führt, während die Niederführung von diesem zum Sender mit Koaxial- oder Bandkabel erfolgt. Das Anpaßgerät kann daher in der Nähe der Antenne, also im allgemeinen schon innerhalb des Hauses, installiert werden, so daß kein besonderer Witterschutz erforderlich ist. Zum Verständnis der Anordnung soll von den Abmessungen des Strahlers des von Bird (G4ZU) beschriebenen Beams ausgegangen werden.

In den Bildern 3a, 3b und 3c ist die Spannungsverteilung auf Strahler und Speiseleitung für 20, 15 und 10 m dargestellt. Es sei noch erwähnt, daß man die Anordnung nicht wie eine Doppelleitung mit aufgeklappten Enden betrachten darf. Dann ergäben sich Fehler, da das Ende der Speiseleitung mit der Impedanz des Antennenfußpunktes belastet wird, wobei für exakte Berechnungen auch der ohmsche Anteil (Strahlungswiderstand) zu berücksichtigen wäre. Hiervon kann man sich leicht überzeugen, wenn man das untere Ende der Speiseleitung kurzschließt und mit einem Grid-Dipper, der an der Kurzschlußstelle angekoppelt wird, die verschiedenen sich ergebenden Resonanzfrequenzen mißt. Bei den angegebenen Dimensionen zeigen sich tatsächlich Dips in der Nähe des 10-, 15- und 20-m-Bandes. Wenn man rein formal unter Berücksichtigung der Verkürzungsfaktoren für Strahler und Speiseleitung nunmehr die geometrischen Längen ausrechnet, dann stimmen die Ergebnisse auf den drei Bändern nicht überein. Das beweist, daß es schwierig ist, die genauen Längen der Speiseleitung der Anordnung zu berechnen. Einfacher ist es, die Resonanzfrequenzen mit einem Grid-Dipper zu messen. Man sieht dann gleich, ob das Ende der Speiseleitung kapazitiv, induktiv oder ohmsch ist (letzteres im Resonanzpunkt). Aus Bild 3 ist ersichtlich, daß bei 20 m am Ende der Speiseleitung eine Induktive, bei

15 m eine beinahe ohmsche (tatsächlich leicht kapazitiv) und bei 10 m eine kapazitive Komponente erscheint.

Für 21 MHz sind die beiden Spulenhälften kurzgeschlossen, da das Ende der Speiseleitung

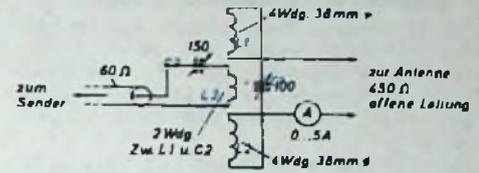


Bild 2. Antennenanpaßgerät nach G4ZU für drei Kurzwellenbänder (10, 15, 20 m)

ohmsch ist. Die Spulen müssen daher zusammen mit dem Kondensator C1 etwa bei 15 m in Resonanz sein. Bei 20 m wirkt das Ende der Speiseleitung wie eine Induktivität. Wenn das L/C-Verhältnis richtig gewählt ist, vergrößert die induktive Komponente die Gesamtinduktivität des Schwingkreises so, daß sich nun im 20-m-Band Resonanz zeigt. Bei 10 m erscheint am Ende der Speiseleitung eine Kapazität, die die Kapazität des Schwingkreises so verkleinert, daß sich nunmehr Resonanz im 10-m-Band ergibt.

Mit zwei Windungen Kopplungsspule ergibt sich bei Koaxialkabel gerade die richtige Ankopplung für 10 und 15 m. Im 20-m-Band ist die Kopplung jedoch etwas schwach. Um auch hier die richtige Kopplung zu erreichen, ist der Kondensator C2 eingebaut. Dabei wird jedoch praktisch nur auf 20 m eine scharfe Abstimmung erreicht. Bei 10 und 15 m wirkt C2 wie ein Kurzschluß.

Wie bereits erwähnt, ist es schwierig, die genaue Länge der Speiseleitung zu berechnen. Bird [3] gibt eine Länge zwischen 11,6 und 12,2 m an. Daraus geht hervor, daß die Länge der Speiseleitung nicht auf den cm kritisch ist. Die Verlegung kann großen Einfluß auf die erforderlichen Abmessungen haben. Das Verhältnis von Strahlerlänge zu Speiseleitungslänge läßt sich auch anders wählen, insbesondere kann man die Strahlerstücke etwas länger machen. Im Prinzip wird sich dabei die Spannungsverteilung nicht sehr ändern. Die Dämpfung des Schwingkreises

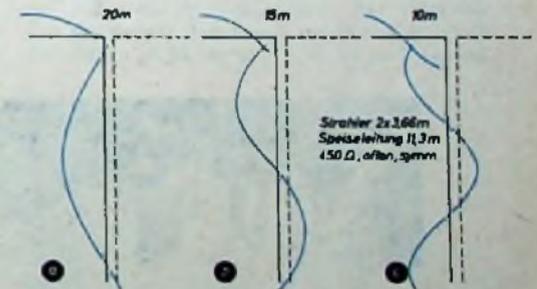


Bild 3. Spannungsverteilung beim G4ZU-Beam bei 20 m (a), 15 m (b) und 10 m (c)

der Einbettung durch die Antenne ist relativ groß, so daß es nicht erforderlich ist, den Kreis innerhalb eines Bandes bei Frequenzwechsel nachzustimmen. Zur Abstimmung wird am besten in einen der Äste der Speiseleitung ein HP-Strommesser (Thermoinstrument) mit etwa 5 A Vollausschlag eingeschaltet, womit

man Sender mit dem üblichen Input abstimmen kann. Die Abstimmereinheit wird nun mit C 1 und C 2 im 20-m-Band, etwa bei 14,1 MHz auf höchsten Strom abgestimmt. Gegebenenfalls muß man auf 15 m mit C 1 etwas korrigieren, um auch dort Maximum zu erreichen. Mit einer Glimmlampe erhält man am Ende der Speiseleitung auf 20 m keine Anzeige, sie leuchtet jedoch bei einem Senderinput von etwa 60...70 W bei 10 m stark, bei 15 m schwach auf. Verschiebt man die Glimmlampe in Richtung zur Antenne, dann leuchtet sie heller.

Anpaßgerät für Ground-Plane-Antenne

Ein interessantes Anpaßgerät für eine Ground-Plane-Antenne wurde von Kachlicki (SP 3 PK) [4] angegeben. Bild 4 zeigt die Schaltung. Die Anordnung stellt eine Kombination aus einem Schwingkreis und einem $\lambda/2$ -Stub dar.

Der Stub aus Koaxialkabel liegt parallel zu einem Schwingkreis, in den die vom Sender kommende Speiseleitung (Koaxialkabel) eingekoppelt ist. Bei 21 MHz sind Spule und Kondensator in Resonanz. Der Stub stellt einen Parallelresonanzkreis dar und hat bei dieser Frequenz keine Wirkung. Bei 28 MHz hat der Stub am Anschlußpunkt eine induktive Komponente, wodurch die Gesamtlinduktivität des Kreises verkleinert wird. Bei 14 MHz (sowie bei 7 MHz) wirkt der Stub wie eine Kapazität und erniedrigt so die Resonanzfrequenz. Mit Hilfe einer weiteren Verlängerungsspule von $6,6 \mu\text{H}$ kann die Antenne auch auf 40 m be-

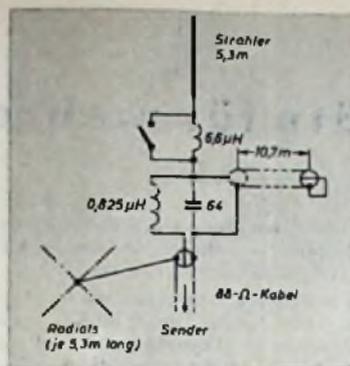


Bild 4. Antennenanpaßgerät zur Anpassung einer Ground-Plane-Antenne auf 10, 15, 20 und 40 m

trieben werden, jedoch muß diese Spule bei 10, 15 und 20 m durch einen Schalter (Relais) kurzgeschlossen werden, so daß keine automatische Abstimmung für das vierte Band erreicht wird. Die Gegengewichte (Radials) werden in der üblichen Weise an den Mantel der Speiseleitung angeschlossen.

Schrifttum

- [1] ARRL Antenna Book, 6. Aufl., West Hartford 7, Conn. (USA), 1955, S. 245
- [2] Marshall, J. G.: QST, Sept. 1945
- [3] Bird, G. A.: RSGB-Bulletin, Febr. 1956, S. 355-358
- [4] Kachlicki, Z.: Mehrband-Ground-Plane-Antenne, DL-QTC Bd. 28 (1957) Nr. 1, S. 22-26

Neue Spezialempfänger für den Amateur

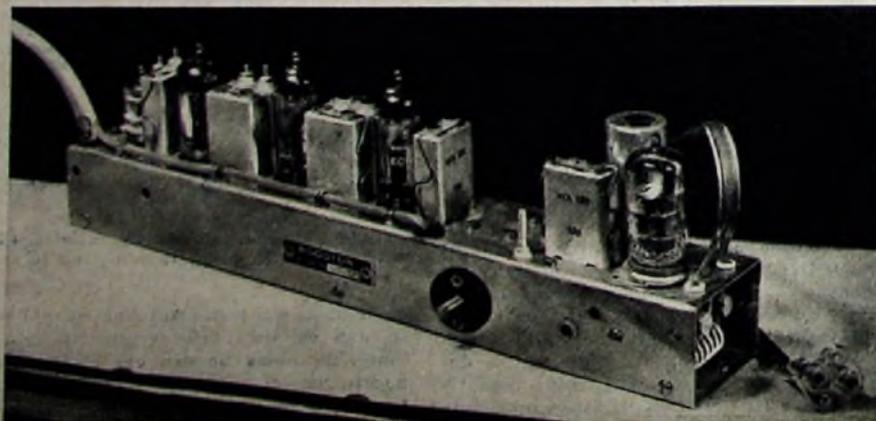
Ein Rundgang durch die Deutsche Industrie-Messe Hannover zeigte an den Ständen der Radio- und Fernsehindustrie einige Neuerungen für den KW-Amateur. Wir wollen bei dieser kurzen Übersicht neue Bauelemente, die für die KW- und UKW-Selbstbautechnik von Interesse sein könnten, außer acht lassen, denn fast alle Spezialteile dieser Art sind für die Verwendung in der Industrie geschaffen und nicht über den Einzelhandel zu beziehen. Die in den folgenden Ausführungen beschriebenen neuen Geräte werden jedoch vorwiegend für den Amateur gefertigt und auch ausgeliefert.

UKW-Einbausuper mit drei Zwischenfrequenzen

Auf dem Amateurmarkt ist der bekannte 12-Kreis-UKW-Einbausuper für das 2-m-Band (Bereich: 144...146 MHz) „UK 126 42/57“ der Firma *Nogoton* gut eingeführt. Dieser mit den Röhren FCC 68, EC 92, EF 80, EF 89 (+ RL 132)

bestückte UKW-Teil wird mit AM-Demodulator ausgerüstet und gibt eine zur Aussteuerung eines zweistufigen NF-Verstärkers ausreichende Signalspannung ab. Die mit diesem Gerät erreichbare Bandbreite ist etwa 15...20 kHz.

Für höhere Ansprüche an Selektion und Empfindlichkeit nahm *Nogoton* nunmehr die Fertigung eines hochwertigeren UKW-Vorsatzes für das 2-m-Band auf („UK 126 42/75“, „Z-Sdfig. II“). Dieser neue Amateur-Spezialempfänger für AM erreicht elektrische Werte, wie sie bei kommerziellen Geräten üblich sind. Es handelt sich um einen Dreifachsuper mit den Zwischenfrequenzen 11,2 MHz, 5,06 MHz und 440 kHz. Er ist mit den Röhren E 88 CC, ECH 81, ECH 81, EF 89, EAA 91 (BC 611, BC 611) bestückt. Mit drei Vorkreisen, Oszillatorkreis, zehn ZF-Kreisen und zwei Quarz-Oszillatorkreisen werden im Bereich 143...147 MHz eine Empfindlichkeit von $0,15 \mu\text{V}$ und eine Bandbreite von 6 kHz erreicht.



UKW-Einbausuper „UK 126 42/75“ von *Nogoton*

Als Zusatzgerät liefert die Firma *Nogoton* das elektronisch stabilisierte Netzgerät „NG 5/5“, das für Wechselstromanschluß bestimmt ist und noch einen NF-Teil mit 6 W Ausgangsleistung enthält. Die Röhrenbestückung ist AZ 41, EF 42, EL 84, 1910 und 85 A 2. In einer anderen Ausführung kann auch ein Netzteil mit ECL 80-Verstärker geliefert werden.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß *Nogoton* für Sonderzwecke ähnliche UKW-Spezialempfänger mit anderen Wellenbereichen herstellt. Beispielsweise kommt der 17-Kreis-UKW-Super „UK 126 42/57“, „Z-Sdfig.“ als Doppelsuper mit den Zwischenfrequenzen 11,2 MHz und 6,58 MHz für folgende Wellenbereiche auf den Markt:

52 ... 68 MHz
115 ... 130 MHz
157 ... 163 MHz
200 ... 224 MHz
87 ... 100 MHz
143 ... 147 MHz
178 ... 203 MHz

Eine andere Spezialausführung ist für eine drahtlose Mikrofonanlage gedacht, wie sie beispielsweise für die Rundfunk- und Fernsehreportage benötigt wird. Die Frequenzbereiche sind wahlweise 23...26 MHz oder 32,8...38,5 MHz.

KW-Super für alle Amateurbänder

Der früher schon in der FUNK-TECHNIK beschriebene KW-Amateursuper „Contest DX 1151“, der in mittlerer Preislage erscheint, bringt nunmehr in einer neuen Serie, die gegenüber den bisherigen Empfängern keine Änderungen zeigt, Köiser auf den Markt.

Als Neuheit stellte in einer Preislage um 800 DM die Firma *Max Funke KG* den Amateur Kurzwellen-Empfänger „RX 57“ vor. Er ist für die üblichen fünf Amateurbänder eingerichtet (10, 15, 20, 40 und 80 m) und hat im Spulenrevolver Reserve für ein weiteres beliebiges Amateurband. Beim Einschalten eines der sechs Bänder wird automatisch auch die zugehörige Skala geschaltet. Das Skalenfenster ist 345 mm breit, so daß man die jeweils empfangene Frequenz genau bestimmen kann. Der Vierfach-Drehkondensator für die Sendereinstellung hat einen neuartigen Feintrieb, der trotz des hohen Übersetzungsverhältnisses von 1:80 einen wirklich spielfreien Gang aufweist.

In der HF-Stufe findet man drei Vorkreise, davon liegt der erste Kreis am Steuergitter, während die beiden anderen Kreise ein Bandfilter zwischen Anode der HF-Röhre und Mischröhre bilden. Die Verstärkung kann getrennt geregelt werden. In der Mischstufe wird multiplikative Mischung angewandt. Insgesamt dienen fünf ZF-Stufen mit einer Zwischenfrequenz von 1,6 MHz der ZF-Verstärkung, davon arbeiten drei Stufen als Q-Multiplier. Über zwei NF-Stufen wird der Endverstärker mit der Pentode EL 84 angesteuert. Als Neuheit hat der NF-Teil eine Selektorschaltung zum Anheben einer beliebigen Frequenz im Hörbereich. Weitere Sondereigenschaften des neuen Amateursupers sind zwei Röhren als Störbegrenzer mit verstellbarem Pegelwert, ein Telegrafieüberlagerer in neuartiger Schaltung mit doppelter Ausnutzung als BFO und HF-Selektor, abschaltbare automatische Lautstärkeregelung und eingebautes S-Meter. Schließlich sind Anschlüsse für Lautsprecher und zwei Kopfhörer sowie ein Umschalter „Empfangen — Senden“ eingebaut. Insgesamt hat das Gerät 14 Röhren (+ 2 Ge-Dioden). Der Netzteil wurde so dimensioniert, daß gegebenenfalls ein Converter noch versorgt werden kann. Die Firma liefert außerdem zusätzlich gegen entsprechenden Mehrpreis einen Quarz-Eichgenerator, der leicht als Baueinheit einsteckbar ist.

Graphisches Verfahren zur Ermittlung des Eingangswiderstandes einer nicht reflexionsfrei abgeschlossenen HF-Leitung

Ist der Ausgang einer HF-Leitung nicht an den Wellenwiderstand angepaßt, so ist die Eingangsimpedanz des Kabels von einer Reihe von Faktoren abhängig, die im folgenden betrachtet werden sollen. Dabei werden die Leitungsverluste zunächst nicht berücksichtigt, diese Vernachlässigung ist ohnehin in der Praxis meistens zulässig.

1. Der Reflexionsfaktor

Wie bereits an anderer Stelle [1] gezeigt wurde, stehen Spannung und Strom bei ungestörtem Energie transport längs einer Leitung im Verhältnis $U/I = Z_0$, wobei Z_0 der (reelle) Wellenwiderstand der Leitung ist. Da Spannung und Strom in Phase sind, führt die Welle die Energie $U^2/Z_0 = I^2 \cdot Z_0$ mit sich.

Ist die Leitung an ihrem Ende mit einem Wirkwiderstand R abgeschlossen, so kann man, ohne die Vorgänge auf dem Kabel zu verändern, diesen Widerstand durch eine zweite Leitung mit dem Wellenwiderstand R ersetzen. Sind R und Z_0 verschieden groß, so wird die zweite Leitung andere Leitungsbelegungen L'' und C'' haben, als die erste. Für L'' und C'' gilt

$$\sqrt{L''/C''} = R$$

Der gleichförmige Energietransport ist an der Verbindungsstelle der beiden Leitungen gestört, denn hier sind Schaltelemente mit unterschiedlicher Energie-Speicherfähigkeit zusammengeschaltet

Wenn also der Abschlußwiderstand einer Leitung nicht gleich ihrem Wellenwiderstand ist, erfolgt eine Störung der Energieabgabe an den Abschlußwiderstand. Ein Teil der herangeführten Energie wird wieder an den Leitungsanfang zurückgeschickt („reflektiert“). Auch bei diesem rücklaufenden Energietransport müssen Spannung und Strom im Verhältnis $U/I = Z_0$ stehen.

Auf der Leitung findet bei Fehlanpassung ein zweifacher Energietransport statt: Eine Welle läuft vom Leitungsanfang zum Abschlußwiderstand, die andere in entgegengesetzter Richtung. Zur Unterscheidung der beiden Wellen sind die Formelzeichen der vorlaufenden Welle mit dem Index v , die der rücklaufenden mit dem Index r bezeichnet.

Da die Summe der im Abschlußwiderstand R verbrauchten und der reflektierten Leistung gleich der herangeführten Leistung sein muß erhält man

$$\frac{U_v^2}{Z_0} = \frac{(U_v + U_r)^2}{R} + \frac{U_r^2}{Z_0}$$

$$\frac{(U_v - U_r)(U_v + U_r)}{Z_0} = \frac{(U_v + U_r)^2}{R}$$

$$U_r = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \cdot U_v = \rho \cdot U_v$$

Je mehr R von Z_0 abweicht, um so größer ist die reflektierte Spannung; ρ nennt man den „Reflexionsfaktor“. Für die Größe des reflektierten Stromes findet man nach einer ähnlichen Überlegung

$$I_v^2 \cdot Z_0 = (I_v + I_r)^2 \cdot R + I_r^2 \cdot Z_0$$

$$I_r = \frac{Z_0 - R}{Z_0 + R} \cdot I_v = -\rho \cdot I_v$$

Der Reflexionsfaktor hat also für Spannung und Strom den gleichen Betrag, das Vorzeichen ist jedoch entgegengesetzt.

2. Der Phasenverlauf von Spannung und Strom längs der Leitung

Für die Spannungs- und Stromwerte einer längs der Leitung fortschreitenden Welle ergeben sich infolge der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit von Ort zu Ort Phasenunterschiede. Zwischen zwei Punkten, die eine Wellenlänge voneinander entfernt liegen, hat

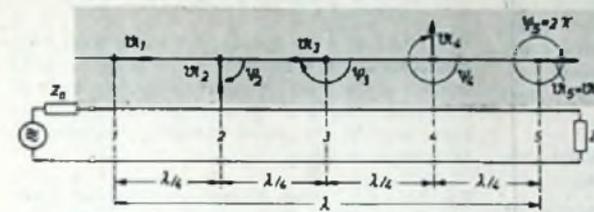


Bild 1. Phasenverlauf längs einer reflexionsfrei angepaßten Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_0 .

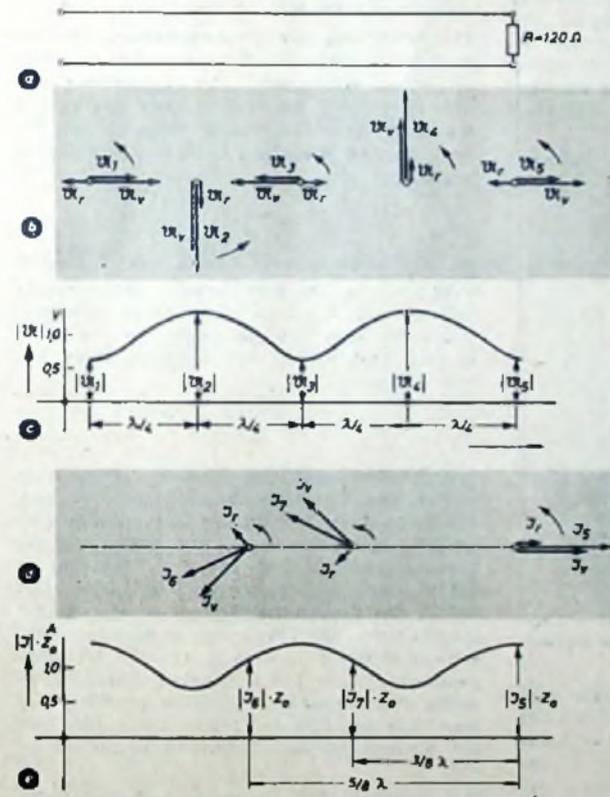


Bild 2a-e. Spannungs- und Stromverlauf längs einer nicht reflexionsfrei abgeschlossenen Leitung ($Z_0 = 240 \text{ Ohm}$)

sich die Phase um 2π Bogengrade beziehungsweise 360 Winkelgrade gedreht. Je Längeneinheit ist also die Phasendrehung $2\pi/\lambda$ Bogengrade beziehungsweise $360/\lambda$ Winkelgrade. Spannung oder Strom zwischen zwei um die Strecke l voneinander entfernten Punkten zeigen deshalb einen Phasenunterschied von $\frac{2\pi \cdot l}{\lambda}$ beziehungsweise $\frac{360 \cdot l}{\lambda}$. Im Bild 1

ist der Phasenverlauf längs einer Leitung an fünf verschiedenen, jeweils um $\lambda/4$ voneinander entfernten Orten mit Hilfe von Zeiger-

diagrammen dargestellt. Beim Fortschreiten längs der Leitung muß der Spannungs- oder Stromzeiger rückwärts (also im Uhrzeigersinn) gedreht werden; je weiter also ein Ort vom Leitungsanfang entfernt ist, um so später erreicht ihn der von dort ausgehende elektrische Zustand.

Bei einer rücklaufenden Welle sind die Zeiger beim Fortschreiten vom Leitungsende zum Leitungsanfang in positiver Richtung, das heißt entgegen dem Uhrzeigersinn, zu drehen (siehe auch die Bilder 2b und 2d).

3. Spannungs- und Stromverlauf längs einer nicht reflexionsfrei abgeschlossenen Leitung Stehwellenverhältnis

Die tatsächliche Spannungs- und Stromverteilung längs einer nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossenen Leitung ergibt sich aus der Überlagerung der vor- und der zurücklaufenden Welle¹⁾.

Beispiel 1: Eine Leitung mit $Z_0 = 240 \text{ Ohm}$ sei mit einem reellen Widerstand $R = 120 \text{ Ohm}$ abgeschlossen. $|U_v|$ sei 1 V , der Phasenwinkel am Leitungsende $\psi = 0$. Der Spannungs- und Stromverlauf längs der Leitung ist zu bestimmen.

Der Reflexionsfaktor berechnet sich zu

$$\rho = \frac{120 - 240}{120 + 240} = -1/3$$

Der Betrag der Spannung der zurücklaufenden Welle ist, also $|U_r| = 1/3 \text{ V}$, und der entsprechende Zeiger hat ein Drittel der Länge des Spannungszeigers der vorlaufenden Welle. Der Strom der vorlaufenden Welle errechnet sich zu $I_v = U_v/Z_0 = 1/240 \text{ A}$. Dementsprechend ist der Betrag des Stromes der zurücklaufenden

$$\text{Welle } |I_r| = \frac{|I_v|}{3} = \frac{1}{240 \cdot 3} \text{ A.}$$

Um eine einfachere zeichnerische Darstellung zu erhalten, multipliziert man den Maßstab für den Stromzeiger mit Z_0 . Die Stromzeiger haben dann in der Zeichnung die gleiche Länge wie die entsprechenden Spannungszeiger (Bild 2).

Das Minuszeichen des Reflexionsfaktors besagt, daß die Phasenverschiebung zwischen den Spannungen der vor- und der zurücklaufenden Welle am Leitungsende 180° ist. Da die Spannung und der Strom der rücklaufenden Welle immer um 180° gegenein-

¹⁾ Die graphische Addition zweier Wechselspannungen beziehungsweise -ströme gleicher Frequenz erfolgt durch vektorielle Addition der sie darstellenden Zeiger („Spears“). Die Zeiger der Einzelgrößen werden dabei wie die Teilkräfte in einem Kräfte-Parallelogramm zu einer Resultierenden zusammengefügt.

ander verschoben sind, ist am Leitungsende der Strom der zurücklaufenden Welle mit dem der vorlaufenden in Phase. Die Konstruktion der resultierenden Spannung beziehungsweise des resultierenden Stromes an verschiedenen Stellen der Leitung zeigt Bild 2.

Das Beispiel zeigt, daß Spannungs- und Stromverlauf längs einer nicht reflexionsfrei abgeschlossenen Leitung ungleichförmig sind. Die Maximalwerte sind gleich der Summe der vor- und rücklaufenden Größen, die Minimalwerte entsprechen der Differenz. Das „Stehwellenverhältnis“ m berechnet sich zu

$$m = \frac{|U_{\max}|}{|U_{\min}|} = \frac{|U_V| + |U_R|}{|U_V| - |U_R|}$$

$$= \frac{|U_V| + \rho |U_V|}{|U_V| - \rho |U_V|} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

Das Stehwellenverhältnis m ist ein Maß für die Güte der Anpassung. Bei Kurzschluß oder Leerlauf der Leitung wird m unendlich groß. Dann erfolgt überhaupt kein Energie transport zu einem Verbraucher: Die gesamte am Leitungsende ankommende Energie wird von dort zurückgeworfen.

4. Der Eingangswiderstand einer nicht reflexionsfrei abgeschlossenen Leitung

Auf Grund der bisherigen Betrachtungen ist man in der Lage, an jeder Stelle einer nicht reflexionsfrei abgeschlossenen Leitung die resultierende Spannung und den resultierenden Strom nach Betrag (Länge des Zeigers) und Phase (Winkel, um den der Zeiger aus der Nulllage gedreht ist) zu bestimmen. Es ist daher relativ leicht, den Eingangswiderstand einer Leitung mit fehlangepaßtem Abschlußwiderstand zu berechnen.

Ein Wechselstromwiderstand ist definiert durch die Beziehung

$$\beta = U/I$$

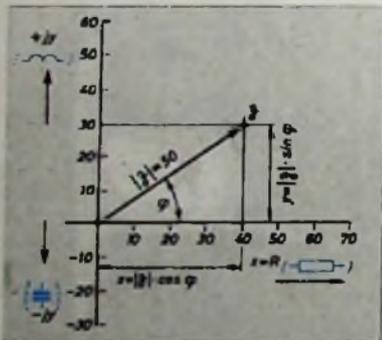
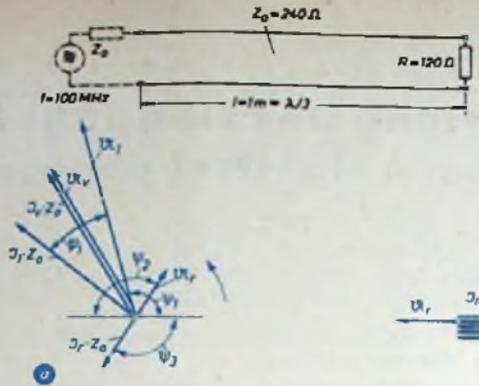


Bild 3. Wechselstromwiderstand $\beta = 40 + j30$ (Ohm) dargestellt in der komplexen Ebene

Hierbei handelt es sich um „gerichtete Größen“ („Vektoren“), die zeichnerisch durch Zeiger dargestellt werden. Der Wechselstromwiderstand ist also eine gerichtete Größe, deren Zeigerlänge gleich dem Quotienten aus Spannungs- und Strombetrag ist. Um die Länge des Widerstandszeigers zu ermitteln, muß man also die Länge des Spannungszeigers durch die Länge des Stromzeigers dividieren. Der Winkel φ , um den der Widerstandszeiger aus der Nulllage gedreht werden muß, ist gleich der Differenz der Phasenwinkel von Spannung und Strom.

Wechselstromwiderstände werden häufig auch in der „komplexen Ebene“ dargestellt. Auf der Abszisse (x-Achse) sind die reellen Widerstände (Wirkwiderstände) aufgetragen, auf der Ordinate (y-Achse) dagegen die Blindwiderstände. Dabei sind der positiven Ordinate die induktiven, der negativen die kapazitiven Blindwiderstände zugeordnet. Die Ordinate wird auch „imaginäre Achse“ genannt, im



Gegensatz zur „reellen“ x-Achse. Die Zeigerdarstellung ist mit der Darstellung in der Widerstandsebene durch die Beziehungen

$$x = |\beta| \cdot \cos \varphi \quad y = |\beta| \cdot \sin \varphi$$

verknüpft. $|\beta|$ = Betrag des komplexen Widerstandes, x = Realteil, y = Imaginärteil. Bild 3 zeigt als Beispiel den Widerstand $\beta = 40 + j30$ Ohm einmal in Zeigerdarstellung, zum anderen als Punkt der komplexen Widerstandsebene.

Beispiel 2: Der Eingangswiderstand einer 1 m langen HF-Leitung mit $Z_0 = 240$ Ohm, die mit einem reellen Widerstand $R = 120$ Ohm abgeschlossen ist, sei für eine Betriebsfrequenz von 100 MHz zu berechnen.

Zur Ermittlung des Eingangswiderstandes sei zunächst willkürlich die Spannung der vorlaufenden Welle mit 1 V angenommen und ihre Phasenlage am Leitungsende mit $\psi_e = 0$ festgelegt. Der vorlaufende Strom ist mit der vorlaufenden Spannung in Phase, sein Betrag ergibt sich zu

$$|I_V| / |U_V| = |I_R| = 1/240 \text{ A}$$

Bei den angegebenen Werten von Z_0 und R wird $\rho = -1/2$. Die Betriebswellenlänge errechnet sich zu $\lambda = 3$ m. Gegenüber dem Leitungsende sind also die Zeiger für die Spannungen und Ströme am Leitungsanfang um den Winkel

$$\psi_1 = \frac{360 \cdot 1}{3} = 120^\circ$$

gedreht. Die zugehörigen Konstruktionen zeigt Bild 4. Der Übersichtlichkeit halber ist auch das Zeigerdiagramm für das Leitungsende dargestellt. Aus der Konstruktion ergibt sich am Leitungsanfang der Betrag der Spannung zu 1,2 V, der des Stromes zu $0,88/240$ A. Der Betrag des Eingangswiderstandes ist demnach (abgerundet) 330 Ohm, der zugehörige Phasenwinkel ergibt sich zu $\varphi_1 = -35^\circ$. Der Eingangswiderstand hat also neben einem Wirkanteil eine kapazitive Blindkomponente, was man auch aus Bild 4a ersehen kann. Dort eilt der Stromzeiger dem Spannungszeiger um φ_1 vor.

Das Beispiel läßt erkennen, daß bei Fehl-anpassung die vorgeschaltete Leitung eine transformierende Wirkung ausübt. Die Transformationswirkung ist unter anderem von der Länge der vorgeschalteten Leitung abhängig, wie das symbolisch im Bild 5 für verschiedene

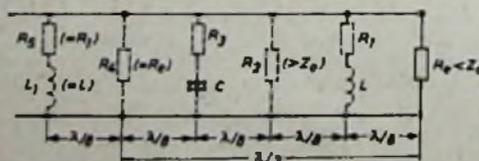


Bild 5. Die Längenabhängigkeit der Transformationswirkung einer Leitung

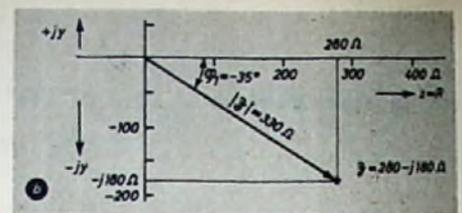


Bild 4. Ermittlung des Eingangswiderstandes einer fehlangepaßten Leitung mit $Z_0 = 240$ Ohm

Leitungslängen dargestellt ist. Offensichtlich wiederholen sich nach einer Leitungslänge $l = \lambda/2$ alle Widerstandswerte. Insbesondere ist nach dieser Länge der Eingangswiderstand auch bei einer nicht angepaßten Leitung gleich dem Abschlußwiderstand.

5. Sonderfälle bei der Ermittlung des Eingangswiderstandes

Ermittelt man nach dem beschriebenen Verfahren die Eingangswiderstände einer Leitung ($Z_0 = 60$ Ohm) von der Länge $l = \lambda/18$, die mit den Widerständen $R_1 = 0$ (Kurzschluß), $R_2 = 60$ Ohm (Anpassung), $R_3 = 180$ Ohm und

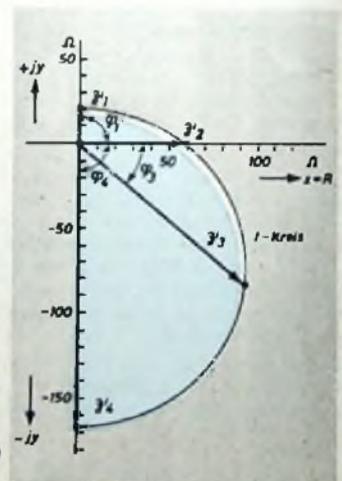
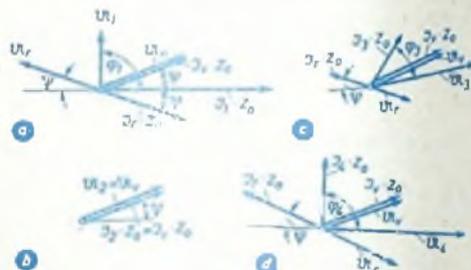


Bild 6a-e. Konstruktion der Eingangswiderstände bei variablem Abschlußwiderstand

$R_4 = \infty$ (Leerlauf) abgeschlossen ist, so erhält man die in den Bildern 6a ... 6d dargestellten Zeigerdiagramme. Die daraus berechneten Eingangswiderstände $\beta_1' \dots \beta_4'$ sind im Bild 6e in die komplexe Widerstandsebene eingetragen. Sie liegen auf einem Halbkreis mit dem Mittelpunkt auf der imaginären Achse.

Wie man sich durch weitere Beispiele überzeugen kann, liegen die Eingangswiderstände jeder Leitung unveränderlicher Länge bei veränderlichem Abschlußwiderstand auf einem Halbkreis mit dem Mittelpunkt auf der imaginären Achse. Der Durchmesser des Halbkreises hängt von der Leitungslänge ab. Die Kurve heißt deshalb „l-Kreis“.

Die Eingangswiderstände einer Leitung ($Z_0 = 60 \text{ Ohm}$), abgeschlossen mit $R = 180 \text{ Ohm}$ bei einer Länge von $l_1 = 0$, $l_2 = \lambda/18$, $l_3 = \lambda/4$ und $l_4 = 3\lambda/8$, sind im Bild 7 dargestellt. Der geometrische Ort der Eingangswiderstände ist auch hier ein Kreis, diesmal mit dem Mittelpunkt auf der reellen Achse. Der Durchmesser des Kreises hängt von der Größe des Reflexionsfaktors ρ und damit von der auf der Leitung herrschenden Welligkeit m ab. Man nennt daher diesen Kreis auch „ m -Kreis“.

6. Das Leitungsdiagramm

Jetzt lassen sich einige grundlegende Eigenschaften verlustfreier HF-Leitungen erkennen: Der Eingangswiderstand einer Leitung, die nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen ist, hängt von der Größe des Abschlusswiderstandes, vom Wellenwiderstand Z_0 der Leitung und von ihrer Länge ab.

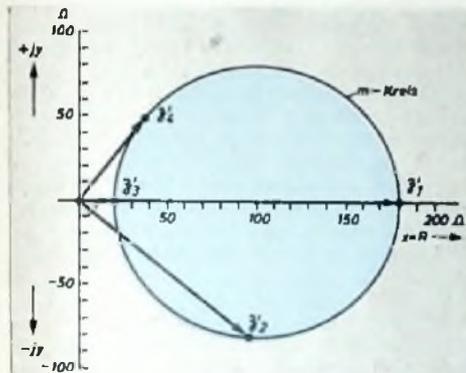


Bild 7. Eingangswiderstände einer Leitung bei variabler Leitungslänge

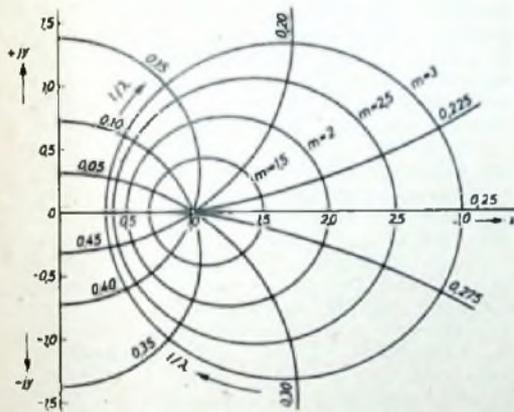


Bild 8. Leitungsdiagramm

Der geometrische Ort der Eingangswiderstände einer Leitung konstanter Länge ist der l -Kreis mit dem Mittelpunkt auf der imaginären Achse. Der geometrische Ort des Eingangswiderstandes einer in ihrer Länge veränderlichen Leitung ist der m -Kreis mit dem Mittelpunkt auf der reellen Achse.

Als wichtige Folgerung ergibt sich die Tatsache, daß jeder Eingangswiderstand einer Leitung im Schnittpunkt eines l -Kreises mit einem m -Kreis liegen muß. Ermittelt man zu verschiedenen Werten von m und l die zugehörigen Kreise, so ergibt sich die Darstellung von Bild 8, das „Leitungsdiagramm“. Damit das Leitungsdiagramm für Leitungen mit verschiedenen Wellenwiderständen verwendbar ist, wurde es auf den „normierten Wellenwiderstand“ $z_0 = 1$ bezogen.

7. Beispiel für die Anwendung des Leitungsdiagramms

Eine Leitung mit dem Wellenwiderstand $Z_0 = 60 \text{ Ohm}$ und einer Länge von $0,215\lambda$ sei mit einem Widerstand $\bar{Z} = 90 - j22,8 \text{ Ohm}$ abgeschlossen. Zu ermitteln ist der Eingangswiderstand \bar{Z}' .

Da das Leitungsdiagramm auf $z_0 = 1$ normiert ist, muß \bar{Z} erst durch den Wellenwiderstand der Leitung dividiert werden. Man erhält den „relativen Widerstand“

$$\bar{z} = \bar{Z}/Z_0$$

Dem Diagramm läßt sich nun ein Wert δ' entnehmen. Um den gesuchten Widerstand \bar{Z}' zu erhalten, wird δ' mit Z_0 multipliziert. (Man macht also die vorausgegangene Division wieder rückgängig.)

$$\bar{Z}' = \delta' \cdot Z_0$$

Im vorliegenden Fall wird aus dem Abschlusswiderstand $\bar{Z} = 90 - j22,8$ zunächst der relative Abschlusswiderstand $\bar{z} = 1,5 - j0,38$. Im Leitungsdiagramm liegt dieser relative Widerstand auf dem m -Kreis mit dem Wert $m = 1,65$ und auf dem l -Kreis mit $l/\lambda = 0,29$.

Durch die Vorschaltung einer Leitung von $l = 0,215\lambda$ wird am m -Wert nichts geändert. Zum gesuchten relativen Widerstand δ' gehört jedoch ein l -Kreis mit dem Wert $0,29 + 0,215 = 0,505$. Da sich alle Widerstände auf der Leitung nach einem Abstand von einer halben Wellenlänge wiederholen, ist der l -Kreis mit $l/\lambda = 0,505$ identisch mit dem l -Kreis mit $l/\lambda = 0,005$. Der gesuchte relative Eingangswiderstand liegt also auf dem Schnittpunkt des m -Kreises mit $m = 1,65$ und dem l -Kreis mit $l/\lambda = 0,005$. Zu diesem Schnittpunkt gehört der relative Widerstand $\delta' = 0,64 + j0,20 \text{ Ohm}$ (Bild 9). Der tatsächliche Eingangswiderstand wird damit $\bar{Z}' = \delta' \cdot Z_0 = 38 + j12 \text{ Ohm}$.

Durch die Anwendung des Leitungsdiagramms wird die zur Bestimmung des Eingangswiderstandes erforderliche Rechenarbeit sehr gering. Nach den angegebenen Methoden lassen sich bei entsprechender Abänderung auch die Vorgänge auf mit Verlusten behafteten Leitungen darstellen. Im Rahmen der vorliegenden Ar-

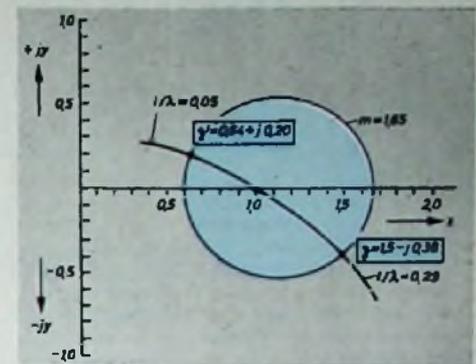


Bild 9. Transformation des relativen Widerstands \bar{z} durch Vorschaltung einer Leitung von der Länge $0,215\lambda$

beit ist es jedoch nicht möglich, auf die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten des Leitungsdiagramms einzugehen, die sich über alle Vorgänge auf Leitungen erstrecken.

Schrifttum

- [1] Huber, A.: Der Wellenwiderstand von HF-Leitungen. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 7, S. 224

Unsere Leser berichten

Reparatur von Germaniumdioden

Germaniumdioden werden bei Überbelastung, besonders mit höheren Spannungen (Anodenspannung), schnell zerstört und weisen dann in beiden Durchfluhrichtungen etwa den gleichen Widerstand auf. Da sie aber nicht im Vakuum arbeiten und meistens nur weich verlötet sind, ist eine Reparatur oft möglich.

Im Aufbau unterscheiden sich die Dioden der einzelnen Firmen nur wenig voneinander; das Prinzip geht aus dem Bild hervor. Die beiden Enden eines Isolierröhrchens (1) aus Glas oder Keramik sind verzinkt und mit weich aufgelöteten Metallkappen verschlossen. An der Innenseite der einen Kappe ist eine Haltevorrichtung (2) angebracht, die, in einer Kerbe eingequetscht, die Kontaktfeder (3) trägt. Die andere Verschlusskappe (4) enthält das Germanium. Die Federspitze drückt nun, ähnlich wie beim traditionellen Detektor, mit einer bestimmten Kraft auf das Germanium. Bei



Aufbau einer Germaniumdiode

Valvo-Dioden ist das Isolierröhrchen zur Fixierung der Einstellung mit einer wachsbähnlichen Masse vergossen. Um eine defekte Diode zu reparieren, muß man nun versuchen, unter gleichzeitiger Beobachtung des Sperrwiderstandes einen anderen Germaniumpunkt zu finden, der noch Gleichrichtereigenschaften aufweist.

Zweckmäßigerweise legt man die Diode an den Widerstands-Meßbereich eines handelsüblichen batteriegespeisten Vielfachmeßinstrumentes (Meßbereich einige MOhm). Das Isolierröhrchen mit der durch ein Dreieck gekennzeichneten Anodenkappe wird dabei durch eine Krokodilklemme gehalten, die auf

einem Brettchen montiert ist. Die linke Hand hält mit einer Pinzette die Katodenkappe, die das Germanium trägt. Diese wird mit dem LötKolben so lange berührt, bis das Zinn, mit dem Kappe und Isolierröhrchen verlötet sind, weich wird. Nun kann unter gleichzeitiger Beobachtung des Ohmmeters die Kappe etwas zurück und dann wieder nach vorne geschoben werden, bis sich je nach Diodentyp ein Widerstand von einigen hundert kOhm bis einigen MOhm einstellt.

Kurz nachdem der LötKolben von der Kappe entfernt wurde, erstarrt das Lötzinn und fixiert diese wieder auf dem Röhrchen. Beim Abkühlen sinkt der Sperrwiderstand etwas. Wenn er sich auch bei leichten Erschütterungen des Diodenkörpers nicht mehr ändert, wird die Diode umgepolt und der Durchlaßwiderstand gemessen. Er muß einige Zehnerpotenzen geringer sein als der Sperrwiderstand. Die Einstellung des Berührungspunktes von Kontaktfeder und Germanium muß meistens einige Male wiederholt werden, bis sich der gewünschte Erfolg einstellt. Am besten lassen sich die Kennwerte wieder justieren, wenn man eine gute Diode desselben Typs zu Vergleichsmessungen heranzieht. Die reparierte Diode wird allerdings oft einen etwas höheren Durchlaßwiderstand als eine neue haben.

Bei der SAF-Diode DS 60 läßt sich diese Reparatur besonders leicht durchführen, da bei ihr das Germanium auf einer mit Feingewinde versehenen Justierschraube angebracht ist, deren Schlitz von außen mit Sicherungslack vergossen ist. Nach Entfernung des Lackes braucht man die Schraube nur einige Umdrehungen heraus- und dann unter Beobachtung des angeschlossenen Instrumentes vorsichtig wieder hineinzudrehen. Dabei wird sich fast immer eine Kontaktstelle finden lassen, die den geforderten Sperrwiderstand aufweist.

L. Schmidt

Bildröhren am laufenden Band

Ein Besuch in der Bildröhrenfabrik Aachen der Valvo GmbH

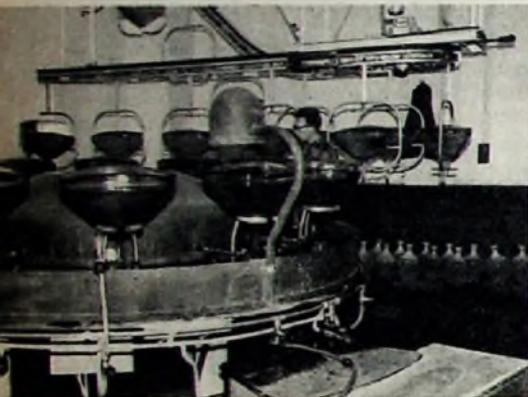


Vor noch nicht allzulanger Zeit waren Massenfertigung und Präzision zwei scheinbar konträre Begriffe, die nach landläufiger Meinung nicht zu vereinbaren waren. Die schnelle Weiterentwicklung der Fertigungstechnik hat aber zusammen mit fertigungsgerechter Konstruktion und gut durchdachter Arbeitsvorbereitung heute Ergebnisse erreichen lassen, die noch vor einem Jahrzehnt fast unmöglich schienen. Heute wird aber selbst ein so kompliziertes Gebilde wie die moderne Fernseh-Bildröhre in großen Stückzahlen am laufenden Band produziert, denn nur die Fertigung großer Serien schafft die Voraussetzungen.



Oben: Einschmelzen der Gitter der Elektronenkanone in Isolatoran. Links: Karussell zum Reinigen der Innenwänden des Bildröhrenkolbens

zen liegen sollen. Deshalb erfolgt der Zusammenbau ausschließlich in Lehren. Nur dadurch ist auch einwandfreie Zentrierung des elektronenoptischen Systems möglich. Die hier gestellten Anforderungen lassen sich etwa mit denen beim Zusammenbau eines hochwertigen optischen Systems, z. B. eines Objektivs vergleichen. Der besonders kritische Abstand der Kathodenoberfläche vom Wehneltzylinder wird deshalb mit Hilfe von Mikroprojektoren genau eingestellt. Größte Sauberkeit bei allen Arbeitsgängen ist beinahe selbstverständliche Voraussetzung. Die Montageräume sind staubarm und klimatisiert, und die Montage selbst erfolgt unter mit einem inerten Gas belüfteten Abdeckkästen, um später in der Bildröhre Überschlüge und Streuemissionen mit Sicherheit auszuschließen. Nach beendeter Montage und Abnahme wird das System gewaschen und in staubdichten Kästen bis zur Weiterverarbeitung in der Bildröhrenmontage gelagert.



Bildröhren zu einem für das Publikum annehmbaren Preis herzustellen.

Im Oktober 1954 nahm Valvo in Aachen eine neue Bildröhrenfabrik in Betrieb. Die in unmittelbarer Nähe gelegene Glashütte Weißwasser bot hierfür günstige Voraussetzungen, denn gerade für die Bildröhrenfertigung ist die enge Nachbarschaft von Glashütte und Röhrenfabrik ein besonderer Vorteil. Die Fertigung begann damals mit 43-cm-Bildröhren (magnetische Fokussierung, 70° Ablenkung). Seit April 1957 werden fast ausschließlich nur noch elektrostatisch fokussierte 43- und 53-cm-Bildröhren gebaut. Die Fertigung der beiden Typen ist in zwei getrennte Gruppen aufgeteilt, die jede für sich eine geschlossene Einheit bilden. In der Fertigungshalle für 53-cm-Bildröhren laufen sieben Bänder von etwa 1800 m Gesamtlänge, die rund 1500 Bildröhren in den verschiedensten Fertigungszuständen tragen. Die Durchlaufzeit einer Röhre, ausgehend von den gepreßten Glasteilen und dem montierten Elektrodensystem, liegt bei etwa 20 Stunden.

Glaskolben

Der von der Glasfabrik kommende gepreßte Schirm wird nach Vorwärmung auf 220° C mit dem Konus, an dem zuvor der Hals angesetzt wurde, auf rotierenden Verschmelzungsautomaten verschmolzen und anschließend im Durchlaufofen (Temperatur max. 500° C, Gesamtzeit 1,2 Stunden) getempert, um Spannungen im Glas, die später zu Rissen und Undichtigkeiten führen könnten, zu vermeiden. An allen Stellen in der Fertigung werden die Temperaturkurven der Durchlauföfen alle zwei Tage geprüft. Die Erfahrung hat gezeigt, daß bei Einhaltung der vorgeschriebenen Temperaturkurven schädliche Spannungen im Glas mit Sicherheit vermieden werden können, so daß Spannungsprüfungen mit polarisationsoptischen Methoden als Stückprüfungen entbehrlich sind. Der Schirm selbst wird vorher sorgfältig geprüft, damit der Frontteil frei von bildstörenden Fremdkörpern und Blasen ist. Anschließend wird der fertige Glaskolben auf einem Karussell in mehreren Arbeitsgängen sorgfältig innen gewaschen, zum Teil unter Verwendung von verdünnter Flußsäure.



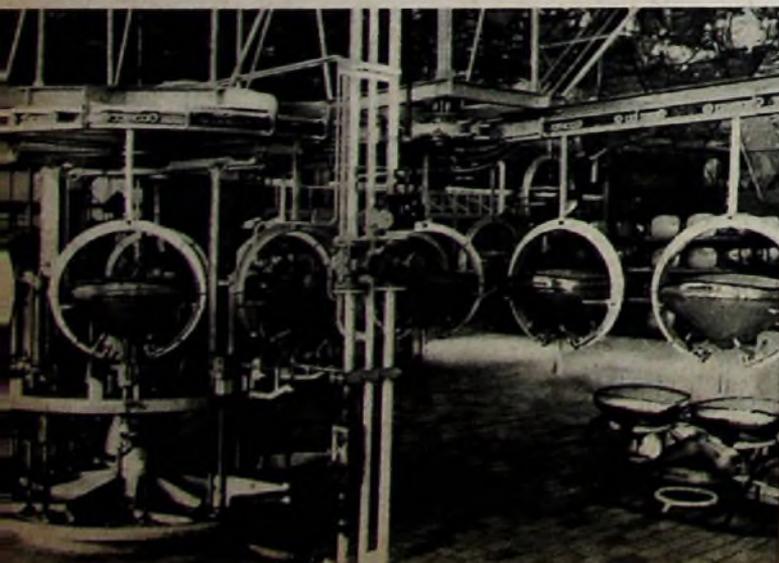
Reinigen des Bildröhrenhalses auf einer Spezialvorrichtung

Elektronenkanone

Der Zusammenbau der einzelnen Teile des Elektrodensystems stellt an die Montage sehr hohe mechanische Anforderungen, denn die gegenseitigen Abstände müssen mit höchster Genauigkeit eingehalten werden, wenn die Streuungen der elektrischen Daten der fertigen Bildröhre innerhalb der garantierten Toleran-

Leuchtschirm

Bei der Herstellung des Leuchtschirms kommt es ganz besonders darauf an, die Umge-

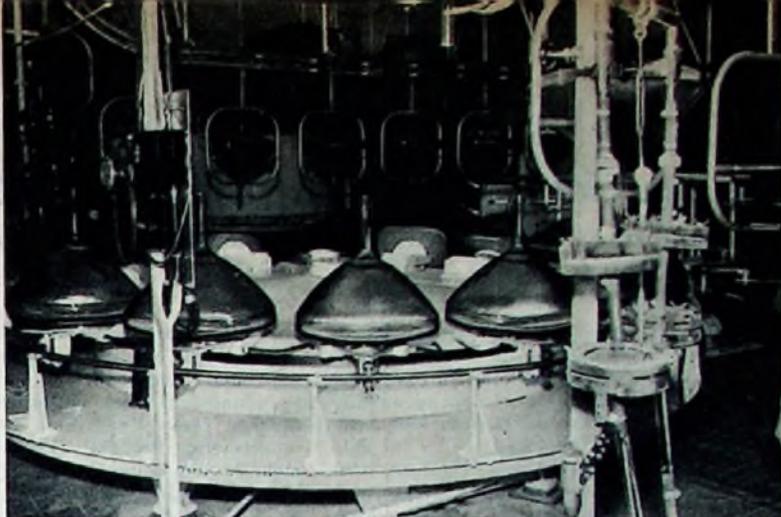


Luftpulrad für Kolben

Werkaufnahmen Valvo

Prüfung des Bildröhrenkolbens vor der Weiterverarbeitung





Einbringen der wäßrigen Suspension (links), aus der sich der Leuchtstoff während des Umlaufs auf dem Karussell (rechts) absetzt

bungs-, Kolben- und Wassertemperatur beim Einlegen des Leuchtstoffes konstant zu halten, weil es sonst nicht möglich ist, eine gleichmäßige Schichtdicke und damit gleichmäßiges Leuchten an allen Stellen des Schirmes zu erreichen. Für je hundert Bildröhren ist etwa 1 kg Leuchtstoff erforderlich, der ein Gemisch aus ZnS-Ag (Blaukomponente) und (ZnCd)S-Cu oder Ag (Gelbkomponente) ist. Die Korngröße liegt zwischen 1 und 20 μ . Das Aufbringen des Leuchtstoffes erfolgt durch Absetzen aus einer wäßrigen Suspension, in der Kaliumsilikat und Bariumnitrat, Bariumacetat oder ein anderer geeigneter Elektrolyt gelöst sind. Das Kaliumsilikat dient als Bindemittel zur „Vernetzung“ der Leuchtstoffteilchen untereinander und des Leuchtstoffes mit der Innenwand des Glasschirmes, der Elektrolyt zur Beschleunigung des Vernetzungsvorganges. Flüssigkeit wird auf der ersten Station eines Karussells eingefüllt. Während des Umlaufs, der ohne die geringste mechanische Erschütterung verlaufen muß, setzt sich der Leuchtstoff ab, und am Ende dieses Arbeitsganges wird die Flüssigkeit unter Vermeidung jeglicher Blasenbildung automatisch langsam abgesssen.

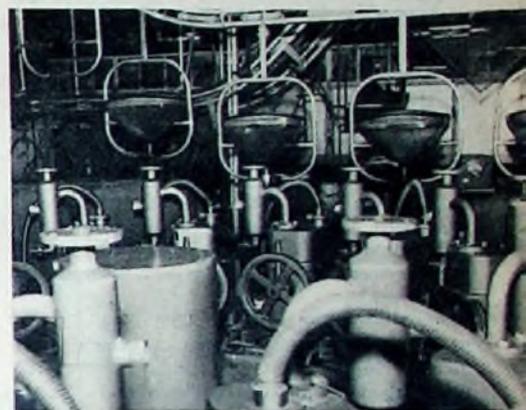
Um die Aluminiumschicht für den metallisierten Bildschirm aufbringen zu können, wird der im vorhergehenden Arbeitsgang niedergeschlagene Leuchtstoff zunächst angetrocknet, dann erneut angeleuchtet und mit einem Lackfilm von etwa 0,1 μ Dicke ($1 \mu = 0,001 \text{ mm}$) überzogen und anschließend das Aluminium in etwa 0,1 μ dicker Schicht aufgedampft. Während des nachfolgenden Anheizens im Durchlaufofen (350 ... 400° C) verbrennt die Lack-schicht, so daß dann die Aluminiumschicht wie ein Spiegel unmittelbar hinter dem Leuchtstoffschirm liegt.

Für alle Arbeitsgänge beim Einlegen des Schirmes ist nur vollständig entsalztes Wasser geeignet. Dafür steht eine leistungsfähige Permutit-Anlage zur Verfügung, die mit Ionenaustauschern am Ausgang Wasser mit etwa 10 MOhm · cm spezifischem Widerstand, einem Eindampfdruckstand von < 3 mg/l und einem Cu-Gehalt von < 0,01 mg/l liefert.

Ein-schmelzen, Evakuieren, Abschlußbehandlung

Nachdem so der vollständige Glaskolben mit Leuchtschirm entstanden ist, wird im nächsten Arbeitsgang die bereits montierte Elektronenkanone auf rotierenden Automaten eingeschmolzen. Das Evakuieren erfolgt auf einer sogenannten Pumpenstraße und dauert etwa eine Stunde. Jede Röhre hat einen eigenen Pumpenstand in Form eines kleinen fahrbaren Tisches, der mit allen notwendigen Pumpen (Vorpumpe, Diffusionspumpe, Wasserpumpe) ausgerüstet ist. Während des Pumpvorganges wird die Röhre auf etwa 400° C aufgeheizt. Gleichzeitig entstehen durch Erhitzung der Katode auf etwa 1000° C in der Katodenschicht aus den Karbonaten die Oxyde, die für die Elektronenemission maßgebend sind.

Nach dem Abschmelzen der Röhre auf der Pumpe wird der Sockel angebracht und die auf dem System befestigte Getterpille, eine Barium-Aluminium-Legierung, mittels HF-Erhitzung verdampft. Die Aktivierung und Stabilisierung der Katode erfolgt auf dem „Brennband“ durch Heizen der Katode bei gleichzeitiger Stromentnahme. Jetzt endlich ist die Bildröhre zur ersten Prüfung fertig, bei der die elektrischen Werte gemessen und der Leuchtschirm an Hand eines elektrisch geschriebenen Rasters kontrolliert werden. Als Abschluß der Fertigung wird der äußere



Bedampfungsmühle mit Zubringerband

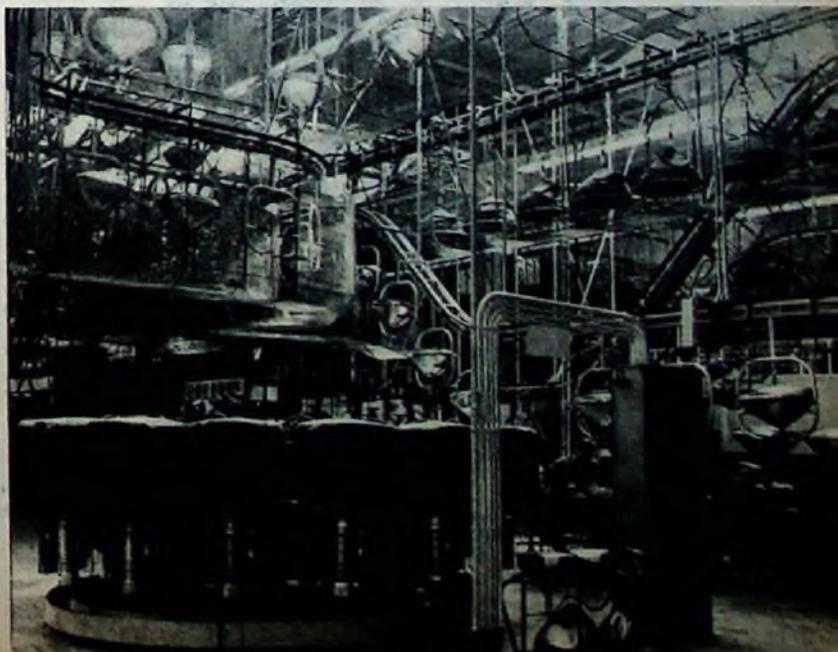
Graphitbelag aufgebracht und nach nochmaliger Kontrolle geht die Röhre verpackt in das Lager.

Die weitgehend automatisierte Fertigung in der Aachener Bildröhrenfabrik bietet auch dem Techniker ein eindrucksvolles Bild. Neben der sorgfältigen Planung sind es die immer wieder eingeschalteten Kontrollen, die mit dazu beitragen, ein hochwertiges Endprodukt gleichbleibender Qualität zu liefern. Zur Zeit arbeiten auf einer gesamten Nutzfläche von 16 000 m² im Aachener Bildröhrenwerk der Voiva GmbH 820 Personen. Die sorgfältige Arbeit jedes einzelnen Mitarbeiters hat mit dazu beigetragen, der noch relativ jungen deutschen Bildröhrenfabrik und ihren Erzeugnissen im In- und Ausland einen guten Namen zu geben.

—1h



Oben: Sockelung am Band bei der Kolbenbearbeitung. Rechts: Halle mit Bedampfungsmühle zum Einbringen der Metallisierung



Gedruckte Schaltungen in der Gerätefertigung

Eindrücke von einem Besuch im Telefunken-Gerätewerk Hannover

Während der letzten Monate ist das Thema „Gedruckte Schaltungen“ oft diskutiert worden. Es war daher aufschlußreich, im Telefunken-Gerätewerk Hannover den augenblicklichen Stand dieser neuen Technik kennenzulernen. Wie Herr Direktor Mantz im Rahmen eines Lichtbildervortrages ausführte, wirft die Einführung der gedruckten Schaltung ernste Probleme auf und ist von hoher volkswirtschaftlicher Bedeutung. Sie darf nicht zu einem modischen Gegenstand der Propaganda werden, sondern ist als eine interne Angelegenheit der Industrie zu werten.

Ganz allgemein kann man feststellen, daß die gedruckte Schaltung überraschend schnell und zugleich in bedeutendem Ausmaß in die Gerätefertigung eindringen konnte. Auf Grund der guten Ergebnisse mit auf dem Markt befindlichen Rundfunkgeräten mit gedruckter Schaltung (Versuchsserie „Concertino“ und UKW-Gerät „Caprice“) sollen nunmehr in diesem Jahre 40% der Rundfunkgeräteproduktion des Werks Hannover mit gedruckten Schaltungen hergestellt werden (s. A. S. 465).

Arbeitstechnische Überlegungen

Sieht man von den technischen Vorzügen — gleichmäßige Qualität durch Fortfall aller Streuungen infolge unterschiedlicher Leitungsführung, größere Betriebssicherheit, einfacher Service — ab, so sind es vielfach arbeitstechnische Überlegungen, die ausschlaggebend für die Anwendung der neuen Technik sind. Seit Beginn der Radiofertigung konnte die Technik der Geräteherstellung in großen Stufen vorwärtsschreiten. Die ursprüngliche Einzellfertigung wurde 1930 durch Fließband-Großserien abgelöst. Nach Kriegsende begann die Rationalisierung dieser Fertigungstechnik.

Etwa 1946 setzte die Teilautomation in Form der gedruckten Schaltung mit Tauchlötung ein. In der nächsten Entwicklungsstufe beabsichtigt Telefunken, in einigen Jahren die Automation

auch auf das Bestücken und Prüfen der Geräte auszudehnen. Man verspricht sich davon einen laufenden Rückgang der durchschnittlichen Fertigungszeit eines mittleren Rundfunkempfängers. Diese Überlegung ist wichtig, denn die bisherige Produktionstechnik läßt es nicht mehr zu, den Zeitaufwand zu verkürzen.

Man hat andererseits festgestellt, daß die Zahl der Erwerbspersonen bis zum Jahre 1962 noch stärker zunehmen wird als die Gesamtbevölkerung. Später wird sich die fortschreitende Alterung der deutschen Arbeitnehmer bemerkbar machen. Man nimmt an, daß im Jahre 1970 die Gesamtbevölkerung um etwa 7%, die Erwerbspersonen aber nur um 3,25% zugenommen haben. Auch diese Situation zwingt die Industrie zu neuen Fertigungsmethoden. Ein anderer Gesichtspunkt ist die Ausweitung des Brutto-Sozialproduktes. Es wird in den nächsten Jahren kleiner werden, wenn man das Bedürfnis nach kürzerer Arbeitszeit berücksichtigt.

Investitionskosten

Die Anwendung der gedruckten Schaltung setzt langwierige Vorarbeiten voraus, denn es ist ein neues Denken in der Entwicklung und in der Produktionsplanung notwendig. Es kommt darauf an, mit gleichem Aufwand an Menschen mehr herzustellen.

Beim Umstellen des bisherigen Fabrikationsverfahrens auf Automation entstehen erhebliche Investitionskosten. Sie belaufen sich je Arbeitsplatz auf etwa 7000 ... 10 000 DM. In einer mittleren Radio- und Fernsehfabrik, die bei etwa 2200 im Produktionsprozeß tätigen Menschen einen Rationalisierungsanteil von jährlich 4% erreichen will, müssen also etwa 100 Arbeitsplätze umgestellt werden. Das bedeutet eine jährlich hinzukommende Investition von etwa $\frac{1}{4}$ bis 1 Million DM und ein höheres Risiko des Herstellers, vor allem bei möglichen Marktschwankungen.

Ätzverfahren bewährt

Von den verschiedenen Fertigungsverfahren der gedruckten Schaltung, zu denen u. a. die Stanzmethode, das Schoopsche Verfahren, die Silberpreßmethode und das galvanische Verfahren gehören, konnte sich die Ätzmethode besonders bewähren. Hier wird ein mit 35- μ -Kupferfolie kaschiertes Hartpapier entsprechender Größe gereinigt und nun der gewünschte Leitungszug mit einer gegen die Ätzlösung immunen Schutzfarbe aufgebracht. Nach dem Trocknen des Farbdrucks werden die nichtbedruckten Kupferflächen geätzt. Eine solche

Automatischer Prüfplatz zur Prüfung einzelner Leiterplatten eines Fernsehempfängers



Anlage arbeitet automatisch und benötigt lediglich einen Techniker zur Wartung. Dabei werden die Platten in das Ätzbad und in die folgenden Spülbäder getaucht sowie anschließend dann im selben Automaten getrocknet. In einem weiteren Arbeitsgang erhalten die Platten dann die für die Montage der Bauteile notwendigen Durchbrüche.

Bestückung von Hand und automatisch

Für die Herstellung gedruckter Schaltungen sind Spezial-Bauelemente nötig, an die man besondere Anforderungen stellen muß. Es kommt zum Beispiel darauf an, die Bauelemente nach der Bestückung bis zur Tauchlötung mit geeigneten Anschlußflähen zu fixieren. Auch sind die Anschlußdrähte der Widerstände, RC-Kombinationen usw. für die Bestückung entsprechend abzubiegen. Da durch diesen Mehraufwand auf der Seite der Einzelteile viele Bauelemente gegenüber den „klassischen“ Formen teurer werden, kommt der Normung der Spezial-Einzelteile große Bedeutung zu. Erwünscht sind große Stückzahlen und automatische Fertigungsverfahren.

Gegenwärtig bestückt man die gedruckten Platten mit Einzelteilen und Bausteinen von Hand oder durch Maschinen. Ohne Spezial-Bauelemente und ohne präzise Vorbereitungen ist immer noch mit Ausfällen infolge Fehlbestückungen zu rechnen.

Verschiedene Tauchlötungen

Das Tauchlöten wird von Hand oder durch Lötmaschinen ausgeführt. Beim Handverfahren hängt die bestückte Platte in einem Bugel und wird zunächst in ein Lötflußmittelbad und dann in zwei Lötzinnsbäder getaucht. Bei einem maschinellen Verfahren werden die Platten auf Transportwagen durch diese Bäder gezogen. In beiden Fällen dürfen auf der Lötseite keine Bauteile herausragen. Bei einer anderen Methode steht die Tauchlötplatte fest, und das Lötbad wird senkrecht gegen die Platte geführt. Wenn das Lötbad entsprechend ausgebildet ist, lassen sich auch Lötungen an Einzelteilen durchführen, die auf der Lötseite herausragen. Nicht zu löten Flächen werden durch Papierschablonen oder Schutzlacküberzüge abgedeckt.

Zur Kostenfrage

Man findet nicht selten die Auffassung vertreten, daß durch die Technik der gedruckten Schaltung die Herstellung wesentlich verbilligt werden könnte. Auf dem Sektor der Verdrahtungs-, Löt-, Prüf- und Revisionsarbeit ist es gegenüber der bisher üblichen Technik möglich, die Kosten um etwa 35% zu verringern. Geht man jedoch bei der Beurteilung der Kostenfrage vom Endprodukt, also vom fertigen Empfänger mit Lautsprecher, Gehäuse und dem üblichen hohen Ausstattungskomfort, aus, so verringern sich die Selbstkosten nur um etwa 0,8%. Diese Tatsache überrascht, erklärt sich aber aus dem wertmäßig geringen Lohnanteil bei den in Deutschland gefertigten Geräten.



H. LENNARTZ

So arbeitet mein Fernsehempfänger

Eine recht einfache Methode zur Kompensation der Kapazitätsänderung besteht darin, in die Katodenleitung einen kleinen, unüberbrückten Widerstand von 25 bis 50 Ohm zu legen. Bild 57 zeigt das Prinzipschaltbild. C_{gk} ist die Kapazität zwischen Gitter und Katode der Röhre, deren Wert bei Änderung der Gittervorspannung schwankt. Der Katodenwiderstand ist wertmäßig klein gegen den Wechselstromwiderstand der Eingangskapazität C_{gk} , so daß bei gesperrter Röhre die gesamte Eingangskapazität praktisch gleich dem Wert von C_{gk} (etwa 7,2 pF bei der EF 80) ist. Sobald aber Anodenstrom fließt und eine Wechselspannung U_e an das Gitter gelegt wird, entsteht auch eine Wechselspannung U_k am Katodenwiderstand R . Das bedeutet eine Gegenkopplung, denn die Spannung zwischen Gitter und Katode (U_{gk}) wird um die Spannung U_k kleiner, da U_k gegenüber der Eingangswchselspannung U_e um 180° in der Phase verschoben ist. Die Reduzierung hängt vom Widerstand R und der Steilheit S der Röhre ab; sie hat den Wert $1/(1+SR)$. Wenn man nun R so bemißt, daß der Wechselstrom durch C_{gk} konstant bleibt, dann wird sich die effektive Eingangskapazität nicht mehr ändern. Bei einer EF 80, die im gesperrten Zustand eine Eingangskapazität von 7,2 pF hat, ergibt sich bei -2 V Vorspannung eine Kapazität von 9,8 pF. Der Änderungsfaktor

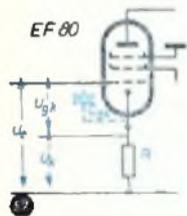


Bild 57. Kompensation der Änderung der Eingangskapazität durch nicht überbrückten Katodenwiderstand

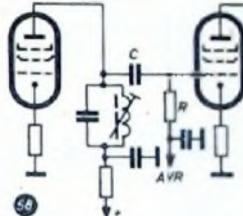


Bild 58. Kopplung der ZF-Stufen über ein RC-Glied

ist also $9,8 / 7,2 = 1,36$. Wenn die Eingangskapazität konstant bleiben soll, muß sich bei Änderung der Gittervorspannung die Spannung an C_{gk} ebenfalls um den Faktor 1,36 ändern, $(1+SR)$ muß also ebenfalls 1,36 sein. Bei einer Steilheit von $S = 7,4 \text{ mA/V}$ ist dann

$$R = (1,36 - 1) / 0,0074 = 49 \text{ Ohm.}$$

Der unüberbrückte Katodenwiderstand hat aber den Nachteil, daß er eine Gegenkopplung bewirkt und damit die effektive Steilheit der Röhre herabsetzt. Die Steilheit wird ebenfalls um den Faktor $1/(1+SR)$ geringer, in obigem Beispiel um $1/1,36 = 0,74$. Die Steilheit und damit die Verstärkung gehen also um mehr als 25% zurück. Aus diesem Grunde macht man die Kompensation häufig nicht optimal, wie in obigem Beispiel angegeben, sondern schließt einen Kompromiß zwischen Verstärkungsverlust und Kompensation der sich ändernden Eingangskapazität. Man kommt dann zu Widerständen von 25... 30 Ohm. Gelegentlich schaltet man parallel zum Katodenwiderstand eine kleine Kapazität.

Gegebenenfalls muß man auch noch den elektronischen Eingangswiderstand in Rechnung stellen. Er ist im Bild 56 mit eingezeichnet. Man sieht, daß er sich bei Regelung ebenfalls erheblich ändert. Da die Gegenkopplung durch den nicht überbrückten Katodenwiderstand aber auch die Änderung des Eingangswiderstandes vermindert, wird erreicht, daß der Eingangswiderstand einen bestimmten Wert nicht überschreitet. Zwar ist der tatsächliche Eingangswiderstand der Schaltung etwas niedriger als bei überbrücktem Katodenwiderstand, jedoch ist seine Änderung nicht mehr groß, so daß man ihn bei der Bemessung der Dämpfung der angeschlossenen Schwingkreise besser berücksichtigen kann.

Kopplung der ZF-Stufen

Für die Kopplung vom Anodenkreis der einen auf den Gitterkreis der nächsten ZF-Stufe gibt es zahlreiche Möglichkeiten, von denen einige in den Bildern 58, 59 und 61 dargestellt sind. Bild 58 zeigt die konventionelle Anordnung mit einem Schwingkreis im Anodenkreis und Kopplung auf das Gitter der nächsten Stufe über einen Kondensator. Der Gitterwiderstand dient gleichzeitig als Dämpfungswiderstand für den Kreis. Die Schwingkreisfrequenz wird wie üblich aus den Röhren- und Schaltkapazitäten gebildet. Die Einstellung der Resonanzfrequenz erfolgt durch einen HF-Eisenkern. Diese Anordnung hat jedoch den Nachteil, daß sich bei starken Störungen der Kopplungskondensator auflädt („Gitteraufladung“), da die positiven Störspitzen einen Gitterstrom hervorrufen, der als Ladung auf den Kopplungskondensator gelangt. Dadurch wird die Röhre über die Dauer der Störung hinaus ge-



Lido

TELEFUNKEN-PHONOKOFFER

Das tragbare Wunschkonzert
Ein entzückendes Kleinformat
für Batteriebetrieb
Preis ohne Batterie: DM 159.-



TELEFUNKEN

sperrt. Die Sperrzeit hängt davon ab, wie schnell sich der Kopplungskondensator über den Gitterableitwiderstand entladen kann. Die Zeitkonstante RC sollte also möglichst klein sein. Den Kopplungskondensator kann man aber nicht kleiner als etwa 100 pF machen, da sonst eine kapazitive Spannungsteilung zwischen ihm und der Eingangskapazität der Röhre auftritt. Bei einem Gitterableitwiderstand von 6 kOhm ist die Zeitkonstante etwa 0,5 μ s. In diese Zeit fallen aber immerhin schon mehrere Bildpunkte so daß Störungen, etwa durch Zündfunken eines Autos oder eines Kollektormotors, längere schwarze Streifen im Bild hervorrufen.

Die Nachteile der RC -Kopplung kann man durch „bifilare Spulen“ vermeiden (Bild 59). Diese Anordnung sieht auf den ersten Blick wie ein Bandfilter aus. Die Spulen sind gemäß Bild 60 aufgebaut.

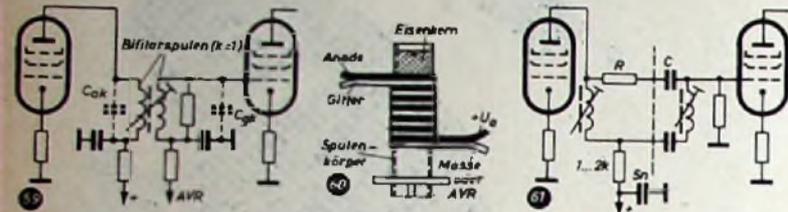


Bild 59 Kopplung der ZF-Stufen durch Bifilarspulen. Bild 60. Aufbau einer Bifilarspule. Bild 61. Kopplung der ZF-Stufen über stromgekoppelte Bandfilter

Anoden- und Gitterspule bestehen aus zwei parallellaufenden, isolierten Drähten, die auf einen gemeinsamen Körper gewickelt werden. Wegen des geringen Abstandes der Drähte ist der Kopplungsfaktor der beiden Spulen praktisch 1, sie wirken also wie eine einzige Spule. Die Röhren- und Schaltkapazitäten liegen der Spule parallel. Die Abstimmung kann wiederum durch einen HF-Eisenkern oder auch durch einen Trimmer erfolgen. Bei der bifilaren Spule gibt es keine Gitteraufladungen mehr. Deshalb hat sie sich beim Bau von ZF-Verstärkern allgemein durchgesetzt.

Heute kommen auch Bandfilter als Kopplungselemente zur Anwendung. Eine solche Anordnung zeigt Bild 61. Die Kopplung erfolgt über den gemeinsamen Fußpunktwiderstand, der gleichzeitig als Dämpfungswiderstand dient. Zur Verbesserung des Phasenganges kann man auch die „heißen“ Punkte der Kreise über ein RC -Glied koppeln. Schließlich sei noch das π -Filter zur Kopplung zweier Stufen erwähnt. Es kommt meistens zwischen Misch- und erster ZF-Stufe zur Anwendung.

Vollständiger ZF-Verstärker

Bild 62 zeigt das vollständige Schaltbild eines Bild-ZF-Verstärkers. Der Kreis zwischen Misch- und erster ZF-Röhre ist als π -Filter ausgebildet und auf 38,3 MHz abgestimmt. Zwischen den einzelnen Stufen kommen Bifilarspulen zur Anwendung. Die Anodenkreise der einzelnen Stufen sind folgendermaßen abgestimmt: erste Stufe auf 34,4 MHz, zweite Stufe auf 38,6 MHz, die dritte auf 35,3 MHz und die vierte Stufe auf 36,7 MHz. Die Gitterwiderstände sorgen für die bei den ein-

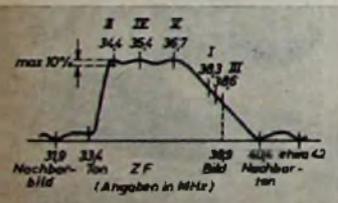
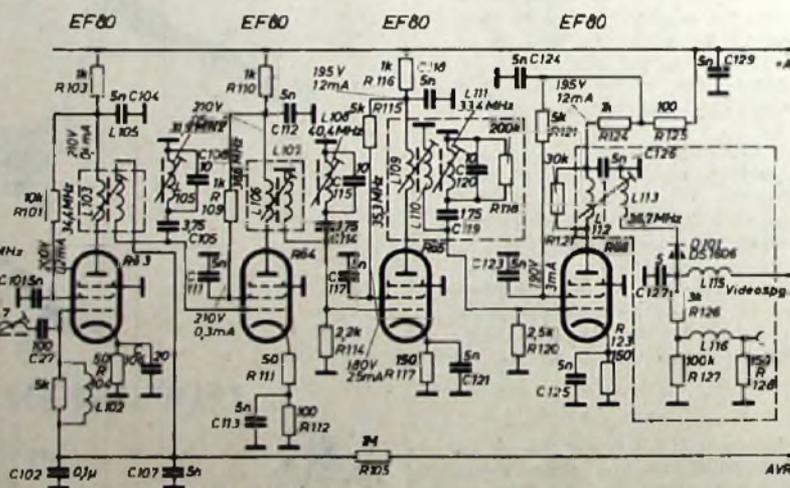


Bild 62. Schaltung und Durchlaßkurve eines Bild-ZF-Verstärkers (Loewe Opta)



zelnen Kreisen erforderliche Dämpfung. Die Dämpfung des Kreises der letzten Stufe erfolgt in der Hauptsache durch den Videogleichrichter. Die ersten beiden Röhren werden geregelt. Der auf die mittlere Frequenz von 36,7 MHz abgestimmte Kreis liegt in der letzten Stufe, da er hier durch den Videogleichrichter ohnehin am stärksten bedämpft ist. Drei Wellenfallen (Traps) sind über kleine Kapazitäten (1,75 bzw. 3,75 pF) an die Gitter der ZF-Röhren angekopfelt. Die Traps für den Nachbarbildträger (31,8 MHz) und den Nachbar-tonträger (40,4 MHz) werden an die Anodenkreise der ersten und zweiten Stufe angekopfelt, während die Falle für den eigenen Tonträger (33,4 MHz) hinter der dritten ZF-Stufe angeschlossen ist. Die Durchlaßkurve läßt die Wirkung der Koppelkreise und Wellenfallen gut erkennen.

Der Bildgleichrichter

Der Bild- oder Videogleichrichter hat die Aufgabe, das am Ausgang des ZF-Verstärkers erscheinende, den Bildinhalt und die Synchronimpulse enthaltende HF-Signal zu demodulieren und aus Ton- und Bildträger die Ton-ZF von 5,5 MHz zu bilden. Zunächst sei nur der Bildinhalt betrachtet. Über die Synchronimpulse, ihre Abtrennung und Weiterverarbeitung wird später zu sprechen sein. Die Auskopplung der Ton-ZF wurde bereits behandelt.

Im folgenden wird für das hinter dem Gleichrichter auftretende Signal die Bezeichnung „Video-“ oder „Bildsignal“ benutzt. Dabei ist zu beachten, daß in diesem Signal auch noch die Synchron- und Ausstosimpulse enthalten sind. Es handelt sich also um ein Signalgemisch. Bild 63 zeigt den mit dem Signalgemisch modulierten HF-Träger vor und das Signal nach der Gleichrichtung. Im Bild 64 ist das Prinzipschaltbild des Bildgleichrichters dargestellt. Hier kommen heute vorwiegend Germaniumdioden zur Anwendung. Der Gleichrichter muß einen besonders kleinen Innenwiderstand (einige 100 Ohm) haben, da er auf einen relativ kleinen Richtwiderstand R (einige kOhm) arbeitet¹⁾. Germaniumdioden haben außerdem den Vorteil, daß sie keine Heizspannung benötigen, so daß auf diesem Wege keine Brummeinstreuungen auftreten können. Im Bild 64 liegt die „Kathode“ des Gleichrichters an der ZF-Spannung. Bei Röhrendioden würde sich bei dieser Anord-

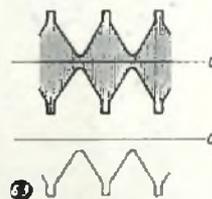


Bild 63 oben. Mit dem Fernsehsignal modulierter HF-Träger; unten: Signal nach der Gleichrichtung

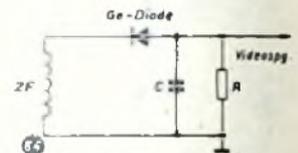


Bild 64. Prinzipschaltbild eines Bildgleichrichters

nung auch noch die Kapazität des Heizfadens gegen die Kathode störend bemerkbar machen. Ein weiterer Vorteil der Germaniumdioden ist ihre geringe Eigenkapazität (kleiner als 1 pF).

Die Schaltung im Bild 64 sieht aus wie ein normaler Einweggleichrichter. Der „Ladekondensator“ C darf aber nicht zu groß sein, damit das Videosignal (höchste Frequenz etwa 5 MHz) nicht kurzgeschlossen wird. Andererseits soll C aber für die ZF einen möglichst kleinen Widerstand haben. Der Richtwiderstand R soll bei der höchsten Videofrequenz (5 MHz) etwa gleich dem kapazitiven Widerstand des Ladekondensators C sein. C wird zum Teil schon durch die Schaltkapazitäten gebildet. Da der Gesamtwert nicht größer als etwa 10...20 pF sein darf, genügen kleine Zusatzkapazitäten von 5...10 pF. Der kapazitive Widerstand von 10 pF ist bei 5 MHz etwa 3,2 kOhm. Der Richtwiderstand R ist daher meistens etwa 3...4 kOhm. (Wird fortgesetzt)

1) Bei Rundfunkempfängern ist dieser Richtwiderstand etwa 0,5...1 MOhm, so daß auch die Gleichrichterdioden einen relativ hohen Widerstand (einige kOhm) haben dürfen. Solche Dioden sind also für Bildgleichrichter in Fernsehempfängern ungeeignet.

Wenn Gla: dann PHILIPS ELA



Erfahrene Ingenieure stehen Ihnen in unseren Niederlassungen unverbindlich zur Verfügung

Antennen

Mieter darf keine Außenantenne anbringen

Während in bisherigen Entscheidungen die Gerichte ziemlich einhellig die Auffassung vertreten haben, der Rundfunkempfang sei ein nicht mehr wegdenkbarer Bestandteil des Genusses der Mietwohnung und daraus ergebe sich auch das Recht des Mieters zur Anbringung einer Hochantenne, hat das Landgericht Hamburg jetzt eine überraschend einschränkende Entscheidung veröffentlicht. Nach dem Urteil des Hamburger Gerichts (19 S 104/56) hat der Mieter nur dann einen Anspruch auf Anbringung einer Außenantenne, wenn diese „zur Befriedigung normaler Empfangsansprüche“ notwendig ist. Dabei müsse sich die Eigentumsbeeinträchtigung des Hauseigentümers innerhalb der untersten Grenze des Möglichen halten.

Mit dieser Begründung verurteilte das Hamburger Gericht einen Mieter, die von ihm eigenmächtig angebrachte Fensterantenne zu beseitigen. Nach einem Sachverständigengutachten falle nämlich die Radioempfangsverbesserung durch diese Außenantenne nicht ins Gewicht. Außerdem würde das Beispiel Schule machen und bei einem Wohnblock, der von mehreren hundert Mietern bewohnt sei, zur Verschandelung der Außenfront durch einen Antennenwald führen. Der Vermieter brauche daher diese Verschandelung nicht zu dulden. Für eine Radio- und Fernsehantenne sei die sogenannte Dachrinnenantenne ausreichend, und der Mieter müsse sich auf diese Möglichkeit verweisen lassen, weil dadurch die geringste Eigentumsbeeinträchtigung hervorgerufen werde. Gr.

In Neu-Altona nur Gemeinschaftsantennen

In einer Verordnung über den Bebauungsplan von Neu-Altona beschloß der Senat von Hamburg bereits am 13. November 1956, daß Rundfunk- und Fernsehantennen bei den neuen Bauvorhaben nur als Gemeinschaftsantenne zugelassen werden

Von Sendern und Frequenzen

Belgien

Dem belgischen Parlament wurde der Text eines Fernsehstatuts zugeleitet. Nach dem eingebrachten Vorschlag soll die Fernsehjahresgebühr in Belgien 840 belgische Franken betragen. Bisher wurde von den etwa 200 000 Fernsehteilnehmern noch keine Gebühren verlangt.

Deutschland

Zur Verbesserung der Fernsehversorgung wurde im Rahmen des Kleinstumsetzer-Netzes des Südwestfunks ein neuer Fernseh-Kleinstumsetzer in Ahütte (Eifel) in Betrieb genommen. Noch in diesem Jahre sollen rund 30 weitere Kleinstumsetzer-Anlagen aufgestellt werden.

Auf dem Berliner Funkturmgelände wird voraussichtlich nach Ende 1957 ein neuer Fernsehsender mit 50 kW Leistung und einer Ausbaufähigkeit bis 100 kW errichtet werden. Man rechnet mit einem Ausstrahlungsradius von 80...100 km.

Nach jetzt abgeschlossenen Besprechungen kann der SFB am 1. Oktober d. J. in das bereits am 5. Juli 1956 freigegebene Funkhaus an der Masurenallee in Berlin einziehen. Die Renovierungskosten trägt die Bundesregierung, während für die Installation seiner Anlagen der SFB selbst aufkommen muß.

In der näheren Umgebung Heidelbergs soll ein Fernsehturm errichtet werden. Da der Königsstuhl vor allem aus Flugsicherungsgründen ausscheidet, ist bis jetzt trotz Ausarbeitung von Gutachten kein geeigneter Aufstellungsart ermittelt worden.

Der Fernsehsender Feldberg (Taunus) wird während der Dauer der Funkausstellung in Frankfurt a. M. in der Zeit von 10 bis 16 Uhr Unterhaltungssendungen ausstrahlen.

Im Versuchsbetrieb arbeitet auf den Frequenzen 55,25 MHz (Bild) und 60,75 MHz (Ton) der neue DDR-Fernsehsender Helpterberg bei Neubrandenburg. Einschließlich der neuen Ostberliner Fernsehstation sind nunmehr in der DDR zehn große Fernsehsender in Betrieb.

Das Hallberg-Schloß in Saarbrücken soll zu einem Funkhaus des Saarländischen Rundfunks umgebaut werden. Es wird auch ein Fernsehstudio enthalten



Hi-Fi-Aufnahmen auch im Heim

Der Wunsch vieler Liebhaber, auch zu Hause, in akustisch ungünstigen Räumen, Aufnahmen zu machen, bei deren Wiedergabe kein Störgeräusch, z. B. vom Tonband-Gerät, und auch kein unangenehmer Raumhall hörbar wird, soll durch das neue

NIEREN-MIKROPHON MD 403

erfüllt werden. Sein außerordentlich gleichmäßig verlaufender Frequenzgang, verbunden mit den günstigen Richteigenschaften der Super-Kardioide, ermöglicht Klangaufzeichnungen, die nicht schlechthin „Schall-Konserven“ —, sondern wegen ihrer Naturtreue zu Ereignissen voller Leben werden. Frequenzgang: bis 12 000 Hz \pm 3 dB. Dabei steigt die Sollkurve ab 1000 Hz langsam um 5 dB (bis 10 000 Hz) an. Auslöschung: Mindestens 12 dB über den gesamten Frequenzbereich bei $2 \times 135^\circ$. Fordern Sie bitte unseren Prospekt MD 403 an.

LABOR-W · DR.-ING. *Schreiber* BISENDORF / HANN

Funkausstellung Frankfurt/Main · Halle 3 · Stand 378

3/5 DANAVOX

Fabrik für elektronakustische Erzeugnisse
Kopenhagen Ö. Larsø Parkalle 112
Dänemark - Telefon: NY 8401 - Telex: 5848

Viereckiger Radioröhren. Neue Formgebung. Grauer Plastikdeckel. Goldeloxiertes Metallgehäuse. Lieferbar mit Impedanzen von 15 bis 4000 Ohm. Graue Schnur mit grauem Stecker zum Hörer passend. Standardlänge 1,5 m.

Ultra-Miniatur-Transformator T 2201
Gewicht 2,1 g.
Es sind viele Transformatorarten typen lieferbar.

Miniatur-Klinkenstecker mit Schaltbuchse
Besonders kleine Ausführung.

Statoclip T 402

Auswechselbarer magn. Hörer mit Impedanzen von 15 bis 4000 Ohm.
Auswechselbare Schnur 1,5 m.
Ohrstücke austauschbar.
Gewicht komplett 45 g.

Teleclip T 405

Ausgerüstet mit 2 seriengeschalteten Hörern. Lieferbar mit Impedanzen von 30 bis 8000 Ohm.
Gewicht komplett 57 g.

Kehlkopfmikrofon T 2210
Hervorragender Frequenzgang.
Magnetische Einheit.

Danavox-Miniatur-3-Stufen-Schalter
Für verschiedene Montagemöglichkeiten lieferbar

Danavox-Perlschnur mit Ultraminus-Stecker.

Statoclip Junior T 404

Besonders leichter Hörbügel aus Plastikrohr.
Austauschbare Schaumstoffkissen.
Gewicht komplett mit 1,5-m-Schnur und Hörer 26 g

Einzelteile und Zubehör für elektroakustische Geräte, die auf dem Weltmarkt ein Begriff sind.

Verkauf
nur an Industrie und Großhandel.

1. Standard-Hörer.
2. Schnur mit Standardstecker.
3. Ohrbügel.
4. Danavox Winkel-Stecker.

Aus Zeitschriften und Büchern

Verstärkerröhre mit bewegbarer Anode

Einem Bericht in der Zeitschrift Electronics¹⁾ über einen kürzlich gehaltenen Vortrag von H. Peterson und C. J. Clemenson mit dem Titel „Research on mechano-electronic transducer blood pressure manometers“ ist zu entnehmen, daß die RCA eine Kleintriode mit der Typenbezeichnung „5734“ herausgebracht hat, die wegen ihrer besonderen Eigenschaften zur elektronischen Messung von Drücken und kleinen Druckschwankungen gasförmiger und flüssiger Medien geeignet ist. Das besondere Merkmal dieser neuartigen Verstärkerröhre ist die bewegliche Lagerung ihrer Anode, wodurch sich der Abstand zwischen Anode und Kathode um geringe Beträge von einem Mittelwert aus in beiden Richtungen verändern läßt. Diese Abstandsänderungen haben entsprechende Schwankungen des Anodenstromes zur Folge, so daß also die Röhre ohne einen zusätzlichen Wandler in der Lage ist, mechanische Größen unmittelbar in elektrische Werte zu überführen.

Die Triode 5734 ist so empfindlich, daß sie die periodischen Blutdruckschwankungen in den Arterien eines Säugetieres mit großer Genauigkeit messen und reproduzieren kann. Sie ist also auch für medizinische und biologische Untersuchungen von Bedeutung. Um eine bequeme Ausführung derartiger Messungen zu ermöglichen, ist die Röhre in eine kleine hydrodynamische Druckkammer eingebaut, mit der zusammen sie ein handliches Untersuchungsgerät bildet.

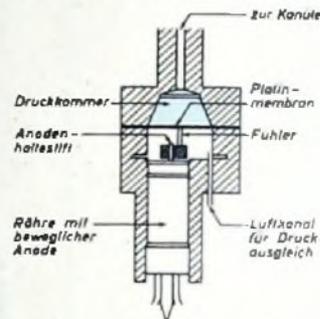


Bild 1. Schematische Schnittzeichnung des Blutdruckmeßgerätes mit der Triode 5734

Im Bild 1 ist ein schematischer Schnitt durch das Gerät mit der eingebauten Verstärkerröhre zu sehen. Die Druckkammer ist an ihrem oberen Ende offen und mündet in einen Kanal, der mit der in die Arterie eingeführten Kanüle in Verbindung steht, so daß die Druckkammer in unmittelbarer Verbindung mit der Arterie steht. Unten ist die Druckkammer mit einer Membran abgeschlossen, die unter den Blutdruckschwankungen wechsellagernde, sehr geringe Durchbiegungen erfährt. Unterhalb der Membran ist die Röhre mit der beweglichen Anode fest in dem Gehäuse des Gerätes angebracht. Die Röhre ist an ihrem oberen Ende ebenfalls mit einer dünnen, biegsamen und gasdichten Membran verschlossen, an der die Anode mittels eines kleinen Stiftes befestigt ist, der durch den Mittelpunkt der Membran nach außen geführt ist. Eine kleine Winkelverstellung, also ein geringes Kippen dieses Stiftes ruft die gewünschte Bewegung der Anode und deren Abstandsänderung hervor.

Diese Kippbewegung des die Anode haltenden Stiftes wird von der Membran, mit der die Druckkammer abgeschlossen ist, veranlaßt. Zu diesem Zweck ist die Röhre etwas außermittig zu dieser Membran angeordnet. Der obere Teil des Haltestiftes ist in einem kleinen Block befestigt, in dem ein zweiter, nach oben ragender und als Fühler dienender Stift so befestigt ist, daß er mit leichtem, federndem Druck von unten am Mittelpunkt der Membran anliegt. Jede Durchbiegung der Membran hat eine entsprechende Kippbewegung des Haltestiftes zur Folge, da der Fühler jeder Bewegung der Membran genau folgt.

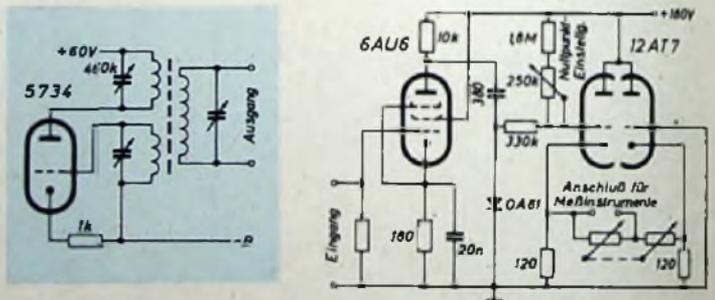


Bild 2. Schaltung des HF-Oszillators mit der Triode mit bewegbarer Anode. Bild 3. Schaltung des Verstärkers und Gleichrichters für die Schwingspannung

Die Membran besteht aus Platta, hat einen freien Durchmesser von 12 mm und ist 0,2 mm dick. Die Empfindlichkeit des Gerätes ist so groß, daß sich noch Durchbiegungen der Membran von nur einem hunderttausendstel Millimeter einwandfrei messen und wiedergeben lassen. Die Anode der Verstärkerröhre führt dabei nur außerordentlich kleine Bewegungen aus. Das geht schon daraus hervor, daß die maximal zulässige Auslenkung des Haltestiftes der Anode aus seiner Ruhestellung nicht mehr als 0,15 Grad nach beiden Richtungen ist.

¹⁾ Movable-anode Tube. Electronics Bd. 30 (1957) Nr. 3, S. 232-236

Die als Folge der periodischen Blutdruckpulsationen auftretenden Anodenspannungsschwankungen müssen noch verstärkt werden. An das Gerät werden sehr hohe Anforderungen hinsichtlich der Linearität gestellt, da nur dann hinreichend exakte Meßergebnisse erhalten werden. Dabei stellen sich aber gewisse Schwierigkeiten infolge der durch die Anodenverlustleistung verursachten Aufheizung des Gerätes ein, die die Meßergebnisse erheblich verfälschen kann. Beispielsweise würde man mit einer Anodenspeisespannung von 250 V und einem Anodenwiderstand von 75 kOhm eine ausreichende Linearität der Anodenspannungsschwankungen erhalten; dann wäre aber die Anodenverlustleistung so groß, daß eine unzulässige Erwärmung einträte. Eine Herabsetzung von Anodenspannung und Anodenwiderstand würde dagegen die Linearität in untragbarer Weise beeinträchtigen.

Ein Ausweg, der gleichzeitig die Lösung eines anderen Problems, nämlich eine ausreichende Nullpunkt Konstanz brachte, wurde gefunden, indem man die Triode mit der bewegbaren Anode als Hochfrequenzoszillator arbeiten läßt. Versuche zeigten, daß eine Schwingfrequenz von 400 ... 500 kHz am günstigsten ist und die Oszillatorschaltung nach Bild 2 alle Forderungen erfüllt. In dieser Schaltung wird eine Anodenspannung von nur 60 V benötigt, und der mittlere Anodenstrom ist etwa 0,2 mA. Die Anodenverlustleistung ist hierbei so gering, daß keine nennenswerte Temperaturerhöhung des Gerätes während des Betriebes auftritt. Die Blutdruckpulsationen äußern sich in entsprechenden periodischen Schwankungen der Amplitude der Schwingungsspannung. Diese Schwankungen sind am Ausgang des Oszillators ungefähr 5% der Gesamtamplitude, wenn sich der Blutdruck in der Druckkammer um 300 mm Hg ändert.

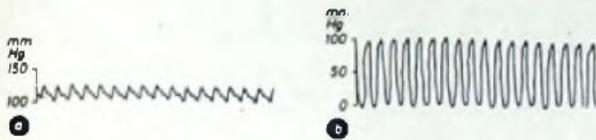


Bild 4. Blutdruckaufzeichnungen bei einem Kaninchen; a) in der rechten Herzschlagader, b) in der linken Herzkammer

Für die Verstärkung und Gleichrichtung der am Oszillatorausgang abgenommenen Schwingungsspannung wird der im Bild 3 dargestellte Verstärker mit kompensierter Endstufe hinter dem Diodengleichrichter benutzt. Die mittlere Schwingungsspannung am Eingang des Verstärkers soll auf etwa 2 V eingeregelt werden. Bild 4 zeigt mit dem Gerät gewonnene Aufzeichnungen des Blutdruckes bei einem Versuchstier.

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, IV. Band. Herausgegeben von Obering. K. Krelzer. Berlin-Borsigwalde 1957. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 826 Seiten mit 769 Bildern, 11 X 16 cm. Preis in Ganzl. geh. 17,50 DM.

Der — wie es im Vorwort zum jetzt vorliegenden IV. Band heißt — mit der Herausgabe des I. Bandes des Handbuches verfolgte Gedanke, eine Buchreihe einzuleiten, die für das einschlägige Fachgebiet ein grundlegendes Nachschlagewerk werden sollte, wurde von der technisch interessierten Leserschaft über Erwarten gut aufgenommen. Durchblättert man nun das vom Herausgeber sachmännisch gut redigierte und zusammengestellte neue Werk, dann ist festzustellen, daß einige bereits in den bisherigen drei Bänden behandelte Sachgebiete entsprechend dem Stand der Technik ergänzt und erweitert wurden, aber auch — es sei hier wiederum das Vorwort zitiert — bisher unveröffentlichte Themen über neueste technische Forschungsergebnisse und aus der Praxis kommende neue Erkenntnisse behandelt werden. Für sich betrachtet, ist auch dieser IV. Band wieder ein in sich abgeschlossenes, auch ohne die drei ersten Bände benutzbares Fachbuch.

Die einleitende Darstellung der Informationstheorie (20 S.; Bearbeiter: Dr. phil. F. A. Fischer) wird in der gewählten knappen, übersichtlichen Form dem Nachrichtentechniker sehr gelegen kommen. Mit modernen Bauelementen der Nachrichtentechnik und ihren praktischen Anwendungen machen weiterhin Beiträge über spannungsabhängige Widerstände mit symmetrischer Kennlinie und über keramische Kleinkondensatoren (36 S.; Bearbeiter: Dipl.-Ing. D. Gravenhorst) sowie über Transistoren (61 S.; Bearbeiter: Dipl.-Ing. B. Donati und Dipl.-Ing. E. Ginsberg) vertraut. Dr.-Ing. D. Hopf hat auf 96 Seiten die Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenrohren (Verstärkerrohren für Rundfunk und Fernsehempfänger, Langlebensdauerrohren, Röhren für Dezimeter- und Zentimeterwellen, Elektronenstrahlröhren sowie spezielle Gasentladungsröhren) prägnant dargestellt. Die Verstärkertechnik (98 S.; Bearbeiter: Dipl.-Ing. H. Friedrich) ist mit ihren Abschnitten NF-Verstärker, HF-Verstärker und Gleichstromverstärker ausgezeichnet auf die Praxis abgestimmt, während die moderne AM-FM-Empfangstechnik (72 S.; Bearbeiter: Dipl.-Ing. W. Späth) alles das sehr klar wiedergibt, was man von der Schaltungstechnik der einzelnen Stufen einschließlich Verbesserungen im NF-Teil wissen sollte. Im weiteren Hauptabschnitt Elektroakustik und Tonfilmtechnik (52 S.; Bearbeiter: Obering. H. Petzoldt) kommt wieder ein anerkannter Spezialist zu Wort. Anschließend sind die Planungsgrundlagen für kommerzielle Funk- und Richtfunkverbindungen (60 S.; Bearbeiter: Dipl.-Ing. H.-J. Fründt) in schöner Systematik, unterstützt durch zahlreiche Nomenklaturen usw., wiedergegeben. Beinahe scheut man sich, den fast zu großen Strauß der Referate, die jedes für sich schon eine gute Messe wert sind, noch mehr zu zerpfücken, aber nicht nur die meteorologischen Anwendungen der Nachrichtentechnik (36 S.; Bearbeiter: Privatdozent Dr. H. G. Müller) haben sehr gute Berücksichtigung gefunden, sondern auch die Elektronik in der Steuerungs- und Regelungstechnik (88 S.; Bearbeiter: Obering. H. Brungsberg und Ing. G. Weltner) ist mit all ihrer Theorie und ihren praktischen Anwendungen elegant und zweckmäßig eingebaut. Wer sich ferner über Theorie und Technik der heute sehr wichtigen elektronischen digitalen Rechenautomaten informieren will (74 S.; Bearbeiter: Dipl.-Ing. W. Anacker), dürfte ebenfalls das Buch nicht enttäuscht zur Seite legen. Last but not least — ist die erstmalig in dieser Buchreihe behandelte Vakuumtechnik (66 S.; Bearbeiter: Dr. H.-G. Nölter) keineswegs schlecht weggekommen.

Der durch den Inhalt dieses IV. Bandes angesprochene Leserkreis kann gar nicht groß genug gezogen werden; eine beifällige Aufnahme des Werkes ist von vornherein sicher.

**GROSSE
DEUTSCHE
RUNDfunk-FERNSEH-
PHONO-AUSSTELLUNG**

FRANKFURT · MAIN

2.-11.
1957

**Händlertage:
5.8., 7.8., 9.8., 10 - 13 Uhr**

**50 000,- DM - Besucher - Preisausschreiben
Tägliche Starparade von Funk und Fernsehen**

OCELIT-VARISTOREN
spannungsabhängige Widerstände
für Funkenlöschung und
Funkentstörung (UKW+Fernsehbereich)

C. CONRADTY NÜRNBERG
Elektroden, elektrische und galvanische Kohlen

Fischers Fritz ist Wellenfischer;

mit Lorenz-Röhren fischt er sicher.

Pendelrückkopplungsschaltungen mit Transistoren

Der Pendelrückkopplungsempfänger hat den Vorzug, bei geringstem Aufwand sehr hohe Verstärkungen in der HF-Stufe zu liefern. Besonders klein wird der Aufwand aber dann, wenn man als Pendelschwinger statt einer Röhre einen Transistor verwenden kann. Es ist daher ganz reizvoll, sich mit Pendelrückkopplungsschaltungen zu befassen, die nur mit Transistoren bestückt sind. Da der Transistor bis nahe seiner oberen Grenzfrequenz schwingfähig ist, kann man mit ihm in der Pendelrückkopplungsschaltung höhere Frequenzen verstärken als in Geradeaus- oder Superhet-Empfängern. In letzteren muß man immer einen gewissen Abstand von der Grenzfrequenz einhalten, damit der Transistor linear mit der Bingangsamplitude verstärkt. Im Pendelrückkopplungsempfänger besteht diese Forderung nach Linearität nicht. Zum Verständnis der Transistorschaltungen ist es erforderlich ganz kurz auf das Prinzip der Pendelrückkopplung einzugehen. Arbeits- und Wirkungsweise gehen aus der schematischen Grundschaltung im Bild 1 hervor. Die zu verstärkende Hochfrequenz wird auf den abgestimmten Resonanzkreis L, C gegeben, dem ein Dämpfungswiderstand R parallelgeschaltet ist. Dieser Dämpfungswiderstand schwankt periodisch im Takte der Pendelfrequenz zwischen einem positiven und einem negativen Wert hin und her, wie es im Bild 2a angedeutet ist. Wenn R positiv ist, wird der Resonanzkreis so stark gedämpft, daß er nicht schwingen kann. Dagegen tritt bei negativem R Selbsterregung in der Resonanzfrequenz ein, wenn dem Kreis eine Signalspannung aufgedrückt wird. In den Bildern 2b und 2c ist nun zu sehen, wie der Kreis nach Bild 1 arbeitet, wenn man ihm ein Hochfrequenzsignal zuführt, auf das der Kreis abgestimmt ist. In beiden dargestellten Fällen beginnt der Kreis zu schwingen, wenn der Dämpfungswiderstand R einen negativen Wert erreicht



Bild 1. Grundprinzip der Pendelrückkopplungsschaltung mit dem im Takte der Pendelfrequenz schwankenden R

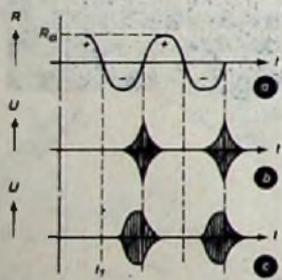


Bild 2. Zeitlicher Verlauf des Dämpfungswiderstands R (a) und Arbeitsweise der linearen (b) und der logarithmischen Pendelrückkopplung (c)

hat, während die Schwingungen bis auf den Wert Null gedämpft werden, sobald R einen positiven Wert annimmt. Die Bilder 2b und 2c unterscheiden sich aber grundsätzlich voneinander. Bild 2b zeigt die „lineare“ und Bild 2c die „logarithmische“ Pendelrückkopplung. Bei der linearen Arbeitsweise ist die Schaltung so dimensioniert, daß die Amplituden der Schwingungen des Kreises nicht begrenzt werden, bis R durch den Nullpunkt geht und seine dämpfende Wirkung einsetzt. Die Schwingungen des Kreises treten daher in Form von Impulsen auf, deren Amplituden der momentanen Amplitude der von außen zugeführten Hochfrequenz proportional sind, weil sich die Schwingungen um so schneller und zu um so größeren Amplituden ausschlagen, je größer die Signalamplitude ist. Man erhält also eine Reihe von HF-Impulsen, die gleiche Länge haben und deren Amplituden der niederfrequenten Modulation der Signalfrequenz entsprechen. Die Impulse werden in einer Diode gleichgerichtet und geleitet, worauf man die niederfrequente Modulation zur Verfügung hat.

Bei der logarithmischen Pendelrückkopplung (Bild 2c) werden dagegen die hochfrequenten Schwingungen durch die Schaltung auf einen Höchstwert begrenzt, bevor die Dämpfung durch R einsetzt. Die Impulse haben jetzt alle gleiche Amplitude, dafür ist die von ihnen eingeschlossene Fläche der jeweiligen Signalamplitude logarithmisch proportional, weil die Schwingungsamplitude um so schneller ihren Grenzwert erreicht, je größer die anstoßende Signalamplitude ist. Zur Gewinnung der Modulation braucht man hier also nur den zeitlichen Mittelwert des Schwingungsstromes durch Integrieren der Impulse im Bild 2c zu bilden. Diese Art der Pendelrückkopplung ist aber wegen ihrer großen Verzerrungen zum Empfang von Sprache und Musik ungeeignet.

Die logarithmische Pendelrückkopplung hat aber den Vorteil, daß der die HF verstärkende und mit deren Frequenz schwingende Transistor gleich-

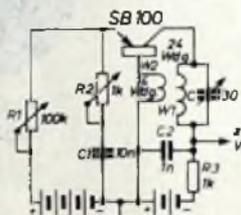


Bild 3. Selbstpendelnde Transistorschaltung

zeitig die Pendelfrequenz erzeugen kann. Bei dieser „selbstpendelnden Schaltung“ ist die Zahl der Impulse nach Bild 2c in der Zeiteinheit von der jeweiligen Signalamplitude abhängig. Ein selbstpendelnder Transistorempfänger ist zwar nur für Telegrafiem Empfang brauchbar, zeichnet sich aber durch seine extreme Einfachheit aus, so daß hier ein Beispiel gezeigt werden soll (Bild 3).

Die Empfängerschaltung nach Bild 3 ist im wesentlichen ein üblicher HF-Oszillator mit einem abstimmbaren Resonanzkreis am Kollektor; die Rückkopplungsspannung wird der Basis induktiv über W_2 zugeführt. Die Pendelfrequenz, die den Transistor zu impulsförmigen Schwingungen nach Bild 2c veranlaßt, entsteht durch den Emitterkreis des Transistors. Wenn der Transistor schwingt, wirkt die Emitter-Basisstrecke als Gleichrichter für die rückgekoppelte Spannung, die nun in gleichgerichtetem Zustand den Kondensator C_1 negativ auflädt und dadurch den Transistor speist. C_1 kann sich dann über R_1 und R_2 entladen, worauf der Transistor wieder zu schwingen anfängt und der Vorgang von neuem beginnt. Die Pendelfrequenz wird vorwiegend durch die Geschwindigkeit, mit der sich C_1 entladen kann, also durch R_1 , und auch durch das Windungsverhältnis $W_1 : W_2$ bestimmt. Die im Bild 3 angegebenen Schaltdaten gelten für den Empfang auf dem 20-m-Band. Die Antenne kann induktiv an W_1 angekoppelt werden. An R_3 fällt eine Spannung ab, die dem Strommittelwert der Schwingungsimpulse entspricht und ein logarithmisches Abbild der Modulation des aufgedrückten HF-Trägers darstellt.

Um eine lineare Pendelrückkopplung zu bekommen, die für den Empfang von Sprache und Musik geeignet ist und eine der Modulation der HF linear proportionale Tonfrequenz liefert, muß man die Pendelfrequenz mit einem getrennten Generator erzeugen und dem schwingenden Transistor von außen zuführen. Die Grundschaltung für den selbst-erregten und hochfrequent schwingenden Transistor entspricht Bild 4. Die Verhältnisse und Vorgänge in dieser Schaltung, die den Transistor schwingungsfähig machen und zur Selbsterregung bringen, können hier nicht untersucht werden. Es sei nur erwähnt, daß der Flächentransistor, der in dieser Schaltung verwendet wird, bei sehr hohen Frequenzen nahe seiner Grenzfrequenz einen negativen Basiswiderstand hat, durch den er

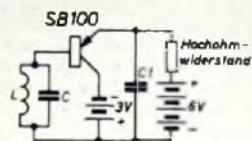


Bild 4. Grundschaltung eines selbst-erregten Transistor-Oszillators für hohe Frequenzen

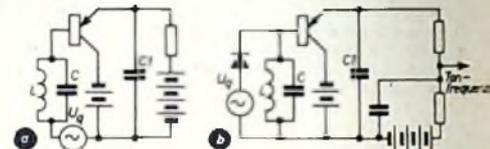


Bild 5. Einführung der Pendelfrequenz in den Oszillator nach Bild 4. a) durch Steuerung der Basis, b) durch Steuerung einer Paralleldiode

schwingfähig wird. Bei niedrigen Frequenzen schwingt dagegen der Transistor in dieser Schaltung nicht; immerhin ist sie mindestens für Frequenzen von 5...50 MHz und mehr geeignet. Die Pendelfrequenz U_p kann man entweder nach Bild 5a oder nach Bild 5b in die Schwingung einführen. Das Verfahren nach Bild 5a ist weniger günstig, weil dort der Emitter des Schwingtransistors durch die Pendelfrequenz U_p unmittelbar geschaltet wird, was einen unerwünschten Eingriff in die eigentliche Schwingungsschaltung bedeutet. Vorteilhaft arbeitet die Schaltung nach Bild 5b, bei der die Pendelfrequenz eine parallel zum Resonanzkreis liegende Diode so schaltet, daß sie den Resonanzkreis im Takte der Pendelfrequenz abwechselnd kurzschließt beziehungsweise nicht nennenswert dämpft. Bei dieser Methode bleibt der Transistor auf einem festen Arbeitspunkt. Außerdem ist die Dämpfung durch die kurzschließende Diode wirkungsvoller als die direkte Schaltung am Emitter nach Bild 5a, wo der dem Resonanzkreis dämpfende Emitter-Basiswiderstand immer recht hoch bleibt.

Die Schaltung nach Bild 5b hat auch den Vorteil, daß eine besondere Gleichrichtung zur Gewinnung der Modulationsspannung nicht notwendig ist, weil die Emitter-Basisstrecke des Schwingtransistors schon als Gleichrichter wirkt. Der Emitterstrom und der dem Resonanzkreis aufgedrückte Strom haben daher schon die Form von nur nach einer Seite gerichteten HF-Impulsen. Der Transistor arbeitet also ähnlich wie in einer C-Schaltung.

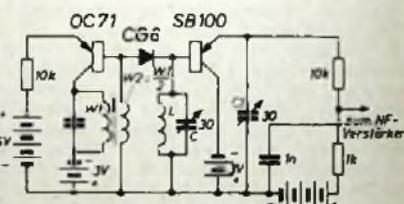


Bild 6. Vollständiges Schaltbild eines Pendelrückkopplungsempfängers für Kurzwellenempfang, der nach dem Prinzip von Bild 5 arbeitet. Die Antenne des Gerätes wird induktiv auf L gekoppelt

Die vollständige Schaltung des Pendelrückkopplungsempfängers ist Bild 6 zu entnehmen. Die Pendelfrequenz wird von dem linken Transistor erzeugt und liegt am zweckmäßigsten im Bereich von 15...20 kHz. Der Transformator im Pendelfrequenzgenerator kann ein üblicher NF-Transformator, besser aber noch ein Transformator mit Ferrorcube-Kern sein. Die gleichgerichtete Modulationsspannung erhält man an dem 1-kOhm-Widerstand im Emitterkreis des Schwingtransistors; sie ist unverzerrt maximal etwa 10 mV und muß in einem zweistufigen Transistorverstärker weiterverstärkt werden.

Dr. F.

(Page D. F.: Transistor super-regenerative circuits. Wireless World Bd. 62 (1956) Nr. 12, S. 606)



PICOMAT Ein direkt anzeigender Kapazitätsmesser zum direkten Messen kleiner und kleinster Kapazitäten von unter 1pF—10.000 pF.
Prospekte anfordern.

Max Funke KG., Adenau/Eifel
Spezialfabrik für Röhrenmeßgeräte

METALLGEHÄUSE



FÜR
INDUSTRIE
UND
BASTLER

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



Radio-Bespannstafel
neueste Muster

Ch. Rohlf - Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rokindseck 289

Kaufgesuche

Chiffreanzeigen. Adressierung wie folgt:
Chiffre... FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsig-
walde, Eichborndamm 141-167.

Wir suchen Röhren: AD 102, AL5, ECH 4,
DG 9/3, DG 9/4, HR 11/100/1.5, LB 1, LB 8,
LG 12, LD 1, LS 50, PS 1.5/100, RGN 2004,
RGN 2504, RGQZ 1.4/0.4, RL 4 B/P 15,
RL 12 T 1, RV 210, RS 337, SA 100, SA 101,
RADIO-Fell, Bin.-Charlottenburg, Wundt-
straße 15

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen
gesucht Neumüller & Co. GmbH, Mün-
chen 2, Lenbachplatz 9

HANS HERMANN FROMM sucht ständig
alle Empfangs- u. Miniaturröhren, Wehr-
machtröhren, Stabilisatoren, Osz.-Röhren
usw. zu günstigen Bedingungen, Berlin-
Wilmerdorf, Fehrbelliner Platz 3, 87 33 95

Rundfunk- und Spezialröhren aller Art
in großen und kleinen Posten werden
laufend angekauft, Dr. Hans Bürkle,
München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 5 03 40

Amateure • Bastler

Röhren-Elkos-CuL-Draht
Klaviaturen u. Lautsprecher
zu vorteilhaften Preisen. Bitte Listen anfordern!
W. Müller, Elektrotechn., Spanghagen/Würtfbg.



Isolierschlauchfabrik

Gewebe- und gewebelose

Isolierschläuche

f. d. Elektro-, Radio- u. Motorenindustrie

Berlin NW 27, Huttenstraße 41/44



188 Ad. Mogler KASSENFABRIK HEILBRONN

Radio-Röhren, Spezialröhren, Sende-
röhren gegen Kasse zu kaufen gesucht
Szebely, Hamburg-Altona, Schlachter-
buden 8, Tel.: 31 23 50

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

Rundfunk- und Spezialröhren aller Art
in kleinen und großen Mengen werden
laufend gegen Kasse gekauft, TETRON
Elektronik Versand G.m.b.H. Nürnberg,
Königsstraße 85

Labor-Instr., Kathographen, Charlotten-
burger Motoren, Berlin W 35

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache
und Musik Bausatz ab 40,50 DM. Prospekt
frei! F. auf der Lake & Co., Mülheim/Ruhr



Die Überraschung zum Neukauftermin

Wir haben nach der Norm **DIN 41524** die auf unserer
Entwicklung der Kleinkupplung aufgebaut ist, einen
Neuen 3 pol. Miniaturstecker konstruiert. Sie werden
überrascht sein von seiner Eleganz, seiner Zweckmäßigkeit
— — — und dem Preis. Verlangen Sie Muster — die
sprechen für sich selbst. **TUCHEL-KONTAKT**
Heilbronn/Neckar Telex 0728/816 Tel. 2389-5890

KONTAKTSCHWIERIGKEITEN?

Alle Praktiker der Hochfrequenztechnik
UKW-Technik
Fernseh-technik
Fernmeldetechnik
Maßtechnik



kennen die Schwierigkeiten der mangelhaften
Kontaktgabe an Vielfachschaltern.

CRAMOLIN hilft Ihnen.

Cramolin beseitigt unzulässige Übergangswiderstände und Wackel-
kontakte. Cramolin verhindert Oxydation, erhöht die Betriebssicherheit
Ihrer Geräte. **CRAMOLIN** ist garantiert unschädlich, weil es frei von
Säuren, Alkalien und Schwefel ist, wirksam bis -35°C. **CRAMOLIN**
wird zu folgenden Preisen und Packungen geliefert: 1000-ccm-
Flasche zu DM 24.—, 500-ccm-Flasche zu DM 13.—, 250-ccm-Flasche zu
DM 7.50, 100-ccm-Flasche zu DM 3.50, je einschl. Glasflasche, sofort
lieferbar, ab Werk Mühlacker. Rechnungsbeträge unter DM 20.— werden
nachgenommen. (3% Skonto).

R. SCHÄFER & CO. 2 • CHEMISCHE FABRIK
(14a) MÜHLACKER • POSTFACH 44



Rundfunk- und Fernsehtische

liefert in großer Auswahl
und allen Preislagen

SINRAM & WENDT / HAMELN



EUROPAS GRÖSSTE FUNKAUSSTELLUNG

in Buchform. Weit über 1000 Abb. mit
Schaltungen für Kristalloden — einmalig
auf allen Gebieten der Elektronik, Fern-
seh- und Rundfunktechnik.
Tausende außerordentlicher Gelegen-
heitskäufe.

Kein Katalog Europas ist derart voll-
kommen. —
Sofort bestellen, denn der Walter-
Arlt-Bauteile-Katalog 1957 ist jetzt in
der 2. Auflage erschienen und wird
schnell vergriffen sein.

Schreiben Sie daher umgehend!
Preis 2,— DM mit Gutschein. Bei Vor-
ein- und 2.50, bei Nachnahme 3,— DM.

Arlt-Radio-Elektronik - Walter Arlt
Berlin-Neukölln, Karl-Marx-Straße 27
Postcheck: Berlin-West 197 37
Bin.-Charlottenbg., Kaiser-Friedr.-Str. 18
Düsseldorf, Friedrichstraße 61 a
Postcheck: Essen 373 36

Der IV. Band ist da!



826 Seiten · 769 Abbildungen · Ganzleinen
17,50 DM

Ein zuverlässiges, den neuesten Stand der Technik berücksichtigendes Informationsmittel für

Physiker und Ingenieure
Dozenten und Studenten
Labor- und Industrietechniker
Technische Kaufleute
Rundfunk- und Fernsehmechaniker
Amateure und Praktiker

Der IV. BAND ergänzt und erweitert Sachgebiete der hervorragend beurteilten ersten drei Bände und behandelt bisher unveröffentlichte Themen über neueste technische Forschungsergebnisse sowie aus der Praxis kommende neue Erkenntnisse.

Herausgeber: Obering. Kurt Kretzer
Mit Beiträgen hervorragender Fachleute unter Mitarbeit der Redaktionen FUNK-TECHNIK und ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

DIE MITARBEITER UND IHRE BEITRÄGE

Dipl.-Ing. W. Anacker:
Theorie und Technik elektronischer digitaler Rechenautomaten

Obering. H. Brungsberg, Ing. G. Weitner:
Die Elektronik in der Steuerungs- und Regelungstechnik

Dr. phil. F. A. Fischer:
Informationstheorie

Dipl.-Ing. H. Friedrich:
Verstärkertechnik

Dipl.-Ing. H.-J. Fründt:
Planungsgrundlagen für kommerzielle Funk- und Richtfunkverbindungen

Dipl.-Ing. D. Gravenhorst, Dipl.-Ing. B. Donati,
Dipl.-Ing. E. Ginsberg:
Bauelemente der Nachrichtentechnik

Dr.-Ing. D. Hopf:
Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenröhre
Privatdozent Dr. H. G. Müller:
Meteorologische Anwendungen der Nachrichtentechnik

Dr. H.-G. Nöller:
Vakuumtechnik

Obering. H. Petzoldt:
Elektroakustik und Tonfilmtechnik

Dipl.-Ing. W. Sparbier:
Moderne AM-FM-Empfangstechnik

Spezialprospekt „A“ mit ausführlichem Inhaltsverzeichnis auf Anforderung

Der IV. BAND ist wie alle anderen Fachbücher unseres Verlages durch jede Buchhandlung im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag zu beziehen.

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH
BERLIN - BORSIGWALDE · EICHBORNDAMM 141-167