

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

1. APRILHEFT



7 | 1961 +

mit Elektronik-Ingenieur
FT-Sammlung

Vierzehn deutsche Universitätsprofessoren, die mit der Telefunken GmbH wissenschaftlich zusammenarbeiten, trafen vom 13. bis zum 15. März in Ulm mit Forschern und Entwicklern des Unternehmens zusammen. Thema der Konferenz: Erfahrungsaustausch über die neuesten Entwicklungen und Erkenntnisse auf dem Gebiete der Nachrichten- und Informationstechnik.

Eine moderne Fabrikationshalle (2500 m²) konnte das Zweigwerk Vohenstrauß (Oberpfalz) der Grundig-Werke jetzt in Betrieb nehmen. Zusammen mit dem nicht weit entfernten Betrieb Pleystein sind in diesem industriell bisher wenig erschlossenen Gebiet derzeit über 600 Arbeitskräfte mit der Herstellung von Einzelteilen und Bausteinen für Grundig-Fernsehpfänger beschäftigt. Vor allem werden hier sämtliche VHF-Kanalwähler fertiggestellt sowie wichtige Teile des UHF-Kanalwählers, ebenso sämtliche Zeilentransformatoren.

Mit Wirkung vom 1. März 1961 ist Dipl.-Ing. Heinz Donn zum weiteren Geschäftsführer der Deutschen Philips GmbH bestellt und gleichzeitig mit der Leitung der Apparatefabrik Berlin beauftragt worden. Dipl.-Ing. Heinz Donn, Jahrgang 1908 und in Halle/Saale geboren, widmete sich nach dem Studium an der TH Hannover Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet der Funkmeßtechnik. In den letzten 10 Jahren - unterbrochen durch einen einjährigen Aufenthalt in den USA - war Dipl.-Ing. Donn bei der Firma Schaub-Lorenz in Pforzheim tätig, bis er im November 1960 bei der Deutschen Philips GmbH in Berlin eintrat.

Durch eine weitere Aufstockung der Fertigungskapazität hat Nordmende jetzt den Engpaß langer Lieferfristen so weit überbrückt, daß der Universal-Wobbler „UW 958“, der Fernseh-Signalgenerator „FSG 957“ sowie das Gitter-Vorspannungsgerät „GVG 968“ jetzt wieder sofort geliefert werden können. Für die Oszillografen „UO 963“ und „UO 965“ sowie für den UHF-Wobbler gelten allerdings im Augenblick noch Lieferfristen von zwei bis drei Monaten.

„Pony KM“ („Pony ML“), KM
(ML), 8 Trans + 1 Diode, 7,2
× 11 × 3,2 cm, 0,28 kg

Um den Fachhandel vor unliebsamen Kontroversen mit der GEMA zu bewahren, hat Telefonken jetzt eine 25-cm-Langspielplatte (Bestell-Nummer T 72 678) herausgebracht, die einwandfrei nur nicht GEMA-pflichtige Aufnahmen enthält. Gut ausgewählte Ausschnitte aus Musikwerken der verschiedensten Art ersetzen dem Kunden ohne weiteres eine Beurteilung der Qualität der Musiktruhe oder des Phonogerätes. Die eine Seite der Platte enthält Mono-Aufnahmen, die andere Stereo-Aufnahmen derselben Musikstücke.

Werkaufnahme: Siemens

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Neubauer, Kuch, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 203, 204, 223, 230—232 ohne redaktionellen Teil

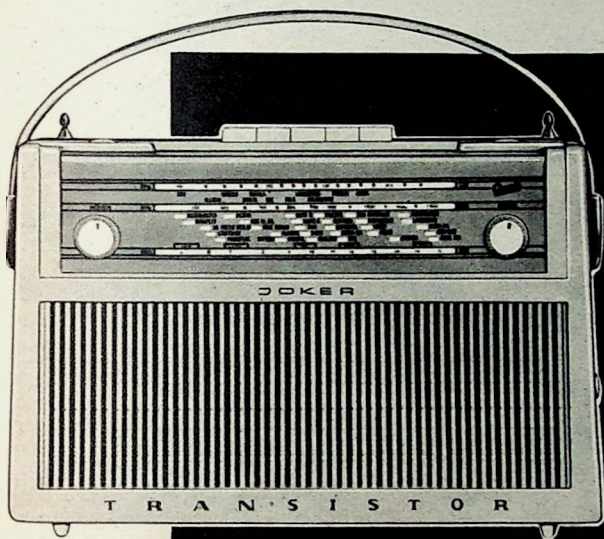
► Für die Sonderschau werden von der Bundespost viele historische Gegenstände zur Verfügung gestellt. Vom Sonderbeauftragten des Ausstellungsausschusses der Fachabteilung 14 im ZVEI, Herrn K. Zimmermann, Hildesheim, Schützenallee 65, erfahren wir hierzu noch: Die Beschaffung von historischen Geräten aus der Anfangszeit der Rundfunk- und Fernsehtechnik ist deshalb besonders schwierig, weil die Archive der Firmen durch Kriegseinwirkung größtenteils verlorengegangen sind. Es ist aber anzunehmen, daß sich in Privathand oder in den Werkstätten der Rundfunkhändler noch Geräte aus dieser Zeit befinden, die bisher unbeachtet herumstanden. Der Ausstellungsausschuß bittet um die Überlassung von solchen historischen Rundfunk- und Fernsehgeräten, auch Kopfhörer und Lautsprecher, möglichst aus den allerersten Anfängen. Die Geräte können entweder als kostenlose Stiftung oder auch als zeitweilige Leihgabe für die Dauer der Ausstellung zur Verfügung gestellt werden. (Auf Wunsch wird ein Hinweis auf den Spender oder den Besitzer angebracht.)

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK
GMBH, Berlin-Borsigwald, Eichborndamm 141-167.
Telefon: **Sammel-Nr. 49 2331** (Ortskennzahl im
Selbstwählferndienst 0311). **Telegrammanschrift:**
Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352
fachverlage bln. **Chefredakteur:** Wilhelm Roth,
Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur:
Ulrich Radke, sämtlich Berlin. **Chefkorrespondent:**
Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempan/Allgäu.
Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefredakteur:
Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. **Postschack-**
konto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493.
Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch-
und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein
Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die **FUNK-TECHNIK**
erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Les-
zirkel aufgenommen werden. **Nachdruck** — auch in
fremden Sprachen — und **Vervielfältigungen** (Foto-
kopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von
Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus
sind nicht gestattet. — **Satz:** Druckhaus
Tempelhof. **Druck:** Eisnerdruck, Berlin

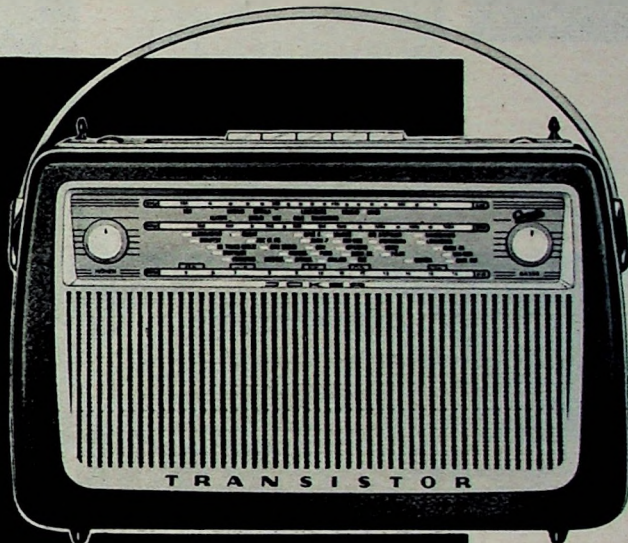


TRANSISTOR-GERÄTE 1961

Vom Taschen-Empfänger bis zum kombinierten Koffer- und Autoempfänger bieten wir Ihren Kunden in der Verkaufssaison 1961 ein marktgerechtes Transistorgeräte-Programm. GRAETZ-Transistorempfänger werden in diesem Jahr verstärkt in Ihrem Fachgeschäft verlangt werden.



JOKER M



JOKER

JOKER

UKW-Transistor-Koffer- und Autoempfänger mit 4 Wellenbereichen, 2 Teleskopantennen, abschaltbare Ferritantenne, Drucktastenschaltung, Autoanschluß und Anschluß für Plattenspieler. In 4 verschiedenen Farben lieferbar.

Preis **DM 298,—**

JOKER M

Dieses Gerät hat die gleichen technischen Daten wie „JOKER“, wird jedoch in einer anderen Gehäuseausführung in verschiedenen Farben geliefert.

Preis **DM 298,—**

Spezial-Autohalterung für JOKER und JOKER M, anschlußfertig mit Befestigungsmaterial

Preis **DM 28,50**

DAISY

UKW-Transistor-Kofferempfänger mit 3 Wellenbereichen, 1 Teleskopantenne, Drucktastenschaltung und Anschluß für Auto-Antenne. Gehäuse in 4 Farbausführungen.

Preis **DM 228,—**

DAISY M

Technische Daten wie „DAISY“, jedoch in eckiger Gehäuseausführung.

Preis **DM 218,—**

AMABILE

UKW-Transistorempfänger für Heim und Reise. Ein modernes, schnurloses Transistorgerät mit 3 Wellenbereichen.

Preis **DM 238,—**

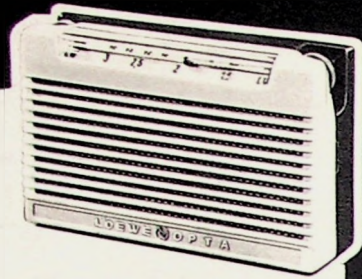
SUSI

Transistor-Taschenempfänger mit 2 Wellenbereichen, MW und LW, eingebauter Ferritstab-Antenne und Anschluß für Ohrhörer.

Unverbindlicher Richtpreis **DM 98,—**

Rundfunk- und Fernsehgeräte, Stereo-Musiktruhen, Tonband- und Diktiergeräte, Transistorgeräte und -koffer für Autoempfang, Reise und Heim.

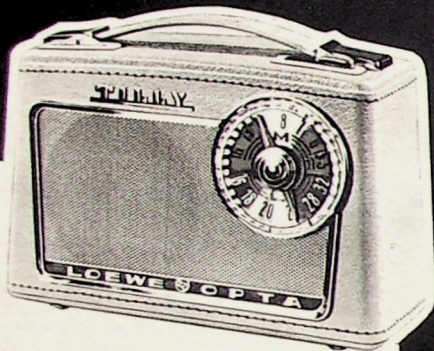
LOEWE OPTA



LUXY

LUXY 5910

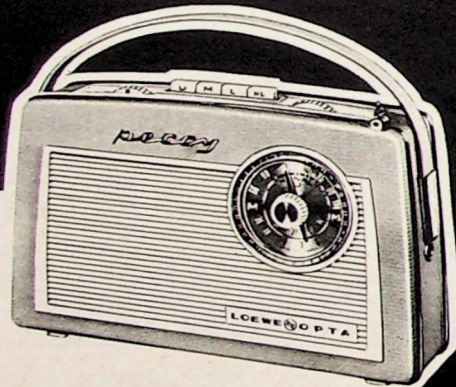
Volltransistor-Taschenempfänger für Mittel- u. Langwelle
Das Idealgerät für alle, die unterwegs sind.
Hohe Endleistung.
Anschlüsse für Zweitlautsprecher, Außenantenne und Kopfhörer.



TILLY

TILLY 5920

Der handliche, elegante Reiseempfänger in echtem Leder und mit herrlichem Klang. Besonders großer Lautsprecher. 2 Wellenbereiche: Mittel- und Langwelle.
Unwahrscheinlich niedrige Betriebskosten trotz großer Leistung. Robust und unempfindlich, das Gerät für vielseitige Verwendung.



PERCY

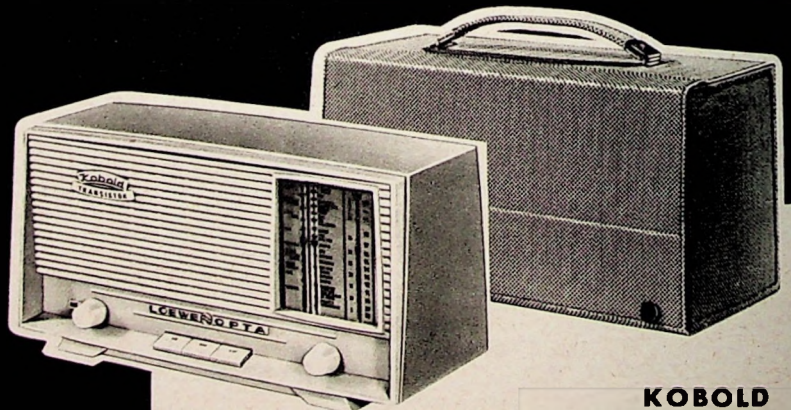
PERCY 6950

Der UKW-Volltransistor-Reisesuper für Anspruchsvolle mit ausgezeichneten Empfangseigenschaften.
Drei Wellenbereiche: UKW, Mittel- und Langwelle.
Hochleistungstaste für 150 mW oder 1 Watt Endleistung.

KOBOLD 5961 TR

Der schnurlose netzunabhängige Batterie-Empfänger für Heim und Garten, Auto, Reise und Camping. Hervorragender UKW-, Mittel- und Langwellenempfang bei sparsamstem Stromverbrauch.

1 Watt-Gegentaktendstufe mit extra großem Lautsprecher. Besonders formschönes Gehäuse mit dazu passendem Koffer in Pepitamuster.



KOBOLD

LOEWE OPTA

KRONACH (Bayern) · BERLIN (West) · DÜSSELDORF



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Dipl.-Phys. W. STANNER

Radartechnik – heute und morgen

Seit rund dreißig Jahren sind im Bereich der Radartechnik erfolgreiche Versuche und Entwicklungen im Gange. Vorversuche ohne entscheidende Bedeutung reichen sogar weitere dreißig Jahre zurück. Es ist eine interessante Aufgabe, aus einer Rückschau auf die vergangenen sechs Jahrzehnte den Versuch einer vorsichtigen Vorschau in die Zukunft zu unternehmen. Erleichtert wird diese Vorschau dadurch, daß durch langfristige Forschungs- und Entwicklungsprogramme der Weg dieser höchst eigenwilligen Sonderrichtung der Nachrichtentechnik schon etwas abgesteckt ist.

Die Leistungsfähigkeit einer Radaranlage wird für den Fachmann durch eine Vielzahl von technischen Parametern bestimmt. Die laufende Verbesserung der einzelnen Kennwerte ist ein natürliches Ziel der Technik. Nach außen manifestiert sich die erreichte Verbesserung vor allem in der Steigerung der Rückstrahl-Reichweite gegen ein Ziel mit definierten Eigenschaften, zum Beispiel ein bestimmtes Flugzeug. Waren bei den ersten Rückstrahlversuchen Reichweiten von einigen hundert bis tausend Meter schon ermutigend, so sah man bei Kriegsausbruch bereits 50...100 km als Norm für starke Anlagen an. Dieser Wert stieg bis Kriegsende auf etwa 150...250 km und liegt heute bei etwa 500...600 km. In Einzelfällen läßt sich mit größtem Aufwand auch noch mehr erreichen. So schaffen die amerikanischen Frühwarnstationen sogar Entfernungen von 4500 km. Die Forderung nach solchen Riesenanlagen hängt aber sehr von den Wechselfällen der Weltpolitik ab, die allerdings die Radartechnik schon vom Beginn an immer stark beeinflußt hat. Für den bodennahen Luftverkehr dürften die erzielten Reichweiten auch in Zukunft genügen. Eine Steigerung der Leistungsfähigkeit der Anlagen wird sich mehr auf die Sicherheit der Ortung bei beliebigen Lagen der Flugziele und ungünstigsten atmosphärischen Bedingungen auswirken.

Anders liegt es bei der Radarerfassung extraterrestrischer Fahrzeuge. Seitdem am 4. Oktober 1957 der erste künstliche Satellit in seine Sollbahn eingelaufen ist, erscheinen Berichte über diese Objekte laufend in den Schlagzeilen der Welpresse. Der Wunsch, Satelliten auf immer größere Entfernungen zu erfassen, wird ein ständiger Antrieb für weitere Steigerungen der Reichweite sein. Zwar haben die Gerätebauer mit Impulsleistungen von vielen Megawatt und Antennen von über hundert Meter Durchmesser bereits eine Grenze erreicht, die nur noch in kleinen Stufen verschoben werden kann. In der Verarbeitung kleinster Rückstrahlenergien bietet sich dagegen noch ein nicht ausgeschöpfter Bereich neuer Möglichkeiten. Eingangsstufen mit extrem niedrigen Rauschzahlen, beispielsweise parametrische Verstärker und tiefgekühlte Kristallverstärker, sowie Kunstgriffe aller Art bei der Modulation und Demodulation lassen Reichweiten erwarten, die man früher für Utopien gehalten hätte. Schon heute ist man in den interplanetaren Raum vorgestoßen und hat Radarkontakte mit dem Mond, der Sonne und dem Planeten Venus hergestellt. Die Pläne der auf dem Gebiet der Raumfahrt führenden Staaten, bemannte und unbemannte Raumfahrzeuge aller Art auf die Reise zu schicken, bringen der Radartechnik also eine Fülle neuer Aufgaben.

Äußerlich nicht so eindrucksvoll blieben die sehr erfolgreichen Bemühungen zur Steigerung der Genauigkeit der gemessenen Radarwerte. Der Entfernungsmessung setzen die Inhomogenität der Atmosphäre und die Unsicherheit der wahren Ausbreitungsgeschwindigkeit schon heute eine natürliche Schranke, die nur mühsam verrückt werden kann. Auch bei der Genauigkeit der Azimutmessung wird man nur bei sehr großem Aufwand weitere Verbesserungen erreichen, sofern solche notwendig scheinen sollten. Hochwertige Astroteiler haben bereits eine Genauigkeit von wenigen Bogenminuten, Monopuls-Radargeräte führen selbst große Antennen einem einmal erfaßten Ziel genau nach. Weniger überzeugend sind jedoch die Genauigkeiten bei der Messung des Höhenwinkels, vor allem wenn es sich um entfernte Flugziele handelt. Die grundsätzlichen

Schwierigkeiten dieser Aufgabe sind schon seit den Anfangstagen der Radartechnik bekannt. Bei der ständigen Steigerung des Luftverkehrs scheinen jedoch ihre Bewältigung und die Schaffung hochwertiger dreidimensionaler Radaranlagen von besonderer Dringlichkeit zu sein.

Der Benutzer meldet vor allem seine Zukunftswünsche für das Schirmbild an. Man erwartet ein ruhiges, klares und helles Bild, auf dem die Objekte noch besser als heute die dem Auge gewohnten Konturen zeigen und eindeutig identifizierbar sind. Erstaunlicherweise ist das Problem der sogenannten Kennung von Fahrzeugen im Bereich des Zivilverkehrs kaum vorangekommen. Es scheint kaum glaubhaft, daß auch heute noch ein Fahrzeug von der Leitstelle erst auf dem Funkwege zu einer auffälligen Kursänderung aufgefordert werden muß, damit die Identifizierung seines Echos gesichert ist. Nun haben zwar schon die ersten Erfindervorschläge aus den dreißiger Jahren diese Kalamität durch Abfragen des georteten Ziels von der Bodenstelle aus zu lösen versucht. Aber nur auf dem militärischen Sektor mit seinen klareren Aufgabenabgrenzungen kamen Kenngeräte zur Einführung. Die ständig steigende Verkehrsdichte wird aber auch bei zivilen Diensten die Einführung von Kenngeräten erzwingen, bei denen in der Endlösung jedes Fahrzeug bereits eindeutig gekennzeichnet auf dem Schirm erscheint.

Ein weiterer Schritt ist die mehr oder weniger automatisierte elektronische Auswertung der Schirmbilder, vor allem im Hinblick auf eine Verringerung der Kollisionsgefahr und eine flüssige Regelung des Verkehrs. Lange Zeit wurde ja Radar als das Wundermittel für Verkehrssicherheit schlechthin angesehen — der Verfasser dieser Zeilen nimmt sich selbst dabei nicht aus. Leider hat die Erfahrung gezeigt, daß die menschliche Unzulänglichkeit dabei einen Strich durch die Rechnung macht. Die besonders tragischen Kollisionen der Vorweihnachtszeit in New York und München haben eindringlich daran erinnert, wie schnell ein kleiner Kunstfehler das technische Wunderwerk eines modernen Flugzeugs in einen wirren Haufen glühender Blechteile verwandeln kann. Die Vorstellung ist bestechend, daß es mit Hilfe elektronischer Rechenanlagen gelingen könnte, den Verkehrsfluß kollisionsssicher zu leiten. Die Unzahl damit zusammenhängender Fragen rein wirtschaftlicher und administrativer Natur darf aber nicht übersehen werden.

Seit mehreren Jahren werden Radargeräte mit Auswertung des Dopplereffektes gebaut. Mit ihnen ist eine Bestimmung von Fahrzeuggeschwindigkeiten möglich, so daß Radar auch zur Erhöhung der Sicherheit im Landverkehr beitragen kann. Die Transistorisierung wird einen verstärkten Einsatz ermöglichen. Selbst im Eisenbahnverkehr lassen sich damit betriebliche Vereinfachungen erreichen. Schließlich wird sogar der Mensch selbst zum Ortungsobjekt. Tragbare Geräte erlauben die Überwachung von Geländestreifen nach fremden Personen bei Nacht oder schlechter Sicht.

Abschließend läßt sich sagen, daß der Weg der Radartechnik in die Zukunft in großen Zügen zu überschauen ist, daß aber noch viele Zweifel und Unklarheiten darüber bestehen, ob die Möglichkeiten dieser Geräte voll zur Erhöhung der Sicherheit menschlichen Lebens und Eigentums ausgenutzt werden können. Es zeigt sich nämlich immer mehr, daß die stärksten Impulse für die Radartechnik von den militärischen Aufgaben ausgehen, die mit ihren riesigen Radarnetzen und ihrem gewaltigen Fahrzeugpark allerdings auch die Hauptabnehmer sind. Die zivilen Verkehrsdienste vermögen nur zögernd zu folgen und können daher die Wünsche nach unbedingt sicherer, wetterunabhängiger Abfertigung des Verkehrs noch keineswegs ausreichend erfüllen. Es wäre äußerst erfreulich, wenn es gelänge, durch Schaffung geeigneter großer Radarleitstellen und kleiner, preisgünstiger und leicht bedienbarer Bordradargeräte den ständig wachsenden Verkehr am Boden, auf dem Wasser und in der Luft unabhängig von Nacht und Nebel flüssiger und sicherer abzuwickeln.

Zur Verwendung von Tunnelnioden in Oszillator- und Verstärkerschaltungen

Im folgenden werden eine Reihe von Voraussetzungen für die Arbeit mit Tunnelnioden sowie einige Schaltungen und praktische Erfahrungen zusammengestellt. Es kann aber weder die Aufgabe dieser Arbeit sein, sich mit den komplizierten physikalischen Vorgängen innerhalb des Halbleiters zu befassen [1], noch die Anwendung negativer Widerstände systematisch darzustellen [2]. Hierzu und zu speziellen Schaltungen, wie Multivibratoren, elektronische Schalter usw., sei auf das Schrifttumsverzeichnis verwiesen.

Es gibt bisher noch keine zusammenfassende Darstellung über Tunnelnioden. Die Bezeichnungen und die Vorzeichensetzung dieses Beitrages folgen im wesentlichen dem amerikanischen Schrifttum.

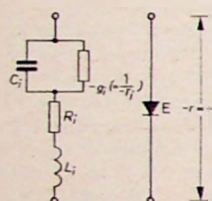


Bild 1. Ersatzschaltung und Schaltzeichen der Tunnelnioden

Der Innenwiderstand der Tunnelnioden, wie er sich an ihren äußeren Anschlüssen darstellt, wird mit $-r$ bezeichnet, der entsprechende Leitwert mit $-g$ (Bild 1), obwohl es korrekter wäre, $r < 0$ zu schreiben.

1. Grundsätzliche Eigenschaften der Tunnelnioden

Tunnelnioden sind Halbleiter mit hoch dotiertem pn-Übergang, deren u - i -Kennlinie ein Gebiet negativen Widerstandes enthält. Eine derartige Kennlinie ist beim Dynatron seit langem bekannt; im deutschen Schrifttum wird sie daher meistens als Dynatron-Kennlinie bezeichnet, im amerikanischen dagegen als „N-type“ oder „voltage controlled negative resistance“. Im Gegensatz zur Lichtbogen-Kennlinie („current controlled negative resistance“ oder „S-type“) ist bei der Dynatron-Kennlinie die Spannung als Ursache, der Strom als Wirkung aufzufassen. Daraus folgt, daß dem negativen Widerstand grundsätzlich eine Parallelkapazität zugeordnet sein muß [3].

Bild 2a zeigt den prinzipiellen Verlauf der Strom-Spannungskennlinie einer Tunnelnioden und Bild 2b den differentiellen Widerstand $R = \frac{du}{di}$ als Funktion von u .

Für die weiteren Betrachtungen ist es wichtig, daß der negative Widerstand (fallender Teil der Kennlinie) nicht konstant, sondern stark spannungsabhängig ist [4].

Messungen der Kennlinie sind sehr unsicher, da im fallenden Teil die Anfängung von Kippschwingungen fast unvermeidlich ist. Außerdem scheinen die Kennlinien in diesem Bereich gelegentlich Unstetigkeiten in Form von kleinen Buckeln aufzuweisen [5]; dabei kann es sich aber auch um Fehlmessungen handeln, die durch die bereits begonnene Schwingungsanfängung hervorgerufen werden.

Eine grundsätzliche Eigenschaft jedes pn-Überganges ist die Spannungsabhängigkeit seiner Kapazität. Darauf muß man

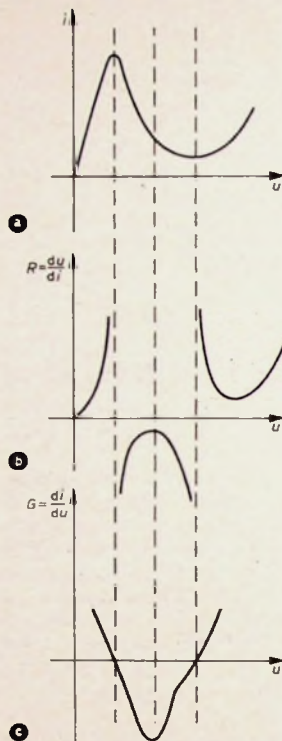


Bild 2. Strom-Spannungskennlinie (a), differentieller Widerstand (b) und differentieller Leitwert (c) einer Tunnelnioden

besonders bei der Konstruktion von Oszillatoren achten. Außerdem gehen in die Resonanzfrequenz der Betrag des negativen Widerstandes und die Belastung des Kreises (Lastwiderstand R_L) ein [6].

2. Schwingungsanfängung

Negative Widerstände mit Dynatron-Kennlinie können Schwingungen nur in Zusammenschaltung mit Parallelkreisen anfängen [3]. Die Kurvenform der Schwingungen ist dabei abhängig vom L/C -Verhältnis des Kreises beziehungsweise von dem Teil des Resonanzwiderstandes, der parallel zu $-r$ liegt. Es ergeben sich

Rechteckschwingungen für $\sqrt{\frac{L}{C}} > |-r|$,

Sinusschwingungen für $\sqrt{\frac{L}{C}} = |-r|$

und

aperiodisches Abklingen für $\sqrt{\frac{L}{C}} < |-r|$.

Saubere Sinusschwingungen kann man also durch schlechte oder stark bedämpfte Kreise erreichen oder – was wesentlich sinnvoller ist – durch lose Ankopplung des negativen Widerstandes an den Kreis. Das entspricht einer losen Rückkopplung in den konventionellen Röhrenschaltungen [3, 7].

Da der Betrag von $-r$ bei den bisher gefertigten Tunnelnioden sehr klein ist (Größenordnung 100 Ohm), können schon bei sehr schlechten Kreisen oder sehr lose angekoppelter Diode Schwingungen auftreten. Daraus erklärt sich auch die Neigung der Tunnelnioden zu spontanen Kippschwingungen, besonders dann, wenn der Arbeitspunkt etwa in der Mitte des fallenden Teils der Kennlinie, das heißt im

DK 621.315.592: 621.314.69

Bereich des kleinsten differentiellen Widerstandes, liegt. Die unvermeidbaren Zuleitungsinduktivitäten im Außenkreis sind dann meistens schon groß genug, um Kippschwingungen anzufachen.

3. Einstellung des Arbeitspunktes

Der gewünschte Arbeitspunkt wird mit der Vorspannung U_B und dem Vorwiderstand R_0 eingestellt (Bild 3). Er ergibt sich als Schnittpunkt der Diodenkennlinie

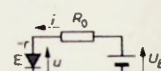


Bild 3. Einstellung des Arbeitspunktes

$u = f(i)$ mit der Kennlinie des Vorwiderstandes $u = U_B - i \cdot R_0$. Durch Variation von U_B (Parallelverschiebung der Widerstandsgeraden) läßt sich jeder gewünschte Punkt erreichen. Bei Verwendung der Tunnelnioden als Verstärker oder Generator muß die Widerstandsgerade so steil, das heißt R_0 so klein sein, daß beide Kennlinien sich nur in einem Punkt (auf dem fallenden Teil der Kennlinie) schnei-

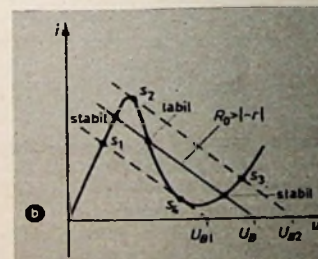
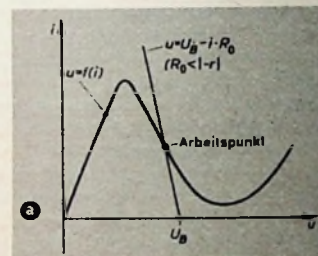


Bild 4. Arbeitskennlinie für $R_0 < |-r|$ (a) und $R_0 > |-r|$ (b)

den. Daraus ergibt sich als Bedingung für den Gleichstromwiderstand (Bild 4a)

$$R_0 < |-r|$$

Für $R_0 > |-r|$ erhält man drei Schnittpunkte, zwei stabile im Bereich positiven Widerstandes und einen labilen im Bereich negativen Widerstandes (Bild 4b). Welcher Punkt sich tatsächlich einstellt, hängt von der Vorgeschichte von U_B ab. Für $U_B = U_{B1}$ ist s_1 der einzig mögliche Schnittpunkt. Wird U_B jetzt bis auf U_{B2} erhöht, so wandert der Schnittpunkt bis s_2 und springt dann nach s_3 um. Erniedrigt man nun U_B wieder, dann wandert er von s_3 nach s_4 , um bei $U_B = U_{B1}$ wieder nach s_1 zurückzuspringen [7]. Nach diesem Prinzip arbeiten Schaltkreise mit Tunnelnioden; die dafür hergestellten Dioden haben besonders steile Kennlinien [8].

In der Praxis wird meistens $R_0 = 0$ gewählt, denn da $-r$ sehr klein ist, haben die unvermeidbaren Leitungs- und Innen-

widerstände bereits einen beträchtlichen Einfluß. Der Innenwiderstand der Gleichstromquelle muß natürlich kleiner als $|-r|$ sein. Da die benötigten Spannungen aber im allgemeinen sehr niedrig sind, läßt sich diese Forderung mit einer einfachen Spannungsteilerschaltung erfüllen. Außerdem muß noch für hohe Konstanz der Gleichspannung gesorgt werden, da schon kleine Spannungsänderungen den Innenwiderstand der Diode beträchtlich beeinflussen können (Bild 2b).

Schaltungstechnisch ist selbstverständlich die Trennung von Gleichstrom- und Wechselstromwegen erforderlich. Da die Gleichstromwiderstände sehr klein gehalten werden müssen, ist der Aufbau von Widerstandsverstärkern entsprechend den Röhrenschaltungen nicht möglich. Die Vorspannung muß man der Diode also über Drosseln oder den Schwingkreis zuführen. Bei aperiodischen Spannungsverstärkern folgt daraus zwangsläufig eine Begrenzung des Frequenzbereiches. Für niedrige Frequenzen wird es immer schwieriger, die widersprechenden Forderungen – hohe Induktivität und kleiner ohmscher Widerstand – zu vereinigen.

4. Stabilitäts- und Instabilitätsbedingungen

Aus den bisherigen Ausführungen lassen sich folgende Forderungen an Schaltungen mit Tunnelknoten ableiten:

a) Gleichstromkreis

$R < |-r|$ für die Einstellung eines eindeutigen Arbeitspunktes

b) Wechselstromkreis

$R \geq |-r|$ für Schwingungsanfachung

$R < |-r|$ für Verstärkerschaltungen

Für R sind selbstverständlich die Widerstände einzusetzen, die jeweils der Tunnelknoten parallel liegen.

5. Einfache Netzwerke mit negativen Widerständen

Der Gesamtwiderstand von Netzwerken mit negativen Widerständen ist im allgemeinen nicht ohne eine kurze Rechnung aus der Schaltung ablesbar. Deshalb wird im folgenden eine kurze Zusammenstellung des Widerstands- und Leitwertverlaufes sowie des Spannungs- und Stromverlaufes gegeben.

5.1 Gesamtwiderstand des Netzwerkes

a) Reihenschaltung von R und $-r$ (Bild 5)

$$R_{ges} = R - r \quad G_{ges} = \frac{-Gg}{G - g}$$

b) Parallelschaltung von R und $-r$ (Bild 6)

$$G_{ges} = G - g \quad R_{ges} = \frac{-Rr}{R - r}$$

Bild 5. Verlauf des Gesamtwiderstandes des Netzwerkes bei Reihenschaltung von R und $-r$

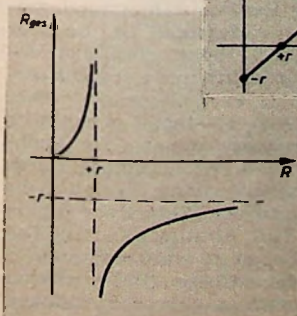
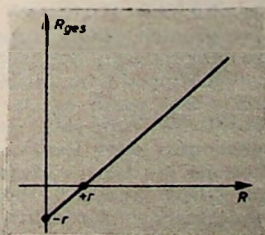


Bild 6. Verlauf des Gesamtwiderstandes des Netzwerkes bei Parallelschaltung von R und $-r$

5.2 Spannungsverlauf im Netzwerk (Bild 7)

$$u = u_R + u_r = i(R - r)$$

$$u_R = iR = \frac{u}{R - r} \quad R = \frac{u}{1 - \frac{r}{R}}$$

Für $\left|\frac{r}{R}\right| \leq 1$ ist $|u_R| > u$. Bei $\frac{r}{R} = 1$ ergibt sich eine Polstelle mit Vorzeichenwechsel (Bild 8).

Entsprechend erhält man

$$u_r = \frac{u}{1 - \frac{r}{R}}$$

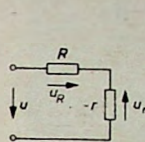


Bild 7. Ersatzschaltung zur Berechnung des Spannungsverlaufes im Netzwerk

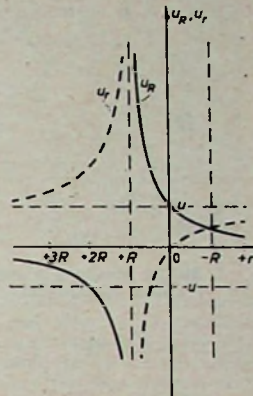


Bild 8. Verlauf von u_R und u_r in Abhängigkeit von r

Mit diesen Gleichungen ist bereits die Grundform des aperiodischen Spannungsverstärkers mittels eines negativen Widerstandes erfaßt.

5.3 Spannungsverstärkung

Die Spannungsverstärkung ist

$$V = \frac{u_R}{u} = \frac{R}{R - r} = \frac{1}{1 - \frac{r}{R}}$$

Dabei ist unbedingt zu beachten, daß eine Konstant-Spannungsquelle ($R_i = 0$) vorausgesetzt wird. Für endliche Innenwiderstände erhält man

$$V = \frac{R}{R_i + R - r}$$

Da nun $|-r|$ sehr klein ist, für große Verstärkungen aber $R_i + R \approx |-r|$ sein muß, arbeiten derartige Schaltungen schon bei Quellwiderständen um 100 Ohm nicht mehr zufriedenstellend.

Diese Schwierigkeit läßt sich mit einer Kunstschaltung umgehen, die mit einer zweiten Tunnelknoten den Innenwiderstand der Spannungsquelle kompensiert und sich daher auch zum Aufbau von mehrstufigen Verstärkern eignet.

5.4 Stromverlauf und Stromverstärkung

Hier gilt die analoge Rechnung und grafische Darstellung, wenn an Stelle der Widerstände Leitwerte eingesetzt werden (Bild 9).

$$i = i_0 + i_g$$

$$V = \frac{i_0}{i} = \frac{rG}{G - g} = \frac{1}{1 - \frac{g}{G}}$$

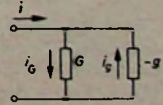


Bild 9. Ersatzschaltung zur Berechnung des Stromverlaufes

In diesem Falle gilt die Voraussetzung einer Konstant-Stromquelle ($G_i = 0$).

5.5 Parallelschaltung einer Kapazität mit $-r$

Prinzipiell wird bei dieser Schaltung (Bild 10) die gleiche Rechnung durchgeführt wie im Abschnitt 5.2. Die komplexe Rechnung erfordert allerdings einen etwas

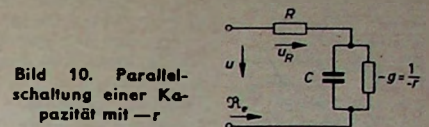


Bild 10. Parallelschaltung einer Kapazität mit $-r$

größeren Rechenaufwand. Wenn für die Kapazität C_j eingesetzt wird, lassen sich Angaben über die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung ablesen. Für die - in diesem Falle komplexe - Verstärkung erhält man

$$\mathfrak{B} = \frac{u_R}{u} = \frac{R}{R_0} = \frac{R}{R + \mathfrak{R}} = \frac{R}{R + \frac{1}{\mathfrak{G}}}$$

Mit

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{j\omega C - g}$$

wird

$$\mathfrak{B} = \frac{R^2 - R \frac{g}{\omega^2 C^2 + g^2}}{\left(R - \frac{g}{\omega^2 C^2 + g^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega C}{\omega^2 C^2 + g^2}\right)^2} + j \frac{R \frac{\omega C}{\omega^2 C^2 + g^2}}{\left(R - \frac{g}{\omega^2 C^2 + g^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega C}{\omega^2 C^2 + g^2}\right)^2}$$

Der Betrag der komplexen Verstärkung ist dann

$$|\mathfrak{B}| = V_\omega = \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{2gR - 1}{R^2(\omega^2 C^2 + g^2)}}}$$

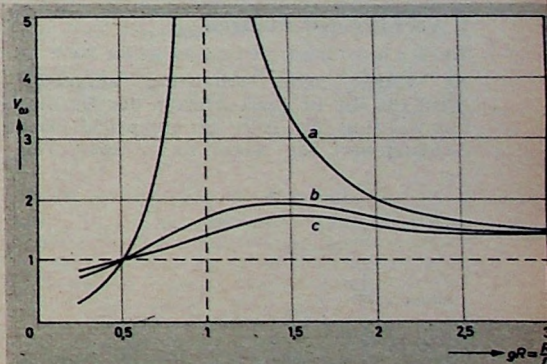


Bild 11. Verstärkung V_ω in Abhängigkeit von R/r für $R^2 \omega^2 C^2 = 0$ (a), 0,5 (b) und 1,0 (c)

Kontrolliert man das Ergebnis durch Einsetzen von $\omega = 0$, so ergibt sich betragsmäßig das Ergebnis

$$V_0 = \pm \frac{Rg}{1 - Rg} = \pm \frac{1}{\frac{r}{R} - 1}$$

Bild 11 zeigt die Verstärkung V_ω in Abhängigkeit von $\frac{R}{r}$ bei $R^2 \omega^2 C^2 = 0, 0,5, 1,0$.

6. Versuche mit Oszillatorschaltungen

Zu Versuchszwecken wurde eine einfache Oszillatorschaltung aufgebaut (Bild 12), die bei Frequenzen zwischen 250 kHz und 25 MHz betrieben wurde.

Wenn die Diode am Anschluß 1 liegt, entstehen rechteckähnliche Schwingungen mit

verhältnismäßig kleiner Amplitude im ganzen Bereich der fallenden Kennlinie. Bei der Anzapfung 2 erhält man Sinusschwingungen mit großer Amplitude, die nur leicht vom L/C -Verhältnis abhängen.

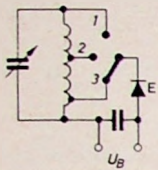


Bild 12. Oszillatorschaltung mit einer Tunneldiode

Wird die Diode an die Anzapfung 3 angeschlossen, so werden nur noch an einer bestimmten Stelle der Kennlinie, an der

$R = \frac{d u}{d i}$ extrem klein ist, Schwingungen

angefacht. Bei Vergrößerung der Schwingkreiskapazität wird die Amplitude immer kleiner, bis schließlich der Resonanzwiderstand so klein wird, daß die Schwingungen abreißen.

Die Ergebnisse dieses Versuches entsprechen also im allgemeinen den Forderungen der Theorie. Der Oszillator lieferte (Anzapfung 2) bei 8 MHz 5 V_{ss}, bei 25 MHz aus noch nicht untersuchten Gründen nur noch 0,5 V_{ss}. Bei diesen wie bei späteren Versuchen wurde die Tunneldiode 1N653 (Texas Instruments) verwendet.

Eine vorläufig noch ungeklärte Beobachtung ist, daß der Strom beim Durchlaufen der Kennlinie durch Variation von U_B bei schwingendem Oszillator nicht linear abfällt oder zunimmt, sondern unstetig verläuft und an einigen Punkten sogar wieder ansteigt (mit steigendem U_B), ohne daß die Schwingungen dabei abreißen. Das kann unter Umständen damit zusammenhängen, daß bei starker Aussteuerung der Diode Gleichrichtereffekte auftreten, durch die der Arbeitspunkt verschoben wird.

7. Verstärkerschaltungen

7.1 Schwingkreisverstärker

Es wurde eine Schaltung aufgebaut (Bild 13), die im wesentlichen der Oszillatorschaltung im Bild 12 entspricht. Der Arbeitspunkt lag dabei im unteren Teil

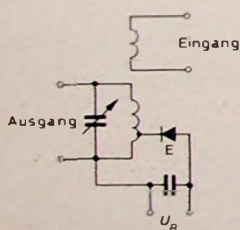


Bild 13. Schaltung eines Schwingkreisverstärkers

der Kennlinie, das heißt in der Nähe des Minimalstromes. An anderen Punkten war ein stabiler Verstärkerbetrieb nicht möglich. Die Anzapfung des Kreises wurde tiefer als im Bild 12 gelegt, so daß in dem gewählten Arbeitsbereich mit Sicherheit auch dann keine Schwingungen angefaßt werden, wenn infolge höherer eingespeister Spannung und des dabei auftretenden Gleichrichtereffektes eine leichte Verschiebung des Arbeitspunktes (bei dieser Schaltung in Gebiete mit kleinerem differentiellen Widerstand) eintritt. Dabei ergab sich eine ungefähr dreifache Spannungsverstärkung. Der Verstärker wurde mit Frequenzen zwischen 15 und 20 MHz betrieben, Frequenzabhängigkeit und obere Grenzfrequenz wurden jedoch vorläufig nicht untersucht.

Wegen seines Aufbaus ist dieser Verstärker ein Stromverstärker, der den durch

den angezapften Teil des Kreises fließenden Strom verstärkt. Die Spannungsverstärkung ergibt sich dann aus der Transformatorwirkung des Schwingkreises.

7.2 Aperiodische Verstärker

7.2.1 Einfache Versuchsschaltungen

Aus den im Abschnitt 3 angedeuteten Schaltungsprinzipien lassen sich leicht Schaltungen für einstufige Verstärker durch Hinzufügung des Gleichstromkreises entwickeln (Bild 14). Es bleibt dabei jedoch als Bedingung, daß der Quellwiderstand der zu verstärkenden Spannung nahezu Null ist. Daher haben derartige Schaltungen wenig praktischen Wert. Sie sind jedoch zu Versuchszwecken, um sich in die

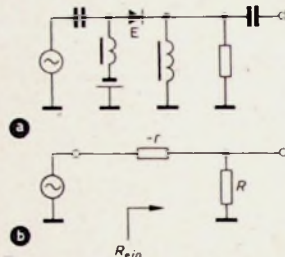


Bild 14. Schaltung (a) und Ersatzbild (b) eines aperiodischen Verstärkers

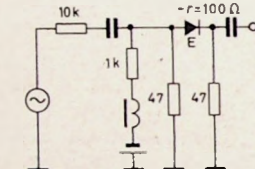


Bild 15. Schaltung mit kleinem Quellwiderstand

ungewohnte Technik einzuarbeiten, sehr gut geeignet. Der erforderliche kleine Quellwiderstand kann dabei durch die Schaltung nach Bild 15 [5] erzwungen werden.

7.2.2 Erhöhung des Eingangswiderstandes Der Eingangswiderstand der Schaltung im Bild 14 ist

$$R_{ein} = R - r$$

Durch Parallelschaltung einer zweiten Tunneldiode zum Verstärkereingang nach Bild 16 erhöht sich der Eingangswiderstand auf

$$R_{ein} = \frac{-r_1 (R - r)}{R - r - r_1}$$

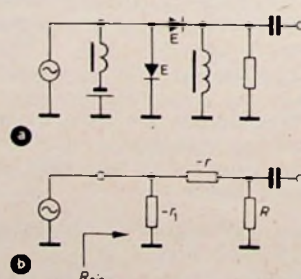


Bild 16. Schaltung (a) und Ersatzbild (b) eines Verstärkers mit erhöhtem Eingangswiderstand

Durch geeignete Dimensionierung von $-r_1$ (die sich durch Kombination mit einem positiven Widerstand immer erreichen läßt) kann die Verstärkerstufe dann an beliebige Quellwiderstände angepaßt werden [9].

7.2.3 Mehrstufige Verstärker

Eine Variation der Schaltung nach Bild 16 gestattet den Aufbau von mehrstufigen Verstärkern [9]. Der Grundgedanke ist dabei, daß die Eingangs- und Ausgangs-

widerstände aller Stufen durch geeignete Dimensionierung gleich groß gemacht werden. Für diese Bedingung ($R = R_{ein}$) erhält man

$$-r_1 = \frac{R (R - r)}{-r}$$

Um zu sinnvollen Vorzeichen für r_1 und R_{ein} zu kommen, muß dabei $(R - r) > 0$ und $(R - r) - r_1 < 0$ sein.

Nun kann jede Verstärkerstufe als Arbeitswiderstand der jeweils vorhergehenden

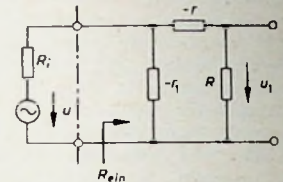


Bild 17. Eingangsstufe eines mehrstufigen Verstärkers

den wirken; erst die letzte wird wieder mit einem Widerstand R abgeschlossen.

Bei der Dimensionierung der ersten Stufe muß man den Innenwiderstand der Spannungsquelle berücksichtigen (Bild 17). Es ist

$$V_1 = \frac{u_1}{u} = \frac{R_{ein}}{R_1 + R_{ein}} \frac{R}{R - r}$$

Für alle weiteren Stufen gilt das oben Gesagte. Jede Stufe hat dann die Verstärkung

$V = \frac{R}{R - r}$. Die Gesamtverstärkung

eines Verstärkers mit n Stufen ist also

$$V_{ges} = V_1 V^{n-1} = V^n \frac{R_{ein}}{R_1 + R_{ein}}$$

Der im Bild 18 dargestellte dreistufige Verstärker hat die Verstärkung

$$V_{ges} = \frac{u_3}{u} = V^3 \frac{R_{ein}}{R_1 + R_{ein}}$$

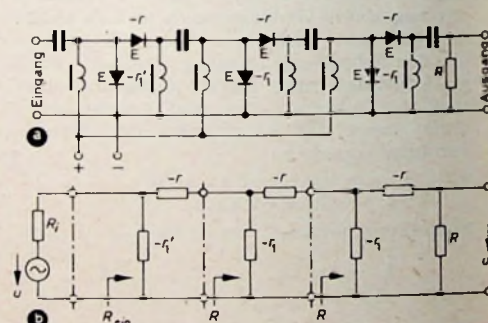


Bild 18. Dreistufiger Verstärker mit Tunnelioden; a) Schaltung, b) Ersatzbild

7.3 Fehlerquellen

Die größten Schwierigkeiten ergeben sich aus der Neigung der Tunneliode zu spontanen Kippschwingungen, die immer dann auftreten, wenn an der Tunneliode ein Parallelschwingkreis liegt, dessen L/C -Verhältnis oder Resonanzwiderstand größer als ihr Innenwiderstand ist. Da aber im Gleichstromkreis hohe Wechselstromwiderstände erforderlich und Parallelkapazitäten nie ganz zu verhindern sind, steht man vor zwei sich scheinbar gegenseitig ausschließenden Forderungen. Die Erhöhung des negativen Widerstandes durch Parallelschaltung mit einem geeignet dimensionierten positiven Widerstand dürfte aber in jedem Fall Abhilfe schaffen. Die Diode darf auch nicht zu stark angesteuert werden, da sonst infolge Gleichrichtung beträchtliche Arbeitspunktverschiebungen auftreten.

Infolge der starken Kennlinienkrümmung ist die Tunneldiode ein vorzüglicher Mischer [10]. Bei Versuchsaufbauten macht sich diese Eigenschaft zuweilen recht störend bemerkbar, indem am Verstärker- ausgang undefinierbare Mischprodukte auftreten, die zu erheblichen Fehlmessungen führen können. Schließlich können bei Verstärkungsmessungen Fehler dadurch entstehen, daß der Innenwiderstand der Diode auch im positiven Bereich, besonders in der Nähe der Scheitelpunkte, sehr stark spannungsabhängig ist. Deshalb muß man unbedingt auf die Einhaltung des einmal gewählten Arbeitspunktes achten.

Schrifttum

- [1] Sklar, B.: The tunnel-diode - its action and properties. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 45, S. 54-57
- [2] Herold, E. W.: Negative resistance and devices for obtaining it. Proc. IRE Bd. 23 (1935) Nr. 10, S. 1201
- [3] Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter. 2. Aufl., Leipzig 1948, Akadem. Verlagsges.
- [4] Schultz, J. B., u. Yin, H. B.: Negative-resistance amplifier design. Electronics Bd. 33 (1960) Nr. 22, S. 110-112
- [5] Lesk, I. A., Holonyak, N., jr., u. Davidson, U. S.: The tunnel-diode - circuits and applications. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 48, S. 60-64
- [6] Gärtner, W. W.: Tunnel-Dioden. Elektron. Rdsch. Bd. 14 (1960) Nr. 7, S. 265-271
- [7] Barkhausen, H.: Lehrbuch der Elektronenröhren und ihre technischen Anwendungen, Bd. 3. 7. Aufl., Stuttgart 1954, Hirzel
- [8] Murray, R. P.: Biasing methods for tunnel diodes. Electronics Bd. 33 (1960) Nr. 22, S. 82-83
- [9] Chirlian, P. M.: A technique for cascading tunnel-diode amplifiers. Proc. IRE Bd. 48 (1960) Nr. 6, S. 1156
- [10] Referate über die „Internationale Tagung Mikrowellenröhren“ in München. radio mentor Bd. 26 (1960) Nr. 8, S. 616-622, und 639-642

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Märzheft 1961 unter anderem folgende Beiträge:

Parametrische Verstärker

Ein hochempfindlicher Gleichstrom-trigger

Aufbau und Anforderungen bei kontaktlosen Steuerungen für die Industrie

Spezielle piezomagnetische Ferrite und ihre Anwendung in Bandfiltern u. Hochleistungs-Ultraschallgeräten
Frigistoren — Thermopaare aus Halbleitermaterial zur Verwendung als Kühlelemente und Wärmepumpen

Die Rekombination injizierter Ladungsträger beim Transistor

Superkleber in der Elektronik

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruck-schriften

Format DIN A4 · monatlich ein Heft
Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

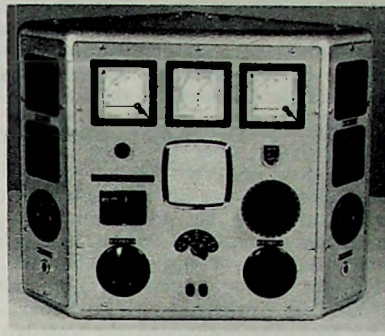
**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE**

Neue Geräte

Service

„Service-Meister“, neues Philips-Werkstattgerät

Speziell für die Fachwerkstätten der Rundfunk-, Fernseh-, Tonband- und Elar-Reparaturbetriebe wurde dieses neuartige kombinierte Speise- und Meßgerät geschaffen. Es enthält eine komplette Stromversorgungseinrichtung und die zur Kontrolle notwendigen Meßgeräte (0 ... 250 V, 0 ... 1,5 A,



0 ... 360 W). Ein Prüflautsprecher (13 cm Ø) mit verschiedenen, wählbaren Impedanzwerten (5, 800, 3000, 5000, 7000 Ohm) und ein Regeltransformator (0 ... 250 V) sowie zwei automatische Sicherungen für die beiden Stromkreise sind weitere, für den Reparaturbetrieb wichtige Bestandteile des Gerätes.

Netzseitig ist das Gerät durch einen Schutztransformator (800 W) geschützt. Auf den beiden seitlichen Anschlußleisten befinden sich Mehrfachsteckdosen und zwei Anschlüsse für 6-V-Niederspannungs-LötKolben; ebenfalls können hier nachträglich in dafür vorgesehenen Aussparungen beliebige Antennensteckdosen montiert werden. Auf dem Ober- teil des Gerätes ist der Anschluß und die Montage einer Arbeitsplatzleuchte vorgesehen.

Der „Service-Meister“ ist sehr kompakt aufgebaut. Seine annähernd dreieckige Grundfläche ermöglicht die Aufstellung auf dem Arbeitstisch rechts oder links vom Techniker, ohne daß die gute Bedienbarkeit des Gerätes beeinträchtigt wird. Das 32 kg schwere Gerät ist eine Ganzmetallkonstruktion in der Farbe Grau (Hammerschlag). Es hat die Abmessungen: max. Breite 550 mm, max. Tiefe 400 mm, Höhe 450 mm.

Valvo-Röhrenkoffer

Bei der Reparatur von Fernsehempfängern und Musiktischen in der Wohnung des Kunden ist dem Service-Techniker der Valvo-Röhrenkoffer eine wertvolle Hilfe. In dem Röhrenkoffer haben mehr als 90 Röhren Platz. Außerdem lassen sich in ihm ein



Universal-Meßgerät, Werkzeuge und die wichtigsten Ersatzteile bequem unterbringen. Im Innern des Deckels, den man mit wenigen Handgriffen vom Koffer trennen kann, ist ein großer Spiegel angeschraubt, der bei der Reparatur von Fernsehempfängern zur Justierung des Bildes gute Dienste leistet.

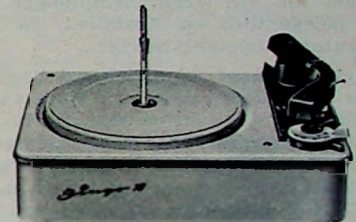
Ausführung des Koffers: Holzkoffer (Hammerschlag-Lackierung blau) mit Griff, zwei

Scharnieren und Kofferschloß; 490 mm lang, 370 mm breit, 105 mm hoch; 4,5 kg (Koffer mit Facheinteilung und Spiegel); Deckel (abzunehmen und aufzustellen) innen mit einem Spiegel (335 X 450 mm) ausgelegt; Boden aus Sperrholzgitter mit 15 X 6 = 90 Fächern für Röhren, zusätzlich drei Fächer für Röhren vom Typ PL 36. (Der übrige Raum kann zur Aufnahme eines Meßgerätes und für Fachliteratur oder Ersatzteile benutzt werden; nach dem Entfernen der Zwischenwand läßt sich an dieser Stelle auch Werkzeug unterbringen.)

Phono und Magnetton

„Bingo 16“, neuer Stereo-Plattenwechsler der Elac

Als erstes Gerät der neuen Serie 1961 hat die Electroacoustic GmbH, Kiel, jetzt den Stereo-Plattenwechsler „Bingo 16“ vorgestellt. Einzelheiten: Viertouriger, automatischer Stereo-Plattenwechsler und automatischer Einzelspieler und Dauerspieler („Miracord 16“) auf stabiler Holz-Zarge mit abwaschbarem Kunststoffüberzug, 110/220 V Wechselstrom (50/60 Hz), Stereo-Kristallsystem „KST 106“ mit Duplo-Saphir für Stereo-, Mikro- und



Normalrillen (Frequenzbereich 20 ... 15 000 Hz), Auflagegewicht 6 ... 7 g. Spezial-Asynchron-Wechselstrom-Motor mit Reibradantrieb, Platten aller handelsüblichen Abmessungen - nach Größen geordnet - gemeinsam auf die Stapelachse aufliegbar (der Tonarm tastet automatisch die jeweilige Plattengröße ab und setzt dann exakt und sanft in die Einlaufrille auf), bequem zu bedienende Zentralsteuerung für Drehzahl- und Platten- größen-Einstellung, Auslösung der Tast-Auto- matic, Start und Sofortwechsel, Abmessungen 31 X 24 X 20 cm (mit Stapelachse), Gewicht 3,5 kg.

Tonbandgerät „RK 35“ von Philips

Dieses neue Vierspurgerät erschließt dem Tonbandfreund vielseitige Anwendungen. Neben der monophonen Aufnahme und Wiedergabe mit mannigfaltigen Trickmöglichkeiten ist das „RK 35“ auch zur stereophonen Aufnahme und Wiedergabe geeignet. Es enthält zwei gleichartig aufgebaute Verstärkerkanäle und eine Ton-Endstufe. Bei Stereo- Betrieb kann die Ton-Endstufe beispielsweise den linken Kanal abstrahlen, während die Wiedergabe des rechten Kanals über einen getrennten Verstärker, ein Rundfunk- gerät oder dergleichen erfolgt. Das Gerät läßt sich aber (ohne Benutzung der eigenen Ton-Endstufe) auch als Steuergerät für die Ansteuerung einer besonderen Stereo-Anlage einsetzen.

Trickaufnahmen sind auf zwei getrennten Spuren möglich (Duoplay) oder nacheinander durch Überspielung auf eine gemeinsame Spur. Weitere Angaben: Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s, Spulengröße 18 cm Ø, max. Spielzeit 8 Stunden, Frequenzbereich 50 bis 14 000 Hz, Störabstand besser als -40 dB, Dynamik besser als -60 dB, Gleichlaufgenauigkeit besser als 0,3 %, Eingangsempfindlichkeit 2 mV/50 kOhm (Mikrofon und Rundfunk) sowie 50 mV/1 MOhm (Phono), Ausgangsspannung 2 X 0,5 V, Ausgangsleistung der End- stufe 2,5 W, Ausgangswiderstand 5 Ohm (Lautsprecher) und 2 X 3000 Ohm (Kopfhörer), Leistungsaufnahme 60 W, Netzspannung 110/ 127/220/240 V, 50 Hz (60 Hz mit Umbausatz), Abmessungen 37,5 X 31,5 X 17,5 cm, Gewicht 9,2 kg.

Fernseh-Service-Lehrgänge sind weiterhin notwendig

Im Jahre 1953 nahm das Deutsche Fernsehen offiziell seinen Betrieb auf. Seitdem ist die Entwicklung enorm vorangegangen, und die Zahl der Teilnehmer wird in diesen Tagen die 5-Millionen-Grenze erreichen.

Mit der ständig zunehmenden Produktion von Fernsehempfängern wird relativ auch der Umfang an reparaturbedürftigen Geräten wachsen. Die Anforderungen, die dabei an den Kundendienst gestellt werden, sind gänzlich andere als etwa beim Rundfunkempfänger.

Der Kundendienst nimmt unter den Leistungen, die der Fachhandel seinen Kunden bietet, wohl die bedeutendste Stelle ein. Schließlich hat die Betriebssicherheit eines Fernsehempfängers auch einen entscheidenden Einfluß auf seinen Verkaufswert. Obgleich die Geräte in der Fertigung immer wieder geprüft und ständigen Stichproben unterworfen werden, kommt es dennoch bei der Vielzahl von Bauelementen, die ein Fernsehempfänger enthält, gelegentlich zu Ausfällen, die eine Reparatur notwendig machen.

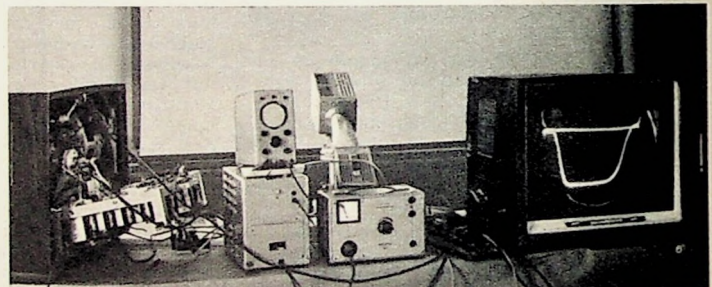
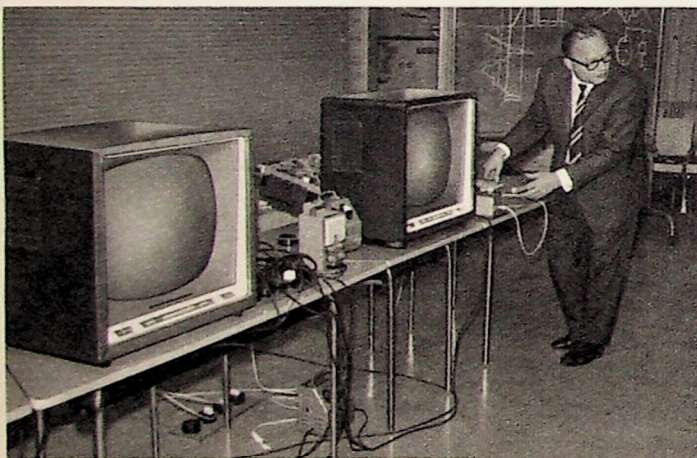
Von einem guten Kundendienst muß gefordert werden, daß er Reparaturen schnell und sicher durchführt. Darin liegt auch die Rentabilität des Reparaturwesens. Ob nämlich ein Fehler in relativ kurzer Zeit gefunden wird oder erst nach mehrstündiger Fehlersuche, ist dabei von aus-

schlaggebender Bedeutung. Der Kunde soll schließlich nicht lange warten und auch möglichst wenig für die Reparatur seines Empfängers bezahlen müssen.

Bei einem Reparaturfall nimmt erfahrungsgemäß die eigentliche Fehlersuchzeit den weitaus größeren Zeitraum in Anspruch. An sich ist diese Zeit eine wirtschaftlich verlorene und muß daher auf ein Minimum herabgesetzt werden, wobei strengste Systematik unter Benutzung geeigneter Meßeinrichtungen erforderlich ist.

Ein reibungsloser und zuverlässiger Kundendienst hängt aber in erster Linie von der Fertigkeit und vom Können des Fernsehtechnikers ab, der die Reparatur durchführt. Auch hier ist noch kein Meister vom Himmel gefallen! Wenn man aber bedenkt, daß dem Techniker in den Werkstätten des Einzelhandels oft nur ungenügende Meßeinrichtungen für Reparaturen an Fernsehempfängern zur Verfügung stehen, gilt es um so mehr, in ausreichendem Maße das „Innenleben“ des Empfängers zu kennen. Wichtigste Voraussetzung dazu ist die Beherrschung der mathematischen und physikalischen Grundlagen der Elektronik und genaueste Kenntnis der Wirkungsweise eines Fernsehempfängers. Ein großer Teil der Fernsehtechniker kommt von der Runfunkseite, wo infolge der teilweise anders gearteten Schaltungs-

Kursdauer so gewählt, daß der Teilnehmer nicht zu lange seinem Betrieb fernzu bleiben braucht. Um in dieser verhältnismäßig kurzen Zeit jedem soviel Wissenswertes wie möglich vermitteln zu können, werden der Lehrstoff und seine Darstellung weitgehend dem jeweiligen fachlichen Niveau der Teilnehmer angepaßt, so daß der einzelne nicht überfordert wird. Im Mittelpunkt steht natürlich die Praxis, sei es der Abgleich oder die Fehlersuche durch systematische Signalverfolgung. Das wichtigste Ziel der Ausbildung ist ja, einen Fehler im Fernsehempfänger in kürzester Zeit festzustellen und jedes planlose Suchen, das ebenso zeitraubend wie kostspielig sein kann, künftig zu vermeiden. Aus dem reichhaltigen Programm der Lehrgänge ist zu entnehmen, daß die Schaltungsfunktionen der Geräte sowie alle technischen Feinheiten des Empfängers und die charakteristischen Merkmale seiner Baustufen eingehend behandelt und durch entsprechende Demonstrationen anschaulich werden. Zudem werden mit allen Teilnehmern die wichtigsten Service-Einstellungen und Messungen am Fernsehempfänger geübt, die für eine schnelle und rationelle Fehlersuche am Gerät und seine Instandsetzung nützlich sind, wie beispielsweise die Darstellung der Durchlaßkurve des Empfängers, um - soweit



Unter Einsatz modernster Meßeinrichtungen — hier einer Industrie-Fernseh-anlage — werden schwierig sichtbar zu machende Meßvorgänge und Oszillogramme stark vergrößert auf dem Bildschirm eines Fernsehempfängers dargestellt

Bestimmte Funktionen des Fernsehempfängers werden durch interessante Demonstrationen anschaulicher gemacht



Die Diskussionen, die sich an die theoretischen Erläuterungen anschließen, finden stets reges Interesse

funktionen die in der Fernsehtechnik bekannten Begriffe, wie Impulstechnik, Kippstufen und dergleichen, nicht üblich sind.

Wir Menschen sind von Natur aus nicht in der Lage, elektronische Vorgänge direkt wahrzunehmen. Hier hilft deshalb nur der richtige Einsatz zweckdienlicher Meßmittel. Um dem Fachhändler und seinem technischen Personal bei dieser schwierigen, zugleich aber auch interessanten Aufgabe zu helfen, veranstaltet auch die Siemens-Electrogeräte AG schon mehrere Jahre laufend Fernseh-Service-Lehrgänge, denen immer wieder ein lebhaftes Interesse entgegengebracht wird. Letzten Endes ist es ja gerade dieser Personenkreis, der Fernsehgeräte vorführen, verkaufen und reparieren muß.

Der Teilnehmerkreis an solchen Lehrgängen wird mit Rücksicht auf die praktischen Übungen relativ klein gehalten, um auch wirklich einen erfolgversprechenden Ablauf zu gewährleisten. Zudem ist die

notwendig - den Frequenz- und Amplitudengang nachzugleichen.

Den jeweiligen Erfordernissen entsprechend, wird der rein technische Programmablauf der Lehrgänge durch die Behandlung aktueller Fernsehprobleme ergänzt, beispielsweise Maßnahmen zur Nachrüstung der Empfänger für UHF-Empfang, Umrüstung nicht störstrahlungssicherer Geräte und auch allgemeine Vertriebs- und Marktfragen. Zur Illustration werden Diapositive und Filmstreifen über die Fertigung von Röhren und Bauelementen in das Programm eingebunden.

Bei allem Bemühen, sich das nötige Rüstzeug anzueignen, das zum Verständnis der Vorgänge im Fernsehempfänger erforderlich ist, darf aber nicht außer acht gelassen werden, daß die beste fachliche Ausbildung strenggenommen nur ein selbstzerzieherisches Mittel sein kann; der wirkliche Lehrmeister ist immer die Praxis selbst.

Transistoren in Auto-Zündanlagen

DK 621.382.3: 629.113

Mit der Entwicklung von Halbleitern, die im Gegensatz zur Elektronenröhre mit Betriebsspannungen von 6...12 V betrieben werden können, war deren Einsatz im Kraftfahrzeug auch außerhalb des Autoradios zu erwarten. Es gibt in der Motorenteknik und bei der Kfz-Ausrüstung verschiedene Probleme, die teilweise schon so alt wie das Automobil selbst sind und deren Lösung mit der Weiterentwicklung des Automobils immer dringender wurde.

Ein sehr wichtiges Gebiet ist die Zündanlage. Das konventionelle Zündsystem bedarf einer periodischen Überprüfung, des öfteren Austausches der durch Materialwanderung stark beanspruchten Unterbrecherkontakte und der häufigen Erneuerung der Zündkerzen wegen des Elektrodenabbrandes. Bei bereits fortgeschrittenem Abbrand über 1 mm Elektrodenabstand steigt die Zündspannungsspitze bei Belastung eines Motors oft derart hoch an, daß Zündspule und Kondensator gefährdet sind und durchschlagen können. Die ständige Einhaltung des Schließwinkels in Abhängigkeit vom Kontaktstand ist aber für die betriebssichere Funktion der Zündanlage im höheren Drehzahlbereich von grundlegender Bedeutung. Außerdem begrenzt die Leistung der konventionellen Zündanlage die Höhe des Verdichtungsverhältnisses des Otto-Motors, was dem Motorenkonstrukteur eine Möglichkeit zur Leistungssteigerung und Verbesserung des Wirkungsgrades in bezug auf die Kraftstoffausnutzung nimmt.

Durch Anwendung von Transistoren kann die Zündanlage wesentlich verbessert werden, während gleichzeitig die Betriebssicherheit erhöht wird. Die amerikanische Firma *Auto-Lite* (*Chrysler Corporation*) brachte die erste Zündanlage auf den Markt, die mit einem Transistor arbeitet. Danach folgte *Bosch* mit einer kontaktgesteuerten und mit einer magnetisch gesteuerten Transistor-Anlage.

Der Einsatz des Transistors als Schalter in der Zündanlage wurde durch den Bau höher verdichteter Motoren im Verhältnis 12:1 und mehr nahezu notwendig (derzeitige Verdichtungsverhältnisse des Otto-Motors 6...8:1 für Normalfahrzeuge und bis zu 12:1 für Rennmotoren; 15...21:1 für selbstzündende Dieselmotoren). Die Verdichtungserhöhung setzt aber unter anderem eine Erhöhung der Zündspannung und der Zündleistung voraus.

An der Sekundärspule der Zündspule (Spartransformator) ist die erzeugte Spannungsspitze bei öffnenden Kontakten

$$U_2 = k L_2 \frac{di}{dt} \quad (1)$$

Darin bedeutet k den Kopplungskoeffizienten, L_2 die sekundäre Induktivität und $\frac{di}{dt}$ das Verhältnis der primären Stromunterbrechung. Ebenso wird aber auch auf den Primärkreis eine Spannung

$$U_1 = k L_1 \frac{di}{dt} \quad (2)$$

rückinduziert (L_1 ist die Primärinduktivität). U_1 erzeugt an den Unterbrecherkontakten einen Lichtbogen. Durch die Parallelschaltung eines Kondensators wird

dieser zwar gedämpft, es entstehen dann aber zwei Schwingkreise, und zwar mit der über den Lichtbogen an der Zündkerze (Zündfunke) während der Funkendauer parallelliegenden Sekundärwicklung sowie nach Löschung des Zündfunken mit der in Reihe liegenden Primärspule.

Aus Gl. (1) geht hervor, daß sich die Zündspannung erhöhen läßt, wenn man k oder L_2 vergrößert. Mit der Vergrößerung von k steigt aber U_1 an den Kontakten ebenfalls an. Ferner müßte mit größerem Kraftfluß Φ die Unterbrechungszeit verkürzt werden, denn die Ausgangsspannung ist auch proportional $d\Phi/dt$

$$U_2 = k n_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (3)$$

Darin bedeutet n_2 die sekundäre Windungszahl und $\frac{d\Phi}{dt}$ die Flußänderung bei

der Stromunterbrechung. Der Fluß Φ kann aber erhöht werden, wenn die primäre Induktivität und der Primärstrom größere Werte annehmen, was auch aus der Gleichung

$$I = \frac{U}{R} (1 - e^{-Rt/L}) \quad (4)$$

(I = Primärstrom, U = Batteriespannung, R = Widerstand des Primärkreises, t = drehzahlabhängige Schließzeit der Kontakte, L = Primärinduktivität) hervorgeht. Die Energie W ergibt sich zu

$$W = \frac{1}{2} L I^2 \quad (5)$$

Für eine übliche, mit Kontakten unterbrochene Zündanlage sind den Werten L und I in bezug auf die Lebensdauer der Kontakte Grenzen gesetzt. Außerdem erfordert eine größere Induktivität eine längere Sättigungszeit (gleich Schließzeit der Kontakte), was aber eine Drehzahl-erhöhung für Mehrzylindermotoren verhindert. Der Ruhestrom konventioneller Zündspulen ist etwa 3...5 A. Im mittleren Drehzahlbereich wird aber nur noch ein Sättigungsstrom von etwa 1,8...2,5 A erreicht, wodurch auch die Ausgangsleistung auf einen entsprechenden Wert abfällt.

Bei der Zündanlage von *Auto-Lite* wird mit einem *pnp*-Germaniumtransistor ein Strom von 7,5 A geschaltet. Die Induktivität der Primärwicklung ist so weit herabgesetzt, daß man auch bei hohen Drehzahlen bei gegebener Schließzeit (gleich Leitzeit des Transistors) die volle Sättigung der Primärwicklung erreicht, die dem Ruhestrom entspricht. Hierdurch ergibt sich eine über den gesamten Drehzahlbereich konstante Zündleistung. Die primäre Windungszahl beträgt etwa 10...15. Trotz einer wesentlichen Spannungserhöhung bei größerem Wickelverhältnis ist die Gesamtimpedanz der Zündspule kleiner als die der konventionellen Ausführung und die Ausgangsleistung daher höher. Bei etwa 30facher Stromverstärkung ist der Basisstrom des Transistors (Kontaktstrom) 250 mA. Die damit erreichte nichtinduktive Belastung der Kontakte ergibt eine mindestens dreifache Lebensdauer bei höherer Betriebssicherheit.

Während durch die Schwingkreisbildung bei der konventionellen Anlage während der Funkendauer eine gedämpfte Schwin-

gung mit etwa 1500 Hz (für *Auto-Lite*-Anlagen, bei anderen Fabrikaten, wie *Bosch Scintilla*, *Magneto-Marelli*, *SEV*, *Lucas*, bis zu 20 kHz) entsteht, tritt bei der Transistor-Anlage infolge der Wicklungs- und Schaltkapazitäten nur eine Schwingung von 400 Hz auf. Die rückwirkende Spannung an der Primärwicklung nach Gl. (2) erreicht in der konventionellen Anlage bis zu 300 V, in der Transistor-Anlage dagegen nur etwa 60 V. Beide Werte sind auf mittlere Drehzahl, mittlere Belastung und einen Elektrodenabstand der Zündkerzen von 1 mm sowie auf ein Verdichtungsverhältnis von etwa 7,5:1 bezogen. Temperatureinflüsse wurden durch besonderen Aufbau der Zündspule, die mit dem Transistor eine Einheit bildet, vermieden. Die Umgebungstemperatur der Einheit kann 175°C betragen. Die Spule läßt sich daher, wie oft üblich, direkt auf dem Motorblock oder am Zylinderkopf anbringen.

Bild 1 zeigt die *Auto-Lite*-Transistor-Zündspule mit eingebautem Transistor und Kühlrippen, während im Bild 2 die Oszillogramme des primären Spannungsver-

Bild 1. Transistor-Zündspule von *Auto-Lite*, Ansicht von unten

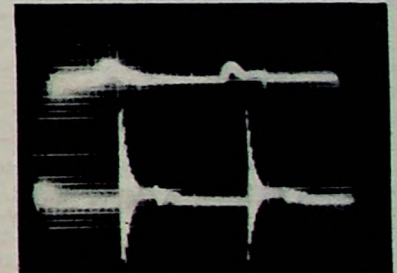
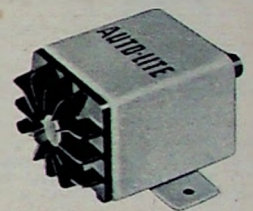


Bild 2. Primär-Oszillogramme einer Transistor- und einer Normal-Zündanlage (Batteriezündung); oben Transistor-Anlage, unten Normal-Anlage

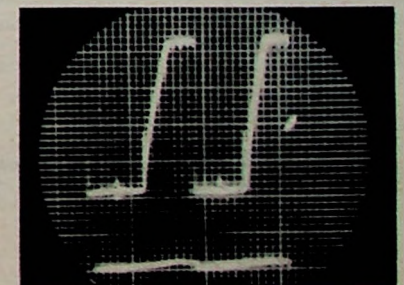


Bild 3. Stromvergleiche I_C (oben) und I_B (unten) der Transistor-Zündanlage

laufs beider Zündsysteme (unten das des konventionellen und darüber das des Transistor-Systems) dargestellt sind. Der zeitliche Verlauf entspricht einer Drehzahl von etwa 860 U/min eines 6-Zylinder-Viertaktmotors. Die höchste Spannungsspitze des unteren Oszillogramms ist etwa 1000 V, die des oberen annähernd 100 V; die Betriebsspannung war 24 V.

Das Oszillogramm Bild 3 gibt den Verlauf der Ströme in der Transistor-Anlage wieder, und zwar stellt die obere Kurve den Kollektorstrom, die untere den Basisstrom (Schaltstrom der Kontakte) dar. Der höchste Kollektorstromwert ist hier 10,2 A, während der Basisstrom 360 mA erreicht. Der Transistor wurde während dieses Versuchs mit größerer Leistung als im üblichen Dauerbetrieb mit einer Betriebsspannung von 12 V betrieben. Die Sättigungszeit (Anstieg des Kollektorstroms) läßt erkennen, daß die Drehzahl gegenüber der im Bild 2 nahezu verdoppelt werden kann, bis die Stromsättigung unter 100% abfällt. Bei konventionellen Anlagen liegt die Sättigungsgrenze schon bei etwa 1000 U/min, bezogen auf einen 6-Zylinder-Viertaktmotor.

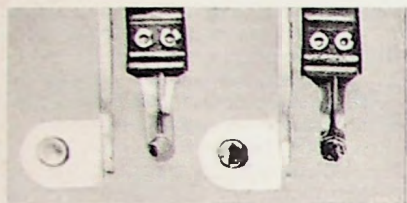


Bild 4. Zustand der Unterbrecherkontakte nach 44000 Meilen (etwa 70800 km); links Transistor-Betrieb, rechtes Paar Direktunterbrechung



Bild 5. Zustand der Unterbrecherkontakte nach 20 Öffnungen bei einer Temperatur von -29°C

Bild 4 zeigt die Unterbrecherkontakte nach 44 000 Meilen (etwa 70 800 km) Dauerbetrieb auf einer Prüfstraße. Das linke Paar wurde mit dem Transistor betrieben, das rechte steuerte eine Normalspule direkt.

Der Zustand der Kontakte bei einer Temperatur von etwa -29°C und nach nur 20 Öffnungen ist im Bild 5 dargestellt (links bei Transistorbetrieb, rechts bei Direkt-schaltung). Da bei der Normal-Anlage während des Öffnens der Kontakte eine Lichtbogentemperatur bis zu 5000°C entsteht, wird die Oberfläche des positiven Kontaktes bei einem derartigen Kaltstart nahezu zerstört.

Das Schaltbild der Auto-Lite-Transistor-Zündanlage zeigt Bild 6. Der Widerstand R_3 dient als Vorwiderstand. Über R_1 fließt ein Vorstrom, der so hoch ist, daß

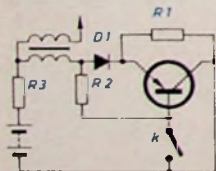


Bild 6. Schaltbild Transistor-Zündanlage (Auto-Lite)

bei geöffneten Kontakten an der Diode D_1 eine Spannung von 0,5 ... 0,75 V entsteht. Diese Gegenspannung sorgt für eine sichere Sperrung des Transistors. Beim Schließen des Kontaktes k fließt der volle Basisstrom, dadurch wird der Transistor eingeschaltet, und der Kollektorstrom fließt durch die Primärwicklung. Öffnet der Kontakt, dann bewirkt die Dioden-Gegenspannung eine sichere Unterbrechung des Kollektorstroms, und das rasch zusammenbrechende Magnetfeld induziert in der Sekundärwicklung die gewünschte Hoch-

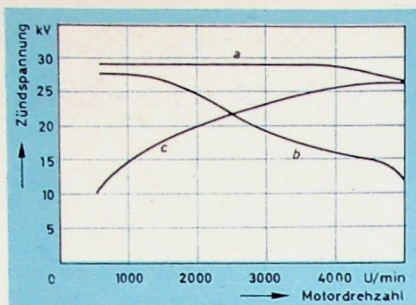


Bild 7. Zündspannungen in Abhängigkeit von der Drehzahl; a Transistor-Anlage, b konventionelle Batterie-Zündanlage, c Magnetzünder

spannungsspitze. Die Diode hält die rückwirkende Induktionsspannungsspitze vom Transistor fern und schützt außerdem die Anlage gegen falschen Anschluß der Batterie. Der Transistor hat bei geschlossenem Kontakt eine Impedanz von etwa 0,1 Ohm. Die Ausgangsspannung (Bild 7) ist nahezu über den gesamten Drehzahlbereich konstant (etwa 30 kV). Für den normalen Betriebszustand eines Fahrzeugmotors werden etwa 20 kV benötigt. Bei der konventionellen Batterie-Zündanlage fällt die Spannung mit steigender Drehzahl ab (Kurve b im Bild 7), bei der Magnetzündung (Kurve c) nimmt sie zu. Die höhere Zündspannung ist für die Selbstreinigung der Zündkerzen sehr wichtig. Im Bild 8 sind die Stromaufnahmen der Transistor- und der Batterie-Zündanlage in Abhängigkeit von der Drehzahl dargestellt.

Die kontaktgesteuerte Transistor-Zündanlage von Bosch arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie die beschriebene Auto-Lite-Anlage. Auch bei Bosch bilden Zündspule und Transistor eine Einheit, jedoch ist der Transistor an einem Kühlgehäuse auf der Zündspule angeordnet.

In einer Weiterentwicklung verwendet Bosch eine magnetische Steuerung für die

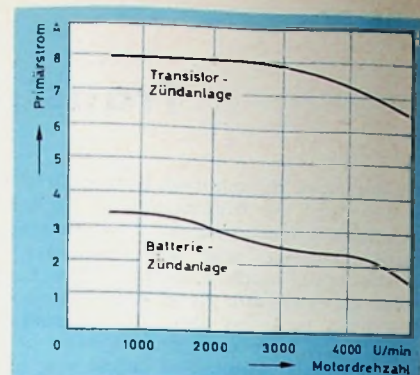


Bild 8. Stromaufnahmen der Zündanlagen; oben Transistor-Zündanlage, unten Batterie-Zündanlage

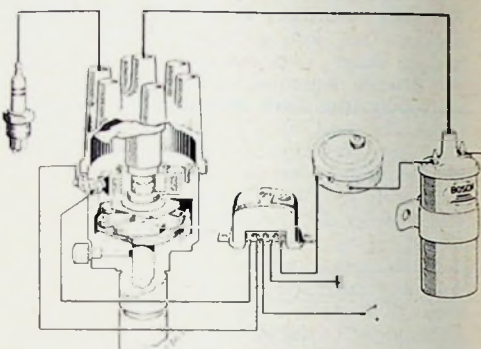


Bild 9. Magnetisch gesteuerte Transistor-Zündanlage von Bosch. Die Verteilerwelle trägt einen rotierenden permanenten Magneten, der in der stehenden Wicklung eine Steuer-Wechselspannung erzeugt

Transistor-Zündanlage (Bild 9). Der Verteiler trägt an Stelle der Kontakte einen permanentmagnetischen Steuergenerator, der den eigentlichen Schalttransistor über eine Transistor-Kippschaltung steuert. Diese magnetisch gesteuerte Anlage hat den Vorteil des wartungslosen Betriebes ohne mechanische Abnutzung.

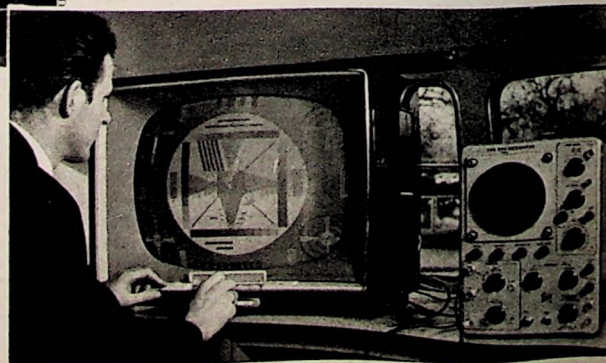
Fernseh-Meßwagen schon einmal um den Erdball

Größer als der Erdbumfang — nämlich 45000 km — ist die Strecke, die der von einem erfahrenen Service-Techniker betreute Fernseh-Meßwagen von Telefunken im ersten Einsatzjahr zurückgelegt hat.

Um bei unterschiedlichsten Empfangsverhältnissen Fernsehgeräte erproben zu können, ist ein Kleinlaster zu einem rollenden Laboratorium ausgebaut worden. Durch seine zweckmäßige Inneneinrichtung und die Ausstattung mit hochwertigen Meßeinrichtungen ist es den Erfordernissen während der Erprobungsfahrten und Kundendienstaufgaben optimal angepaßt. Der rotorgesteuerte Antennenmast läßt sich auf nahezu 10 m ausfahren und mit verschiedenartigen Antennen versehen, so daß die tatsächlich auftretenden Empfangsbedingungen überall nachgebildet werden können. Die bisher gesammelten vielfältigen Erfahrungen aus Deutschland, Belgien, Frankreich, Jugoslawien und Spanien bilden wertvolle Unterlagen für die Weiterentwicklung der Fernsehgeräte.



Die letzte vorbereitende Arbeit beim Einsatz ist das Auskurbeln des 10-m-Antennenmastes. Der Meßwagen ist mit hochwertigen Meßmitteln ausgestattet, um zur Unterstützung und Beratung des Fachhandels sowohl Empfangsverhältnisse als auch die Funktionssicherheit von Fernsehempfängern exakt beurteilen zu können. Außerdem sind alle Hilfsmittel vorhanden, um im Bedarfsfall auch Reparaturen ausführen zu können. telefunken-bild



Berechnung und Konstruktion von Koaxial-Topfkreisen

DK 621.372.824: 538.551.25.001.24.002.2

Immer mehr UKW-Amateure gehen dazu über, sich mit dem Bau von Sende- und Empfangsanlagen für das Dezimeterwellengebiet (300 bis 3000 MHz) zu befassen. Die in diesem Bereich zugelassenen Frequenzbänder versprechen hinsichtlich der Ausbreitungsbedingungen noch manche Überraschungen. Neben Überreichweiten-Verbindungen innerhalb der Troposphäre dürften auch bald schon Reflexionsverbindungen über Erdsatelliten möglich sein. Die Dezimeterwellen, besonders um 1400 MHz, sind für Funkverbindungen in den Weltraum besonders geeignet.

Der Schritt auf das UHF-Gebiet zwingt den Interessierten, sich mit einer neuen Technik vertraut zu machen. Im folgenden sollen dem neu hinzukommenden Amateur die Theorie und Berechnungsunterlagen vermittelt werden. Der mechanische Aufwand beim Aufbau von Sendeverstärkern, Empfänger-Eingangsstufen und parametrischen Verstärkern mit Reaktanzdioden ist in diesem Frequenzbereich recht erheblich. Es dürfte daher zweckmäßig sein, sich vorher mit den Besonderheiten der UHF-Kreise auseinanderzusetzen.

Im Dezimeterwellenbereich können Schwingkreise mit den üblichen konzentrierten Schaltelementen kaum noch realisiert werden. Die erforderliche Kreiskapazität C kommt in die Größenordnung der Schalt- und Röhrenkapazitäten, und als Induktivität L ist nur noch ein Drahtbügel verwendbar. Die räumliche Ausdehnung des konventionellen Resonanzkreises nähert sich hier der Wellenlänge. Dadurch treten Verluste durch Energieabstrahlung auf, die quadratisch mit der Frequenz zunehmen. Als Folge des Skineffektes und der ungleichmäßigen HF-Stromverteilung steigen auch die ohmschen Verluste an, der Kreis wird stark bedämpft, und seine Güte verschlechtert sich erheblich.

An die Stelle der räumlich voneinander getrennten konzentrierten Schaltelemente tritt beim Übergang auf das UHF-Gebiet zunächst der homogene Leitungskreis. Ein Rohr mit koaxialem Innenleiter stellt einen Schwingkreis mit sehr kleiner Induktivität und Kapazität dar. Weder die Induktivität noch die Kapazität treten an irgendeiner Stelle des sogenannten Rohrleitungskreises auf; sie sind vielmehr als kontinuierlich verteilter L - und C -Belag längs des Leiters vorhanden. Die Induktivität eines Koaxialleiters ist durch das magnetische Feld zwischen Innen- und Außenleiter, die Kapazität durch das elektrische Feld gegeben. Wegen der nicht kontinuierlichen Strom- und Spannungsverteilung in einem Koaxialkreis (stehende Wellen) überwiegt je nach Rohrlänge und Art der Endabschlüsse die induktive oder kapazitive Komponente des Rohrstücks. Sie bildet mit der Kapazität und Induktivität des angeschlossenen Bauelementes, zum Beispiel der Röhre, den Schwingkreis.

Die an beiden Seiten offene Koaxialleitung hat als Resonanzkreis praktisch keine Bedeutung. Im allgemeinen wird ein Leitungsstück an beiden Enden elektrisch abgeschlossen oder belastet. Als Belastung kommen Scheinwiderstände, Blindwiderstände oder der Kurzschluß eines Leitungsendes in Frage. Für den im folgenden betrachteten Koaxialkreis soll aber nur der Leitungsabschluß mittels eines kapazitiven Blindwiderstandes und durch Kurzschluß untersucht werden. Neben der kapazitiven Belastung wird am betreffenden Leitungsende noch für eine elektrische Abschirmung gesorgt, um Strahlungsverluste zu vermeiden. Ein derartiges Leitungsgebilde bezeichnet man als Topfkreis. Damit lassen sich Werte für Kreisgüte, Resonanzwiderstand und Resonanzschärfe erreichen, die die von Resonanzkreisen der unteren Frequenzbereiche erheblich übersteigen.

Der Widerstand des Koaxial-Topfkreises ist durch den Wellenwiderstand

$$Z = \sqrt{\frac{L^*}{C^*}}$$

$$= \sqrt{\frac{\text{Induktivität des Innenleiters je Längeneinheit}}{\text{Kapazität zwischen Innen- und Außenleiter je Längeneinheit}}}$$

(1)

und seine Länge l gekennzeichnet. Der Wellenwiderstand Z ist unabhängig von der Leitungslänge; er wird lediglich von den geometrischen Abmessungen des Leitungsquerschnittes und der Art des

isolierenden Mediums zwischen den beiden Leitern bestimmt. Die Wellenwiderstandswerte der beiden am meisten gebräuchlichen Leitungsformen sind im Bild 1 dargestellt. Die Topfkreislänge l steht in einem bestimmten Verhältnis zur Wellenlänge λ . Kennt man den

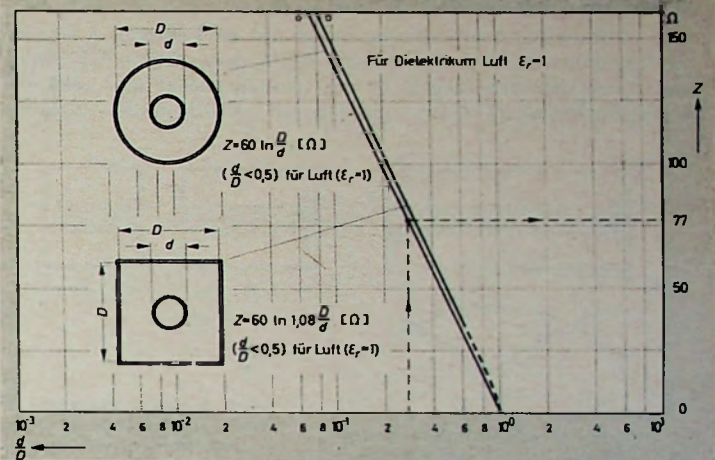


Bild 1. Wellenwiderstand von Koaxialleitungen

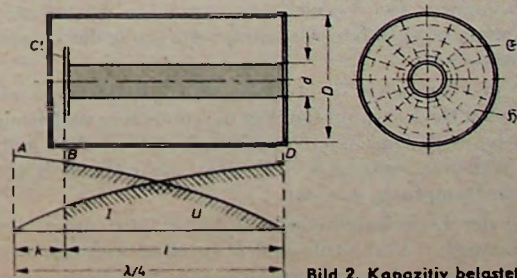
jeweils vorliegenden Belastungsfall, dann läßt sich die effektive Topfkreislänge l berechnen.

Neben dem Koaxial-Topfkreis verwendet man im UHF-Gebiet als weitere Schwingkreisform den Hohlraumresonator [1, 2]. Er unterscheidet sich vom bisher behandelten Leitungskreis durch das Fehlen des Innenleiters, vergrößerten Außendurchmesser und stark verkürzte Axialabmessungen. Der belastete Hohlraumresonator kann zum Beispiel als flache, runde, allseitig geschlossene Dose aufgefäßt werden, die in der Mitte zwischen beiden Bodenflächen eine kapazitive Belastung, beispielsweise eine Röhrenkapazität, enthält. Da die Schwingungsvorgänge in einem solchen Kreis sehr unübersichtlich sind, ist seine Dimensionierung schwierig. Die Vorzüge des Koaxial-Topfkreises werden von denen des Hohlraumresonators teilweise noch übertroffen; am hochfrequenten Ende des Dezimeterwellenbereichs löst er den Leitungskreis ganz ab.

1. Der $\lambda/4$ -Topfkreis

In der UHF-Technik wird der $\lambda/4$ -Topfkreis sehr häufig angewendet. Dieser ist am Eingang mehr oder weniger stark kapazitiv belastet und am Ende kurzgeschlossen. Er entspricht so in seinem Schwingungsverhalten einem Parallelresonanzkreis. Bild 2 zeigt die charakteristische Form des $\lambda/4$ -Topfes und die sinusförmige HF-Strom- und Spannungsverteilung in axialer Richtung.

Die theoretische Länge des unbelasteten Kreises entspricht in Luft einem Viertel der Wellenlänge λ . Durch die Belastung des Topfeinganges B mit den Röhren- und Abstimmkapazitäten C' verkürzt sich seine Axialabmessung um k auf die Länge l . Am kurzgeschlossenen Topfende D erreicht der HF-Strom I ein Maximum, während die Spannung U dort gegen Null geht. Das koaxial um den Innenleiter verlaufende magnetische Feld \vec{H} nimmt mit dem Strom I zu und hat

Bild 2. Kapazitiv belasteter $\lambda/4$ -Topfkreis mit Strom-, Spannungs- und Feldverteilung

am Ende D seinen größten Wert. Zum Eingang B hin verringern sich Strom und Magnetfeld. Das radial verlaufende elektrische Feld \mathcal{E} wächst mit der Spannung U und erreicht am Eingang B sein Maximum.

Aus der Strom- und Spannungsverteilung erkennt man, daß der Widerstand entlang des Leitungskreises als Quotient aus Spannung und Strom verschiedene Werte annimmt. Am Eingang B ist der Widerstand nahezu Unendlich, während er am kurzgeschlossenen Ende D gegen Null geht. Die Leitung wirkt wie ein Widerstandstransformator. Wegen dieser Eigenschaft kann an sie jeder gewünschte Außenwiderstand angepaßt werden. Die Ankopplung eines Wirkwiderstandes bedämpft aber den Topfkreis.

2. Topfkreise mit der Länge $\lambda/2$ und $n\lambda/4$

Der $\lambda/2$ -Kreis kann in einfacher Weise auf zwei einzelne $\lambda/4$ -Kreise zurückgeführt werden. Aus der im Bild 3 dargestellten HF-Strom- und Spannungsverteilung längs der Leitung ersieht man, daß eine Kurzschlußebene im Spannungsminimum bei D keine Änderung der

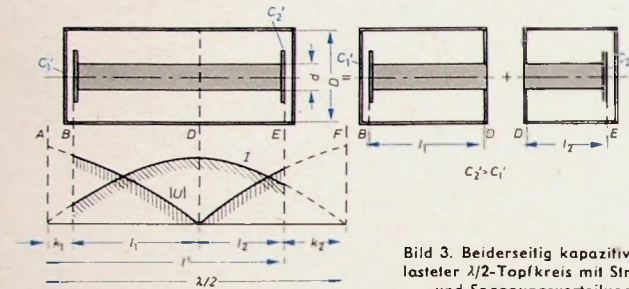


Bild 3. Beiderseitig kapazitiv belasteter $\lambda/2$ -Topfkreis mit Strom- und Spannungsverteilung

elektrischen Verhältnisse herbeiführt. Es liegt daher nahe, den $\lambda/2$ - oder $2\lambda/4$ -Kreis in zwei einzelne $\lambda/4$ -Kreise aufzuteilen. Die Belastungskapazitäten C_1' und C_2' bestimmen die jeweiligen Topflängen l_1 und l_2 . Die Summe der Längen l_1 und l_2 ergibt die Gesamtlänge l' des $\lambda/2$ -Kreises in der Schaltung.

Diese Betrachtung läßt sich auch auf Koaxial-Topfkreise mit n Vielfachen von $\lambda/4$ ausdehnen. Der an einem Ende kurzgeschlossene $3\lambda/4$ -Kreis ($n = 3$) stellt zum Beispiel einen um $2\lambda/4$ verlängerten Aufbau ähnlich Bild 2 dar. Seine resultierende Länge ist die Summe der Länge eines verkürzten $\lambda/4$ -Topfes und der halben Wellenlänge.

Allgemein kann man sagen, daß für die Länge l_n' bei ungeradem n nur einmal, bei geradem n jedoch zweimal die Länge l nach dem später beschriebenen Verfahren berechnet werden muß. Außerdem ist bei ungeradem n die Länge $\lambda/4$ nur $(n - 1)$ mal, bei geradem n aber $(n - 2)$ mal zu den verkürzten Abmessungen der Kreise nach Bild 2 beziehungsweise Bild 3 zu addieren. Die unverkürzten Topf-Zwischenstücke darf man aber nur dann mit $\lambda/4$ einsetzen, wenn sie keine Koppel- oder Abstimmglieder enthalten. Liegen derartige Elemente (besonders im Spannungsmaximum) vor, so bewirken ihre kapazitiven Einflüsse ebenfalls eine entsprechende Verkürzung des jeweiligen Abschnittes. Diese Topfteile müssen daher zur Berechnung auf eine Anordnung nach Bild 2 zurückgeführt werden.

Mit wachsendem n nimmt die Bandbreite von Koaxial-Topfkreisen bei gleichbleibendem Wellenwiderstand ab, obwohl wegen des verlängerten Stromweges die Dämpfung zunimmt. Ein $3\lambda/4$ -Topfkreis hat nur noch etwa 25% der Bandbreite eines $\lambda/4$ -Topfkreises. Grundsätzlich ist die Bandbreite eines $\lambda/4$ -Topfkreises jedoch kleiner als die eines Schwingkreises mit konzentrierten Schaltelementen.

Die Topfkreise weisen naturgemäß verschiedene Resonanzfrequenzen auf. Es kann daher notwendig sein, den Oberwellen der Ausgangsspannung, besonders bei Sende-Endverstärkern, mit koaxialen Leitungsfiltren zu begegnen. Bei Vervielfacher- und Oszillatorbetrieb muß unter Umständen in $n\lambda/4$ -Kreisen mit der Anregung der Grundwelle gerechnet werden.

Die Auswahl der geometrischen Topf-Querschnittsabmessungen erfolgt nach bestimmten Gesichtspunkten. Für die runde Koaxialleitung nach Bild 1 wird bei dem Durchmesser Verhältnis $d/D = 0,278$ (entsprechend einem Wellenwiderstand $Z = 77$ Ohm) die optimale Kreisgüte, also geringste Dämpfung, erreicht.

Die Vergrößerung der Leiterdurchmesser D und d führt unter Beibehaltung des günstigsten Verhältnisses d/D zu einer weiteren Verminderung der Dämpfung. Aus anderen Gründen, zum Beispiel um eine größere Abstimmteilheit [3, 4] oder einen höheren Resonanz-

widerstand zu erreichen, werden häufig große Wellenwiderstände gewählt. Je mehr allerdings die kapazitive Belastung des Topfkreises zunimmt, um so kleiner wird der günstigste Wellenwiderstand [5]. Die Optimalwerte liegen zwischen 120 und 80 Ohm. Das gilt auch für Topfkreise mit quadratischem Außenleiter.

3. Berechnung eines $\lambda/4$ -Topfkreises

Aus den allgemeinen Leitungsgleichungen der Vierpoltheorie läßt sich unter Berücksichtigung des Resonanz- und Kurzschlußfalles für den $\lambda/4$ -Koaxial-Topfkreis nach Bild 2 bei Vernachlässigung der Dämpfung die Beziehung

$$\omega C' Z = \cot 2\pi \frac{l}{\lambda} \quad (2)$$

ableiten. Für die gesuchte Länge l des Topfkreises ergibt sich dann

$$l = \lambda \frac{1}{2\pi} \arccot \omega C' Z \quad (3)$$

Wenn man in Gl. (3) die Wellenlänge $\lambda = c/f$ (in Luft) in cm, die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ in s^{-1} , den Wellenwiderstand Z in Ohm und die Summe der Belastungskapazitäten C' in F einsetzt, erhält man die Topfkreislänge l in cm. Damit wäre zunächst die Dimensionierung des Kreises abgeschlossen, es lohnt sich aber, noch weitere Verfahren zu beschreiben, nach denen Gl. (3) auch grafisch gelöst werden kann.

Der Praktiker arbeitet gern mit Nomogrammen und Diagrammen, die eine einfache und schnelle Auswertung umfangreicher Formelausdrücke ermöglichen und außerdem einen guten Überblick über die Verhältnisse bei Variation einer oder mehrerer Größen geben. Für die Berechnung des Topfkreises soll daher das Kreis- oder Leitungsdiagramm nach Smith [6] verwendet werden.

Wechselstromgrößen, zum Beispiel Scheinwiderstände, lassen sich im rechtwinkligen Koordinatensystem einer komplexen Zahlenebene (Gaußsche Zahlenebene) anschaulich darstellen. In dieser Ebene sind die Beträge der Blindwiderstände X an der imaginären Achse (Ordinate), die der Wirkwiderstände R an der reellen Achse (Abszisse) aufgetragen. Oberhalb der reellen Achse liegt der Bereich des induktiven, unterhalb der des kapazitiven Scheinwiderstandes (Bild 4a).

Mit einer besonderen Darstellung, der „konformen Abbildung“, können die ins Unendliche weisenden Koordinatenachsen in eine Ebene mit endlichen Abmessungen transformiert werden. Die imaginäre

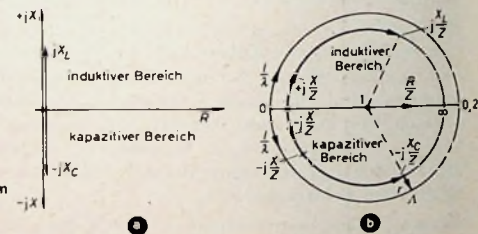


Bild 4. a) Komplexe Ebene, b) Smith-Kreisdiagramm

Achse des Blindwiderstandes geht dabei in einem Kreis über, während die reelle Achse eine im Maßstab verkürzte Gerade bleibt (Bild 4b). Gleichzeitig mit dieser Operation führt man die in der HF-Technik oft angewandte Normierung durch und bezieht in diesem Falle alle Widerstände auf den Wellenwiderstand Z . Im Bild 4b beziehungsweise in dem ausführlichen Smith-Diagramm Bild 5 wird nur der normierte Wert X/Z oder R/Z eingetragen. Mit dem Smith-Diagramm können unter anderem Widerstandsfragen sowie die Welligkeit auf Kabeln und Leitungen rasch und übersichtlich behandelt werden [7].

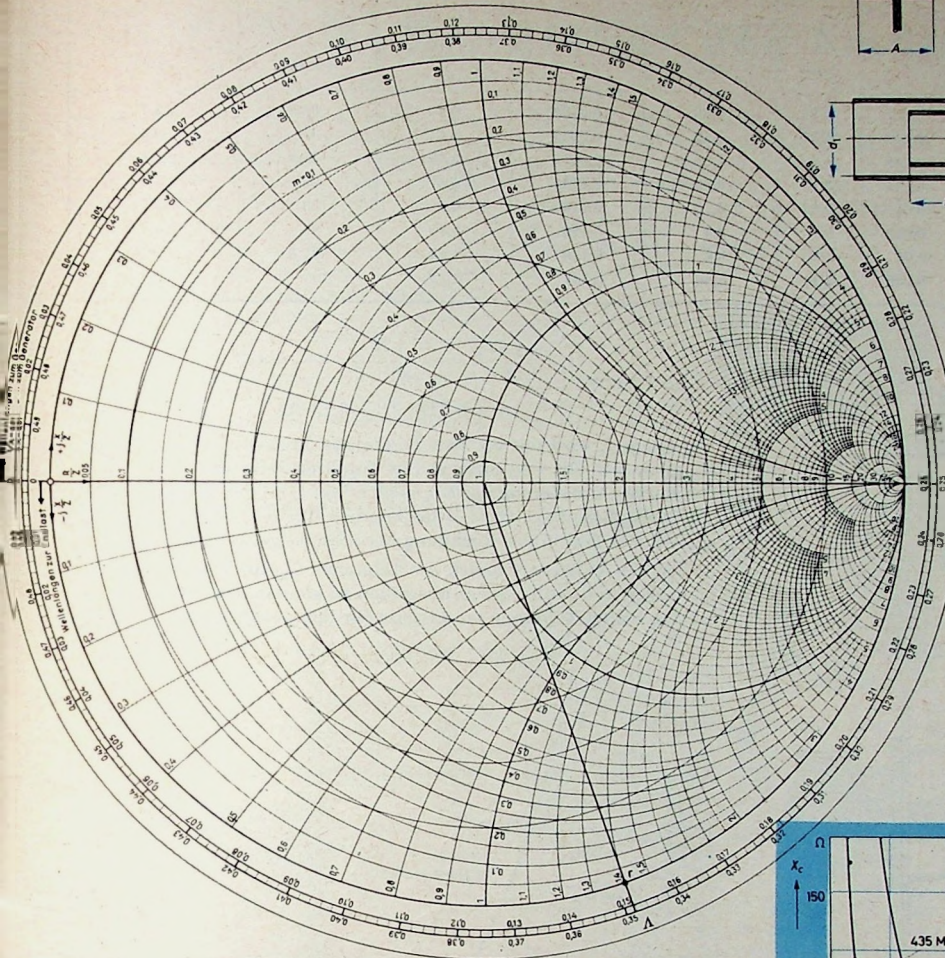
Das Smith-Diagramm wird von einem weiteren Kreis umhüllt, der die Beziehung

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \arccot \omega C' Z \quad (4)$$

darstellt, die sich durch Umformung von Gl. (3) ergibt. Der Wert l/λ ist eine normierte, auf die Wellenlänge bezogene Leitungslänge bis zur Belastung beziehungsweise bis zum Generator des Schwingkreises. Dieser Kreis gestattet eine sofortige Beurteilung des transformierten Widerstandes an einem beliebigen Leitungspunkt X/Z (Bild 4b).

Bei Resonanz ist der Betrag X_L des induktiven Blindwiderstandes gleich dem des kapazitiven Blindwiderstandes X_C . Für den dämpfungsfreien Fall zeigt Bild 4a diesen Zustand in der komplexen Ebene und Bild 4b in der Smith-Ebene. Verlängert man im Bild 4b die

Bild 5 (unten). Smith-Diagramm mit Auswertung zu Beispiel a)



Verbindungsline zwischen dem Diagramm-Mittelpunkt 1 und den Werten $j X_L/Z$ beziehungsweise $-j X_C/Z$ an der Diagrammperipherie bis zum Außenkreis l/λ , so findet man dort den Wert A , der mit der Wellenlänge λ multipliziert die effektive Topfkreislänge l ergibt.

Die eigentliche Rechenarbeit besteht nach der Ermittlung des Wellenwiderstandes Z aus dem Durchmesserverhältnis d/D (Bild 1) nur noch in der Berechnung des Blindwiderstandes $-j X_C$ nach der Formel

$$-j X_C = -j \frac{1}{\omega C'} \quad (5)$$

Die Belastungskapazität $C' = C_1 + C_2$ ist die Summe der Röhren-Eingangs- beziehungsweise -Ausgangskapazität C_1 und der Abstimmkapazität C_2 . Selbstverständlich entfällt C_1 beim röhrenlosen Kreis oder C_2 bei Abstimmung mit Kurzschlußschieber. Bei kapazitiver Abstimmung wird für C_2 der Kapazitätswert eingesetzt, der in der Mitte des Variationsbereiches vorliegt.

Zur Abstimmung von Koaxial-Topfkreisen werden vorwiegend zwei Abstimmkondensator-Formen verwendet. Auf dem Innenleiter kann man nahe dem Spannungsmaximum eine runde Platte anbringen, der vom Außenleiter her eine zweite Scheibe genähert wird. Durch Eintauchen eines Rohres in den Innenleiter kann ebenfalls eine kapazitive Abstimmung erfolgen. Näherungsformeln für die Berechnung derartiger Abstimmkondensatoren enthält Bild 6. Für den unteren UHF-Bereich fertigt die Industrie auch geeignete Trimmerkondensatoren.

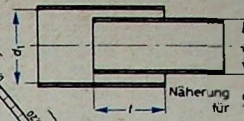
Ist der Betrag X_C des Blindwiderstandes bestimmt, dann wird die Normierung $X_C/Z = r$ durchgeführt. Dieser dimensionslose Wert erlaubt es, dem Kreisdiagramm die relative Leitungslänge $l/\lambda = A$ zu entnehmen. Bild 7 zeigt das Berechnungsschema für den kapazitiv belasteten $\lambda/4$ -Topfkreis. Darin bedeutet D [cm] den Außenleiter-Innendurchmesser, d [cm] den Innenleiter-Außendurchmesser, f [MHz] die Frequenz (Bereichmitte), C_1 [pF] die Röhren-Eingangs- beziehungsweise -Ausgangskapazität und C_2 [pF] die Abstimmkapazität (Bereichmitte).



kreisförmiger Plattenkondensator

$$C_2 = 0,07 \frac{A^2}{s} \text{ [pF]} \quad A = \text{Platten}^\# \text{ [cm]} \quad (6)$$

Dielektrikum Luft



zylindrischer Tauchkondensator

$$C_2 = 0,56 l \frac{(d_1 + d_2)}{(d_1 - d_2)} \text{ [pF]} \quad (7)$$

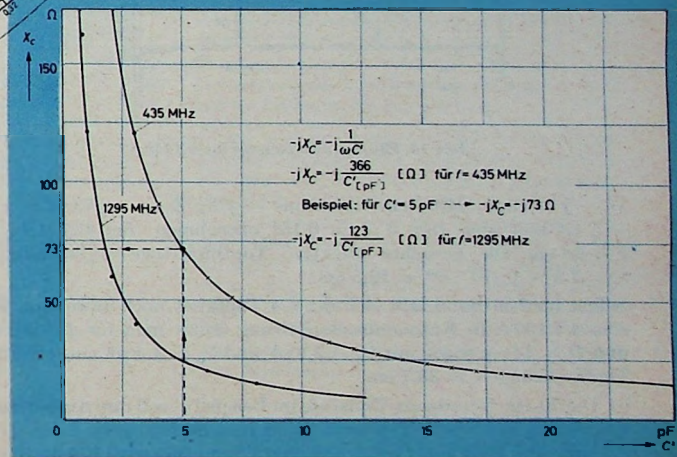
d_1 = Außenbelag-Innen $^\#$ [cm] = Topf-Innenleiter
 d_2 = Innenbelag-Außen $^\#$ [cm]
 l = Tauchtiefe [cm]
 Dielektrikum Luft

Bild 6. Kreisförmiger Plattenkondensator und zylindrischer Tauchkondensator

- $d/D \rightarrow Z [\Omega]$ aus Bild 1 (oder Bild 15)
- $C' = C_1 + C_2$ [pF] C_1 aus Röhrentabelle C_2 aus Konstruktion oder Bild 6
- $-j X_C = -j \frac{1}{\omega C'} = -j \frac{10^6}{2\pi f \text{ [MHz]} C' \text{ [pF]}} = -j \frac{159\,200}{f \text{ [MHz]} C' \text{ [pF]}} [\Omega]$
- $-j \frac{X_C}{Z} = r [-]$
- aus d im Bild 5
- $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{30000}{f \text{ [MHz]}} \text{ [cm]}$
- $l = A \cdot \lambda \text{ [cm]}$ A aus c λ aus f

Bild 7. Rechenschema für den kapazitiv belasteten $\lambda/4$ -Topfkreis

Bild 8 (unten). Kapazitiver Blindwiderstand bei 435 und 1295 MHz



Wird oft bei einer bestimmten Frequenz gearbeitet, so ist es vorteilhaft, die Formel c) im Bild 7 als Kurve darzustellen. Bild 8 zeigt die Abhängigkeit des Betrages X_C des Blindwiderstandes von der Belastungskapazität C' bei 435 und 1295 MHz. Auf diese Weise kann weitere Rechenarbeit umgangen werden.

4. Beispiele

An einigen Beispielen soll die Berechnung von Topfkreisen gezeigt werden.

a) Für einen 70-cm-PA- $\lambda/4$ -Anoden-Topfkreis mit der Röhre 4 X 150 A (Bild 9) ist neben dem Innenleiterrohr (Außendurchmesser $d = 4,2 \text{ cm}$) nur ein rundes Außenleiterrohr mit dem Innendurchmesser $D = 10 \text{ cm}$ vorhanden. Für die Röhre kann man den Röhrendaten $C_1 = C_0 = 4,4 \text{ pF}$ als Ausgangskapazität entnehmen. Als Abstimmkapazität sei für Bandmitte $C_2 = 0,6 \text{ pF}$ angenommen. Die Tetrode wird in Katodenbasisbetrieb eingesetzt.

Aus $d/D = 4,2/10 = 0,42$ ergibt sich aus Bild 1 $Z = 52 \text{ Ohm}$. Die Summe der Belastungskapazität ist $C' = C_1 + C_2 = 4,4 + 0,6 = 5 \text{ pF}$.

Für den kapazitiven Blindwiderstand erhält man $-j X_C = -j \frac{159\,200}{435 \cdot 5}$

Tab. I. Berechnung der Frequenzvariation

f [MHz]	λ [cm]	X_{C1} [Ohm]	$\frac{X_{C1}}{Z} = r_1$	A_1	l_1 [cm]	$l_2 = l' - l_1$ [cm]	$A_2 = \frac{l_2}{\lambda}$	$r_2 = \frac{X_{C2}}{Z}$	$X_{C2} = r_2 Z$ [Ohm]	$C_{22} = \frac{159200}{f X_{C2}}$ [pF]
350	86	28,4	0,413	0,062	5,32	5,88	0,0683	0,46	38,6	12,4
375	80	26,6	0,332	0,051	4,07	7,13	0,0983	0,025	50	8,5
400	75	24,9	0,312	0,048	3,6	7,6	0,101	0,73	58,4	6,8
425	70,6	23,4	0,292	0,045	3,18	8,02	0,1135	0,87	69,5	5,3
435	69	22,8	0,285	0,044	3,05	8,15	0,118	0,91	73	5
450	66,7	22,1	0,276	0,042	2,8	8,4	0,126	1,01	81	4,4
475	63,1	21	0,262	0,04	2,52	8,6	0,136	1,15	91,5	3,66
500	60	19,9	0,249	0,039	2,34	8,86	0,147	1,33	107	2,99

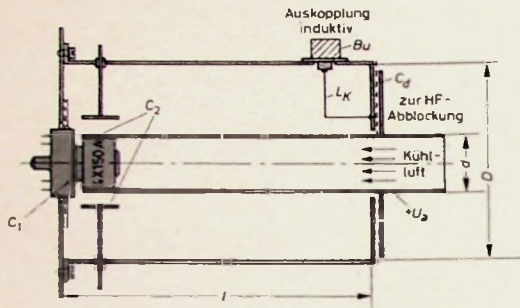


Bild 9. 70-cm-λ/4-Anodenkreis für 4X150A

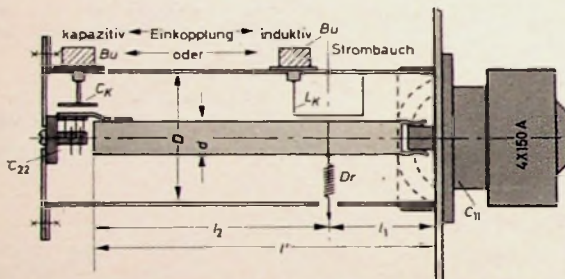


Bild 10. 70-cm-λ/2-Gitterkreis für 4X150A

$= -j 73 \text{ Ohm}$. Mit dem Verhältnis $-j X_C/Z = -j 73/52 = r = -j 1,4$ läßt sich Bild 5 $A = 0,151$ entnehmen. Bei 435 MHz ist $\lambda = 69 \text{ cm}$. Die gesuchte effektive Topfkreislänge ergibt sich zu $l = A \lambda = 0,151 \cdot 69 \approx 10,5 \text{ cm}$.

Selbst im 2-m-Band läßt sich der λ/4-Topfkreis noch anwenden. Für eine 4X150A in Katodenbasisschaltung erhält man für $d = 4,2 \text{ cm}$ und $D = 14 \text{ cm}$ sowie mit $C_1 = 3,6 \text{ pF}$ und $C_2 = 4,4 \text{ pF}$ eine effektive Topfkreislänge $l = 35,7 \text{ cm}$.

b) Die 70-cm-Geradeaus-Endstufe im Beispiel a) soll ihre Ansteuerung von einem λ/2-Gitter-Topfkreis (Bild 10) erhalten ($d = 1 \text{ cm}$, $D = 3,8 \text{ cm}$). Die Röhre 4X150A hat eine Eingangskapazität von 16 pF. Das Ende des Topfkreises ist mit dem Trimmer C_{22} (Anfangskapazität 3 pF, Kapazitätsvariation 4 pF) abgeschlossen. Die Einkopplung erfolgt induktiv im Strombauch oder kapazitiv in der Nähe des Trimmers C_{22} . Die Gitterableitung wird im Strombauch angeschlossen.

Entsprechend Bild 3 wird der λ/2-Kreis zur Berechnung auf zwei λ/4-Kreise zurückgeführt. Der gemeinsame Wellenwiderstand ergibt sich aus $d/D = 1/3,8$ zu $Z = 80 \text{ Ohm}$. Die Länge l_1 des ersten Kreises berechnet man unter Berücksichtigung der Röhrenkapazität $C_{11} = 16 \text{ pF}$.

$$-j X_{C1} = \frac{-j 159200}{435 \cdot 16} = -j 22,8 \text{ Ohm}$$

$$\frac{-j X_{C1}}{Z} = \frac{-j 22,8}{80} = r = -j 0,285$$

$$A = 0,044; l_1 = 3,04 \text{ cm}$$

Ebenso kann die Länge l_2 mit $C_{22} = 3 + 0,5 \cdot 4 = 5 \text{ pF}$ (Bereich-mitte) bestimmt werden.

$$-j X_{C2} = \frac{-j 159200}{435 \cdot 5} = -j 73 \text{ Ohm}$$

$$\frac{-j X_{C2}}{Z} = \frac{-j 73}{80} = -j 0,913$$

$$A = 0,118; l_2 = 8,13 \text{ cm}$$

Die Länge l_2 wird nur bis zum Beginn der konzentrierten Kapazität C_{22} gemessen. Die Gesamtlänge des Topfkreises ist also $l' \approx 11,2 \text{ cm}$. Bei starker Annäherung des Koppelgliedes C_K an den Innenleiter tritt eine zusätzliche kapazitive Belastung des Kreises auf. C_K muß dann abgeschätzt und in der Rechnung berücksichtigt werden.

c) Um den Variationsbereich des Trimmers C_{22} im Beispiel b) in Abhängigkeit von der Frequenz übersehen zu können, muß die Rechnung für den ersten Topfkreis punktweise für den gewünschten Frequenz-

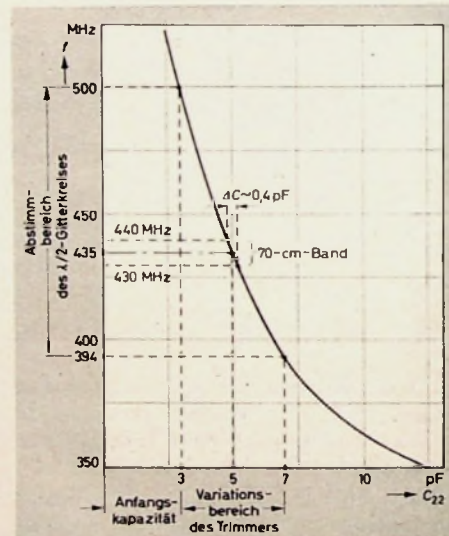


Bild 11. Abstimm-bereich des Trimmers C_{22} im λ/2-Topfkreis der Beispiele b) und c)

bereich bis zur jeweiligen Länge l_1 durchgeführt werden. Mit der Differenz $l_2 = l' - l_1$ kann dann für den zweiten Kreis die Rechnung von rückwärts aus nach X_{C2} gehen, und daraus erhält man die Kapazität C_{22} . Die Rechenarbeit läßt sich durch eine Tabelle wesentlich erleichtern (Tab. I). Der Trimmer ermöglicht eine Frequenzvariation des λ/2-Kreises von etwa 390...500 MHz (Bild 11). Etwaige Unsicherheiten bei der Abschätzung der Belastungskapazitäten und der Einflüsse des Koppelgliedes dürften sich mit dem Abstimmkondensator kompensieren lassen. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] ● Bowen, E. G.: Radar, Grundlagen und Anwendungen. Berlin 1960, Verlag Technik
- [2] Dällenbach, W.: Resonanzbedingungen, schwingende Feldenergie, Verlustleistung, Dämpfungskonstante und Frequenzänderung kreiszylindrischer, konzentrischer Hohlraumresonatoren. Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik Bd. 61 (1943) Nr. 5, S. 129
- [3] Ocker, H.: Schwingkreise im Fernsehband IV und V. Telefonen Röhren- und Halbleitermitteilungen Nr. 581 148
- [4] ● Megla, G.: Dezimeterwellentechnik. 4. Aufl., Leipzig 1955, Fachbuchverlag
- [5] ● Schweitzer, H.: Dezimeterwellen-Praxis. Berlin 1956, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
- [6] Bergtold, F.: Einführung in die Arbeit mit dem Smith-Diagramm. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 18, S. 565-566
- [7] ● Geschwinde, H.: Die Praxis der Kreis- und Leitungsdiagramme in der Hochfrequenztechnik. München 1959, Franz-Verlag
- [8] Daukscher, W.: Line resonator chart. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 51, S. 94
- [9] ● Meinke, H., u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin, Göttingen, Heidelberg 1956, Springer-Verlag

Meßgeräte für den Amateurfunk

Wollte sich der deutsche Funkamateur Spezial-Meßgeräte anschaffen, die besonders für den Funkbetrieb bestimmt waren, so mußte er entweder zum Selbstbau schreiten oder fertige Geräte aus dem Ausland beziehen.

Im Rahmen der Import-Wirtschaftsabkommen stehen jetzt Meßgeräte für den Amateurfunk zur Verfügung (Heath). Sie werden als betriebsfertige Geräte oder als Bausätze geliefert. Die Bausätze enthalten sämtliche Einzelteile, das passende Gehäuse und geeichte Skalen. Außerdem erleichtern Bauhefte mit perspektivisch gezeichneten Skizzen den Zusammenbau. In der Meßgerätereihe für den Amateurfunk interessieren besonders Outputmeter, Antennen-Impedanzmeter, Grid-Dip-Meter und Stehwellenmeßbrücke, die nachstehend kurz vorgestellt werden.

1. Feldstärkeprüfer

Technische Daten

Frequenzbereich: 100 kHz ... 250 MHz

Empfindlichkeit: 0,3 V_{eff} für Vollausschlag

Maximaler Input: 35 V_{eff}

Das im Bild 1 gezeigte Feldstärke-Prüfgerät dient zur Kontrolle der im Raum befindlichen Hochfrequenz. Ferner kann man damit Richtdiagramm und maximale

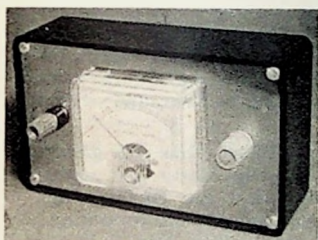


Bild 1. Ansicht des Feldstärkeprüfers

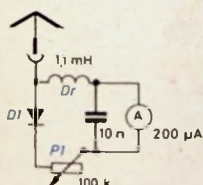


Bild 2. Schaltung des Feldstärkeprüfers

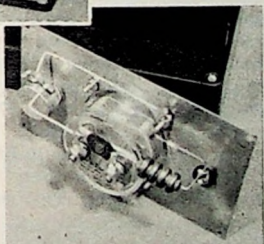


Bild 3. Blick in die Verdrahtung des Feldstärkeprüfers

Abstrahlung der Antenne überprüfen. Die Schaltung ist relativ einfach (Bild 2). Als Anzeigeelement dient ein Meßwerk von 200 µA. Es zeigt den Strom an, der von der HF-Spannung an der Antennenbuchse abhängig ist und mit Hilfe der Diode D1 gleichgerichtet wird. Der Ausschlag des Instrumentes wird durch den Regler P1 eingestellt, so daß man – auch bei höheren HF-Spannungen – den Anzeigebereich immer auf den günstigsten Wert einstellen kann.

Aufbau und Verdrahtung dieses Gerätes sind entsprechend unkompliziert. Bild 3 zeigt deutlich die Lage der einzelnen Bauelemente und die Leitungsführung. Auf einwandfreie Lötungen ist beim Zusammenbau besonders zu achten.

2. Mobil-HF-Leistungsprüfer

Technische Daten

Frequenzbereich: 100 kHz ... 250 MHz

Empfindlichkeit: 0,3 V_{eff} für Vollausschlag

Der Mobil-HF-Leistungsprüfer ist genauso wie das beschriebene Feldstärkeprüfgerät geschaltet. Er wird hauptsächlich im Mobilfunk eingesetzt. An der Unterseite des Gehäuses hat er einen Permanentmagneten, mit dem das Gerät am Armaturenbrett oder anderen Metallteilen des Wagens magnetisch festgehalten werden kann.

Bild 4. Mobil-HF-Leistungsprüfer mit aufgesteckter Antenne

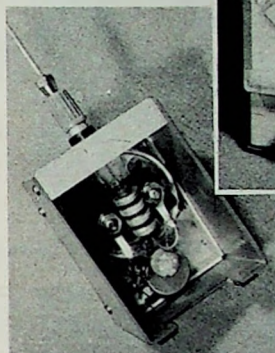


Bild 5. Blick in die Verdrahtung des HF-Leistungsprüfers für den Mobilfunk. Der Permanentmagnet ist ausgebaut

Das Gerät (Bild 4) ist in seinen Abmessungen sehr klein (65 × 85 × 60 mm). Die Frontplatte wurde pultförmig angeordnet. Um den Innenaufbau besser sehen zu können, wurde der Permanentmagnet in der Aufnahme für Bild 5 entfernt; er ist sonst in dem rückwärtigen Schlitz eingefügt.

3. Stehwellenmesser (SWR-Brücke)

Technische Daten

Belastbarkeit: 1 kW Hochfrequenz

Input- und Output-Impedanz: 50 oder 75 Ohm

Wellenbereiche: 160 ... 6 m

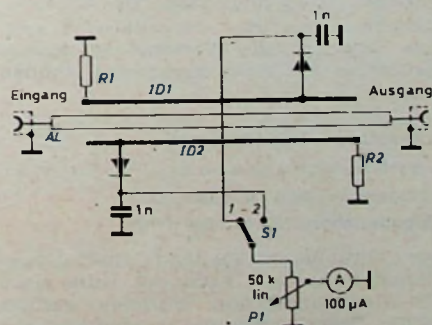


Bild 6. Schaltbild des Stehwellen-Meßgerätes

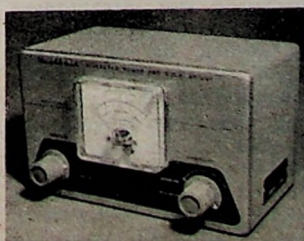


Bild 7. Ansicht des Stehwellenmessers

Bild 9. Blick auf das Induktionssystem der SWR-Brücke

Das Gerät zeigt den Anteil der Vorwärts- und Rückwärtsenergie an, ferner das Stehwellenverhältnis von 1 : 1 bis 6 : 1.

Kurz sei zur Theorie dieses Richtkopplers gesagt, daß die übertragene Leistung – das heißt die Leistung, die an den Verbraucher (zum Beispiel Antenne) abgegeben wird – gleich der Differenz der zur Antenne eilenden und von ihr reflektierten Leistung ist. Bei schlechter Anpassung der Antenne an das Speisekabel treten Reflexionen auf. Diese Vorgänge lassen sich mit Hilfe des Stehwellenmessers an jeder beliebigen Stelle des Kabels messen.

Die Schaltung der SWR-Brücke ist im Bild 6 wiedergegeben. Das Gerät besteht aus zwei HF-Brücken, zwischen denen das Instrument umgeschaltet wird. Bei einer gleich großen kapazitiven und induktiven Kopplung zwischen Antennenleitung AL und den beiden Induktionsdrähten ID1 und ID2 zeigt das Instrument null Prozent reflektierte Leistung. Unterscheidet sich die Impedanz der Antenne von der Impedanz der Ableitung (50 oder 75 Ohm), dann wird ein gewisser Energieanteil von der Antenne reflektiert, und die Brücke kommt aus dem Gleichgewicht.

Das Gerät kann auch zum Prüfen der Senderausgangsleistung verwendet werden. Dazu wird der Betriebsartenschalter S1 umgeschaltet; es ist dann der Kontakt 2 geschlossen. Der Zeigerausschlag des Instrumentes läßt sich mit Hilfe des Reglers P1 einregeln.

Praktische Ausführung und Inbetriebnahme

Links vom Instrument (Bild 7) wurde der Betriebsartenschalter und rechts der Regler für die Empfindlichkeit angeordnet. Den Blick auf die Verdrahtung zeigt Bild 8. Im Hintergrund sind die Induktionsleitungen erkennbar. Die Verbindungen zu den Schaltern müssen unbedingt abgeschirmt sein. Die Großaufnahme des Systems (Bild 9) zeigt deutlich die Widerstände R1 und R2 am Endpunkt eines jeden Leiters sowie die Anzapfpunkte der Dioden. Die Widerstände haben je nach Impedanz

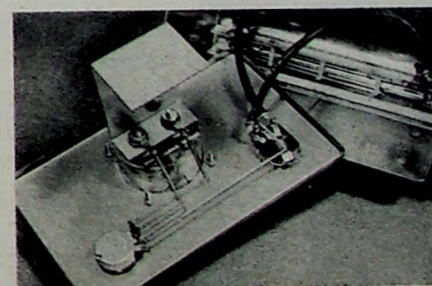
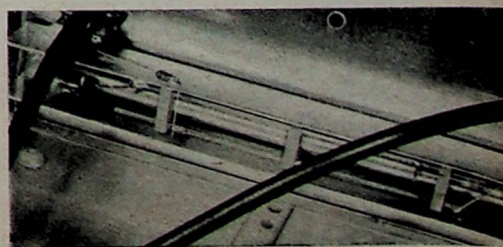


Bild 8. Die Verdrahtung des Stehwellenmessers muß stabil und kapazitätsarm ausgeführt werden



verschiedene Werte. Für eine Impedanz von 50 Ohm haben R1 und R2 einen Wert von je 150 Ohm und für eine Impedanz von 75 Ohm müssen sie je 100 Ohm groß sein. Besonders wichtig sind die Abgreifpunkte der Dioden; sie beeinflussen weitgehend den Abgleich der Brücke. Bei der Verwendung des Heath-Bausatzes entfällt der Abgleich, da die Punkte genau bezeichnet sind.

Zum Durchmessen der Antennenanlage mit dem Stehwellenmesser wird zuerst das Gerät mit Schalter S1 auf Output-Prüfung geschaltet und der Sender abgestimmt. Jetzt wird mit dem Potentiometer P1 das Instrument auf Vollausschlag gebracht. Schaltet man nun den Betriebsartenschalter um, dann geht der Zeigerausschlag zurück, und es wird die reflektierte Leistung in Prozent angezeigt. Auf einer zweiten Skala ist das ungefähre SWR-Verhältnis ablesbar.

4. Grid-Dip-Meter

Technische Daten

Frequenzbereich: 2 ... 250 MHz

(mit Zusatzspulen 350 kHz ... 250 MHz)

Spulenbereiche: 2 ... 5 MHz = L1

5 ... 14 MHz = L2

14 ... 37 MHz = L3

37 ... 100 MHz = L4

100 ... 250 MHz = L5

Das Grid-Dip-Meter von Heath hat die übliche Standard-Schaltungstechnik (Bild 10). Der Oszillator arbeitet über den großen Frequenzbereich von 2 ... 250 MHz. Als Anzeigeelement ist ein μ A-Meter im Gitterkreis der Oszillatordiode angeordnet. Es zeigt jedesmal den sogenannten „Dip“ an; wenn die Oszillatorfrequenz mit der Frequenz der zu messenden Spule in Resonanz ist, geht der Zeigerausschlag zurück.

Mit Hilfe des Schalters S1 kann das Gerät auch als Resonanz-Frequenzmesser arbeiten. In diesem Falle wirkt die Röhre als Diodengleichrichter. Bringt man das Gerät in die Nähe einer HF-Spannungsquelle, dann wird der Diodenstrom am Instrument ablesbar, und zwar nimmt in diesem Falle bei der Resonanzfrequenz der Zeigerausschlag zu.

Wie jedes Grid-Dip-Meter, so kann auch das Heath-Gerät noch als Prüfgerät eingesetzt werden.

Tab. I gibt die Daten der Spulen für die ersten vier Meßbereiche an. Sie gelten für einen Drehkondensator von 2×140 pF.

Tab. I. Spulentabelle des Grid-Dip-Meters

Spule	Draht- ϕ [mm]	μ H	Wdg.
L1	0,15	136	102
L2	0,3	14,4	26
L3	0,5	2,3	8
L4	0,8	0,4	2

Die Spulen wurden auf Zylinderkörper von 19 mm Durchmesser gewickelt. Eine Ausnahme macht die Spule L5; sie besteht aus einem Drahtbügel von 5 mm Durchmesser und hat eine Drahtlänge von 38 mm (dazu kommen noch die Sockelstifte). Der mit fünf Spulen überstrichene Frequenzbereich 2 ... 250 MHz kann durch zwei Zusatzspulen „341“ nach unten bis auf 350 kHz ausgedehnt werden.

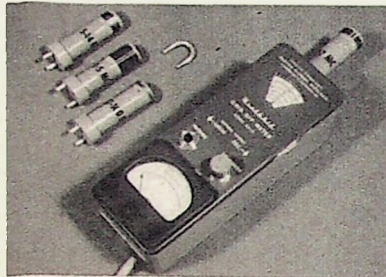


Bild 11. Außenansicht des Grid-Dip-Meters mit Spulen

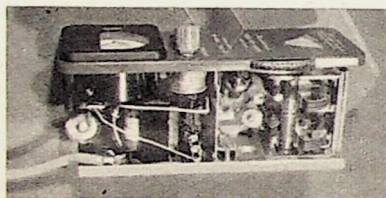


Bild 12. Aufbau und Verdrahtung des Grid-Dip-Meters

Die Außenansicht des Grid-Dip-Meters mit einigen Spulen zeigt Bild 11. Das Gerät ist handlich, gut zu bedienen, und die Skala ist übersichtlich gestaltet. Einen Blick auf den Innenaufbau zeigt Bild 12. Unterhalb des Gitterstrom-Instrumentes ist der Netzteil untergebracht. In der im Bild 12 rechten Hälfte des Gerätes liegt die gesamte HF-Verdrahtung einschließlich der Röhre und des Drehkondensators. Die Verdrahtung muß möglichst kapazitätsarm sein. Das bedeutet die Verwendung kurzer Leitungen und einen mechanisch stabilen Aufbau.

5. Antennen-Impedanzmeter

Technische Daten

Frequenzbereich: 0 ... 150 MHz

Impedanzbereich: 0 ... 600 Ohm

Der Strahlungswiderstand einer abgestimmten Antenne kann mit Hilfe einer HF-Widerstandsbrücke bestimmt werden. In der Brückenschaltung werden ohmsche Widerstände verwendet, das heißt, es lassen sich nur reine Widerstände messen. Bei der Bestimmung des Strahlungswiderstandes muß also die Meßfrequenz richtig gewählt werden, da der vorgenannte Widerstand nur im Resonanzfall ein reiner Wirkwiderstand ist.

In der Schaltung nach Bild 13 sind die Widerstände R1 und R2 gleich groß. P1 ist der geeichte abstimmbare Arm der Meßbrücke, während Rx den zu bestimmenden Widerstand darstellt. Die Brücke wird HF-speist. Dazu kann auch ein

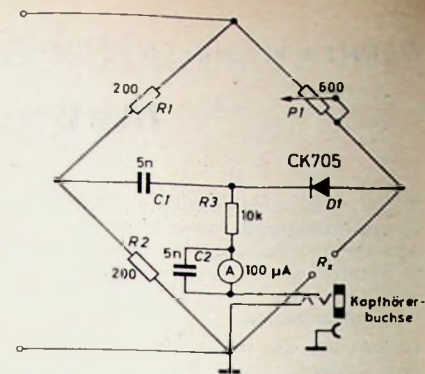


Bild 13. Schaltung des Antennen-Impedanzmeters (0 ... 600 Ohm)

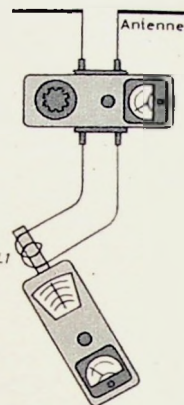


Bild 14. Als HF-Spannungsquelle verwendet man ein Grid-Dip-Meter

Grid-Dip-Meter dienen (Bild 14). Ist nun P1 gleich dem zu bestimmenden Widerstand, dann hebt der Strom durch R1 den Strom durch R2 auf. Die gleichen Vorgänge spielen sich bei den Widerständen P1 und Rx ab. Es fließt also kein Strom durch das Instrument. Gerät nun die Brücke außer Gleichgewicht, dann zeigt sich ein Stromfluß; das Instrument schlägt aus.

In seiner äußeren Form (Bild 15) gleicht das Gerät dem Grid-Dip-Meter. An seinen beiden Längsseiten sind die Buchsen für den Widerstand Rx und die Ankopplungsspule für die HF angeordnet. Die Ankopplungsspule soll etwa 2 bis 5 Windungen haben. Der innere Aufbau des Antennen-Impedanzmeters ist übersichtlich (Bild 16). Auch auf mechanische Festigkeit wird besonderer Wert gelegt. Zu beachten ist unter anderem der hohe Abschirmwinkel zwischen dem „heißen“ Teil der Brücke und dem übrigen Teil des Gerätes.



Bild 15. Frontansicht des Antennen-Impedanzmeters (Heath)

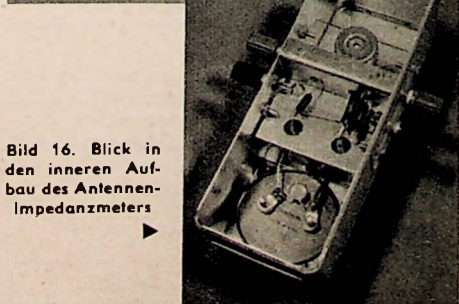


Bild 16. Blick in den inneren Aufbau des Antennen-Impedanzmeters

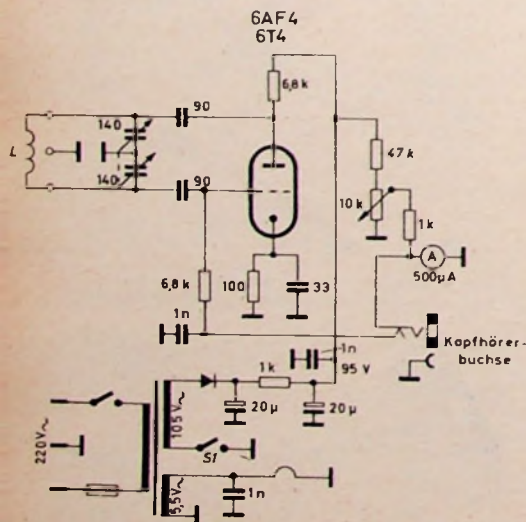
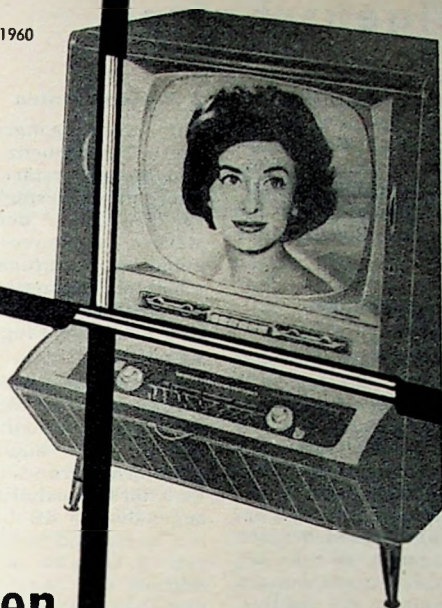


Bild 10. Schaltung des Grid-Dip-Meters

PHILIPS
Leonardo-Kombi-Truhe 1960



Firmen
von
Weltruf
verwenden

Hettich Zierleisten

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

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

Hettich Zierleisten

das »make up«
Ihrer Möbel



FRANZ HETTICH KG · ALPIRSBACH/WÜRTT.



STUDIO
MAGNETTON
GERÄT

STUDER

C 37

Das Spitzenmodell für den professionellen Einsatz in Rundfunk- und Fernsehstudios, Filmateliers und bei der Schallplatten-Industrie. Bandgeschwindigkeit 19 und 38 cm/sec. Fremdspannungsabstand größer als 65 db bei 38 cm/sec und größer als 60 db bei 19 cm/sec. Durch die Bandzug-Waage mit elektronischer Bremsung und durch sorgfältigste Fertigung mit Schweizer Präzision wurden außerordentlich günstige Gleichlauf-Eigenschaften erreicht. Die elegante Konstruktion ist beispiellos. Mit Steckverbindungen sind alle mechanischen und elektrischen Bauteile angeschlossen. Das Modell „Studer C 37“ ist in monauraler und Stereo-Ausführung lieferbar.



Weltvertrieb:

EMT WILHELM FRANZ GMBH

LANDSTRASSE 85 · WETTINGEN / SCHWEIZ

Vertrieb in Deutschland:

ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG

LAHR / SCHWARZWALD · POSTFACH 327

Stereo-Steuerverstärker mit sehr genauen Parallellauf-Eigenschaften

Die Lage der virtuellen Schallquelle zwischen den beiden Lautsprechern einer Stereo-Anlage hängt vorwiegend von den Intensitäts- und Phasenunterschieden der ihnen zugeführten Signale ab. Wenn beide Verstärker und Lautsprecher gleichen Frequenz- und Phasengang haben, ändert sich der Ort der virtuellen Schallquelle nicht, wenn das wiedergegebene Instrument über seinen gesamten Tonbereich gespielt wird. Weicht jedoch einer der Kanäle frequenz- oder phasenabhängig ab, dann „springt“ die virtuelle Schallquelle in Richtung des stärker oder mit voreilender Phase beaufschlagten Lautsprechers. Besonders bei sehr großer Basisbreite macht sich dieser Effekt, der vor allem auf nicht exakt parallellaufende Klang- und Lautstärke-Einstellglieder zurückzuführen ist, unangenehm bemerkbar.

Um diesen Effekt zu untersuchen, wurden die Bauteile für den beschriebenen Steuerverstärker mit Gleich- und Wechselstrommeßbrücken paarweise ausgesucht beziehungsweise abgeglichen. Durch ausreichende Gegenkopplungen ließen sich die Röhrentoleranzen so weit einengen, daß sie auf das Ergebnis ohne hörbaren Einfluß blieben. Mit diesen Maßnahmen konnte erreicht werden, daß die Frequenzgänge bei allen möglichen Einstellungen der Wiedergabe-Korrekturglieder um weniger als $\pm 2\%$ im gesamten Tonfrequenzbereich differieren. Derartige Abweichungen sind mit dem Gehör aber nicht mehr festzustellen. Erwartungsgemäß war dadurch auch das „Springen“ der Instrumente beseitigt, und die einzelnen Musikinstrumente konnten auch bei ausschließlicher Intensitätsstereophonie aus ihren Einschwingenspektren gut geortet werden. Um frequenzabhängige Schalldruckabweichungen der Lautsprecher in beiden Wiedergabekanälen möglichst gleichzuhalten, wurden je Kanal zwei parallelgeschaltete Lautsprecher gleichen Typs benutzt.

Für den Selbstbau lohnt es sich, die gleiche Mühe aufzuwenden, wenigstens aber engtolerante Bauteile zu wählen. Endverstärker werden im folgenden nicht beschrieben. Sie lassen sich mit den üblichen frequenzunabhängigen Gegenkopplungen auf genügend übereinstimmende Eigenschaften einstellen.

1. Tonabnehmer-Schneidkennlinien-entzerrer-Vorverstärker

Der für dynamische Stereo-Tonabnehmer bemessene Vorverstärker R0 1a, R0 1b (Bild 1, für einen Wiedergabekanal) hat bei 1000 Hz 40fache Verstärkung. Vor seinem Eingang liegt ein umschaltbares RC-Glied zur Abschwächung der tiefen Tonfrequenzen, das als einfaches, aber wirksames Rumpelfilter eingesetzt wird. Es erlaubt auch, bei Schallplattenwiedergabe überstarke Bässe zu dämpfen. Da man der ersten Stufe R0 1a Tonfrequenzspannungen von meistens weniger als 10 mV zuführt, braucht sie als Kleinsignalverstärker nicht gegengekoppelt zu werden. Ihr folgt ein einfaches RC-Netzwerk, das eine spiegelbildliche Entzerrung der Schneidkennlinie bewirkt. Die sich anschließende Stufe R0 1b mit Stromgegenkopplung ist so bemessen, daß sie die Grunddämpfung des Entzerrernetzwerkes kompensiert.

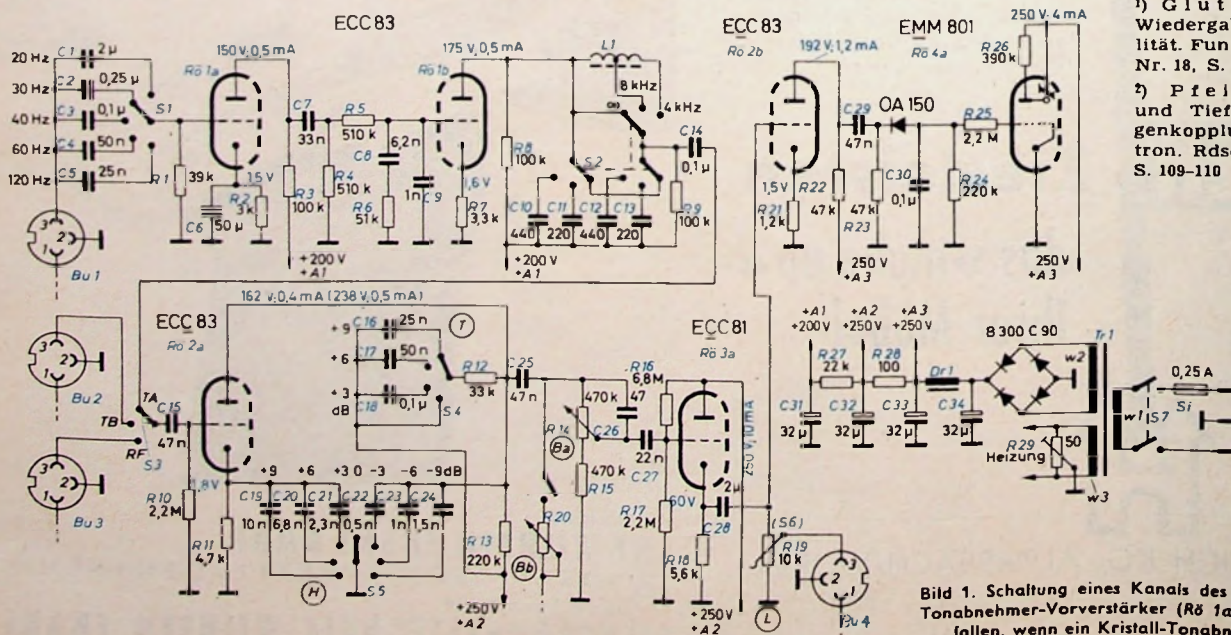
Ein eingliedriges, umschaltbares Tiefpaßfilter mit den Grenzfrequenzen 8 und 4 kHz erlaubt, alle über den Grenzfrequenzen liegenden Signale um etwa 20 dB je Oktave zu dämpfen. Das läßt eine sehr wirksame Rauschfilterung älterer Schallplatten zu. Versuche zeigten, daß auch bei so stark beschnitten wiedergegebenen Stereo-Aufnahmen keine Einbuße der Ortungsmöglichkeit wahrgenommen werden konnte. Die Grunddämpfung der Filter ist vernachlässigbar klein. Der Vorverstärker gibt bei einer Eingangsspannung von 10 mV_{eff} am Ausgang 400 mV_{eff} ab.

2. Entzerrerstufen

Mit dem Eingangsumschalter S3 können drei Tonfrequenz-Spannungsquellen an den Steuerverstärker angeschlossen werden, zum Beispiel ein Schallplattenabspielgerät über den eingebauten Vorverstärker, ein Stereo-Tonbandgerät, ein einkanaliges Rundfunkgerät über parallelgeschaltete Eingangsbuchsen oder zu gegebener Zeit auch ein Stereo-Rundfunkgerät. Die maximale Eingangsempfindlichkeit ist 400 mV_{eff}.

Um genügend übereinstimmende Verstärkereigenschaften zu erreichen, wurde darauf verzichtet, Lautstärke und Klangfarbe kontinuierlich einstellen zu können. Mit Schaltern wurde vielmehr eine Klang- und Lautstärkeumschaltung in Sprüngen von angenähert 3 dB bei den Bezugsschaltstellungen 50 Hz und 10 000 Hz angestrebt. Diese von J. Gluth angegebene Schaltung¹⁾ zeichnet sich durch besondere Einfachheit und Übersichtlichkeit aus. Es wird darauf verzichtet, die tiefen Tonfrequenzen abzusenken, weil das erfahrungsgemäß nicht notwendig ist und bei Schallplattenwiedergabe durch das Rumpelfilter erreicht werden kann. Die Wirkung der Klangbeeinflussung entspricht der des von H. Pfeifer angegebenen Fächerentzerrers²⁾ und läßt sich aus den Frequenzkurven im Bild 2 entnehmen. Die Verstärkung des zugehörigen Triodensystems ist bei linearer Frequenzgangeinstellung etwa vierfach.

Mit dem Tandempotentiometer R 14 kann die Mitteneinstellung (Balance) verändert werden. Die angegebene Bemessung läßt eine Variation von etwa ± 3 dB zu. C 26 kompensiert Höhenabfälle infolge der Verdrahtungskapazitäten und der Eingangskapazität der Anodenbasis-Ausgangsstufe R0 3a. Zwischen den beiden „heißen“ Anschlüssen des Balancepotentiometers liegt der abschaltbare Einsteller R 20, mit dem



¹⁾ Gluth, J.: Eine Stereo-Wiedergabeanlage hoher Qualität. Funk-Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 18, S. 612-614

²⁾ Pfeifer, H.: Höhen- und Tiefenentzerrer in Gegenkopplungsschaltung. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) Nr. 3, S. 109-110

Bild 1. Schaltung eines Kanals des Steuerverstärkers; der Tonabnehmer-Vorverstärker (R0 1a und R0 1b) kann entfallen, wenn ein Kristall-Tonabnehmer benutzt wird

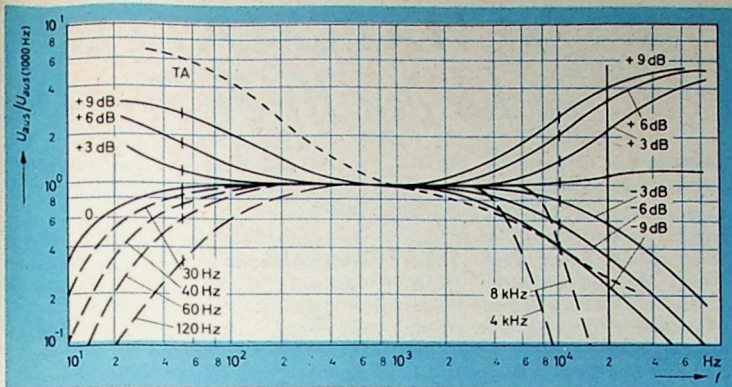


Bild 2. Frequenzkurven für sämtliche Schalterstellungen

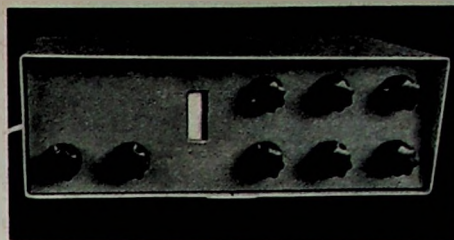


Bild 3. Ansicht des Steuerverstärkers; Bedienungsknöpfe (von links nach rechts), obere Reihe: Bässe, Höhen, Lautstärke; untere Reihe: Rumpelfilter, Rauschfilter, Eingangsumschaltung, Basisbreite, Balance

man die relative Basisbreite verringern kann. Wenn R 20 kurzgeschlossen ist, entspricht die Betriebsart der monauralen Wiedergabe.

Der Katodenverstärker R6 3a ist für maximale Ausgangsspannung ausgelegt. Von den gebräuchlichen Schaltungen abweichend, liegt der Lautstärkeschalter S 6 im Katodenausgang, um Höhenverluste infolge der unvermeidbaren Schaltkapazitäten zu vermeiden. Der Ausgangswiderstand steigt jedoch nicht über etwa 2,5 kOhm an, wenn folgende Teilerwiderstände für R 19 verwendet werden: 3 kOhm, 2,2 kOhm, 1,5 kOhm, 1 kOhm, 750 Ohm, 510 Ohm, 360 Ohm, 270 Ohm, 180 Ohm, 130 Ohm, 91 Ohm und 220 Ohm. Der Ausgang kann unbedenklich mit 1000 pF kapazitiv belastet werden. Die maximale Ausgangsspannung ist 1,55 V_{eff} bei einem Klirrfaktor von weniger als 0,6 %. Die Übersteuerungsgrenze wird bei etwa 7 V_{eff} erreicht.

3. Aussteuerungsanzeige

Zur Kontrolle der Aussteuerung des Steuerverstärkers wird die Telefunkt-Doppelanzeigeröhre EMM 801 verwendet. Eine Triodenstufe (R6 2b) verstärkt das am oberen Ende des Lautstärkeschalters S 6 abgenommene Signal so weit, daß die Leucht balken der Anzeigeröhre bei einer Spannung von 1,7 V_{eff} am Katodenausgang von R6 3a maximale Länge haben.

4. Stromversorgung

Die benötigte verhältnismäßig große Heizleistung läßt es ratsam scheinen, dem Steuerverstärker eine eigene Stromversorgung zu geben. Außerdem wird dadurch der Fremdspannungsabstand günstig beeinflusst. Die Stromversorgung ist für die Betriebsspannungen 250 V_~, 40 mA und 6,3 V_~, 2 A ausgelegt. Sorgfältige Kaskadensiebung hält den Brummanteil klein.

Tab. I. Wickeldaten

Tr 1

Kern: 52 Kernbleche M 65 × 0,5 × 0,5
DIN 41 302 Dyn.-Bl. III

w 1 (220 V_~): 1625 Wdg. 0,25 mm CuL

w 2 (260 V_~): 1920 Wdg. 0,15 mm CuL

w 3 (6,3 V_~): 53 Wdg. 0,9 mm CuL

Dr 1

Kern: 42 Kernbleche M 42 × 0,35 × 0,5
DIN 41 302 A 2

Wicklung: 5100 Wdg. 0,12 mm CuL
(R = 665 Ohm)

L 1

Kern: Siemens-Schalenkern „B 65 581 N 22“ ohne Luftspalt, 28 Ø × 23 mm

Wicklung: 1322 Wdg. 0,12 mm CuL auf 3 Kammern gleichmäßig verteilt, Abgriff bei 926 Wdg.

Wenn man die Röhrenheizung sorgfältig symmetriert, ist ein Fremdspannungsabstand von > 60 dB auch bei voller Baßanhebung zu erreichen.

5. Konstruktive Hinweise

Das wichtigste Kriterium bei stereophonischer Übertragung ist die Übersprechdämpfung. Sie hängt ausschließlich von der konstruktiven Ausführung ab. Um sie genügend groß zu halten, muß man die Anzahl der Stellen, an denen eine Verkopplung möglich ist, kleinhalten. So sollen zum Beispiel Doppelröhren möglichst nur innerhalb eines Wiedergabekanals eingesetzt werden. Die Ebenen der Stufenschalter sind gegebenenfalls durch Abschirmbleche voneinander zu trennen.

Die Schalenkerne des Rauschfilters sind weitgehend unanfällig gegenüber Brummfeldern. Trotzdem sollen sie möglichst weit vom Netztransformator entfernt montiert

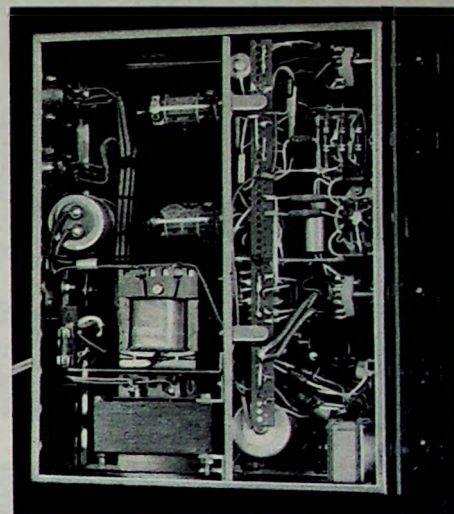
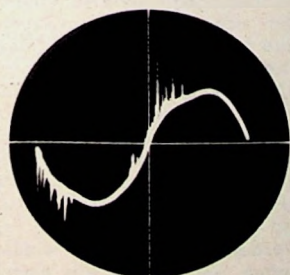


Bild 4. Blick in die Verdrahtung

sein. Netztransformator, Siebdrossel und Filterspulen werden um je 90° in der Raumebene gegeneinander versetzt angeordnet. Induktive Verkopplungen zwischen den Filterspulen sind nicht zu befürchten. Bild 3 zeigt die Ansicht des Steuerverstärkers und Bild 4 die Verdrahtung. Bei der Verdrahtung ist darauf zu achten, daß jede Stufe einen eigenen, vom Chassis isolierten Massepunkt erhält. Die Massepunkte sind sternförmig mit einem zentralen Chassispunkt zu verbinden.

Liste der Spezialteile

Netztransformator	(Schüler)
Siebdrossel	(Schüler)
Filterspulen	(Schüler)
Gleichrichter B 300 C 90	(Siemens)
Schalter „A 24“ mit 2×6 u. 2×12 Kontakten, nicht unterbrechend	(Mayr)
Buchsen nach DIN 41 524	(Preh)
Röhren ECC 81, 4 × ECC 83, EMM 801	(Telefunken)

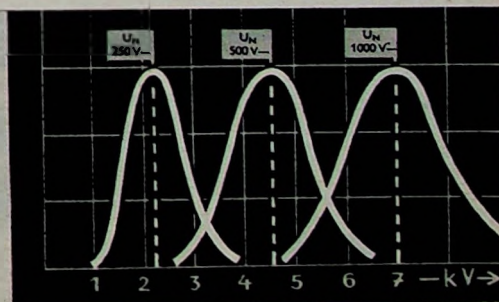


Die qualitätsmäßigen Eigenschaften von Kleinkondensatoren werden bestimmt durch Isolationswiderstand, Verlustwinkel, Feuchtigkeitssicherheit und Temperaturbereich. Für die moderne Anwendungstechnik verdienen zwei weitere Merkmale noch besondere Beachtung:

IONISATIONSGRENZE UND MITTLERE DURCHSCHLAGSSPANNUNG

Diese beiden Meßgrößen bestimmen entscheidend das Lebensdauerverhalten der Kondensatoren.

Tropydur
KONDENSATOREN



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

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN • MANNHEIM

aus
Karlsruhe:

grünes Licht
für ein zweites und
drittes Fernsehprogramm

auf welchem Frequenzband auch immer
gleichgültig, auf welchem Kanal zwischen 14-53
jetzt oder später neue Programme ausge-
strahlt werden +

für alle Bereiche und Kanäle geeignet

DFA 1 LM 25
Kanäle 14-53
DM 89,-

sind die fuba-dezi-antennen der
LM-serie + ab Lager lieferbar +

DFA 1 LM 13
Kanäle 14-53
DM 52,-

sie sind damit auf jeden Fall gerüstet

fuba

ANTENNENWERKE

HANS KOLBE & CO.

BAD SALZDETfurTH

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Mascagni, *Cavalleria Rusticana*; Leoncavallo, *Der Bajazzo*
Caterina Mancini (Sanluzza), Gianni
Paggi (Turiddu, Canio), Aurora Cal-
telani (Lucia), Aldo Protti (Alfio,
Tonio), Adriana Lazzarini (Lola),
Aureliana Beltrami (Nedda), Walter
Monachesi (Silvio), Alfredo Nobile
(Beppo); Chor und Orchester des
Teatro di San Carlo di Napoli; Diri-
gent: Ugo Rápalo.

Das Ende des 20. Jahrhunderts ist
in der Musikliteratur durch den
Übergang zum musikalischen Re-
alismus gekennzeichnet. Die Ära
der veristischen Oper beginnt mit
diesen beiden Werken und wird
unter anderem weitergeführt von
Puccini und d'Albert. Den Hand-
lungen von „Cavalleria Rustica-
na“ und „Bajazzo“ ist gemein-
sam, daß sie Stoffe aus dem Leben
der Menschen im Süden mit all
ihren Leidenschaften zum Gegen-
stand haben.

Mascagni hat die Triebhaftigkeit
des südländischen Menschen und
das kirchliche Osterfest als zwei
Pole einander gegenübergestellt.
Aus diesem Kontrast bezieht die
Musik ebenso wie die Handlung
wesentliche Momente. Er gab dem
Komponisten Gelegenheit, effek-
tvolle musikalische Wirkungen mit
eingeschalteten Chorszenen zu er-
reichen. Schon der Anfang mit
dem kurzen Vorspiel und der
Siciliana schlägt den Hörer in sei-
nen Bann. Das Orchester ist sehr
breit auseinandergezogen, läßt
aber trotzdem keine Lücken im
Klangbild auftreten. Alle musika-
lischen Details — vom satten, vol-
len Klang der Streicher und Bläser
bis zu einem wirkungsvollen Ak-
zent durch das Schlagzeug —
kommen in großartiger Deutlich-
keit, verbunden mit einem Tiefen-
eindruck, der beispielsweise im
Lied des Turiddu geradezu bei-
spielhaft zu nennen ist. Durch den
Einsatz der Stereo-Technik errei-
chen auch die lebhaft bewegten
Volksszenen ein ungeahntes Maß
an Lebendigkeit. Erwähnt sei hier
nur der Chor der Dorfbewohner
im 1. Akt, der zunächst diffus aus
dem Hintergrund der Bühne
kommt und dann Männer und
Frauen in Gruppen auf die Bühne
treten läßt. Hier ist der Ausdruck
Stereo-Oper im besten Sinne des
Wortes angebracht. Ausgezeichnet
gelungen sind auch der Auftritt
des peitscheknallenden Alfios und
das „Regina coeli laetare“ mit den
beiden Chören und der weit im
Hintergrund erklingenden Orgel.
Im Duett Turiddu—Santuzza glaubt
man, die sizilianische Leidenschaft
der Handlung im Wiedergabe-
raum zu erleben. Nach dem Inter-
mezzo — einem Ruhepunkt zwi-
schen zwei hochdramatischen
Szenen — bricht dann die ganze
südländische Leidenschaft noch
einmal hervor im Trinklied des
Turiddu, seinem Abschied von der
Mutter und dem plötzlichen Auf-

schrei der Frau aus dem Volke
beim tödlichen Ausgang des
Duells.

Die Aufnahme des „Bajazzo“ ist
dieser Aufnahme ebenbürtig. Nach
dem sehr wirkungsvollen Prolog
— vielleicht ist der Nachhall hier
ein wenig zu stark — spielt sich die
Szene mit dem Einzug der Komö-
dianten und ihrer Begrüßung
durch die Bewohner des kleinen
Dorfes mit geradezu realistischer
Deutlichkeit auf der Bühne ab. Der
Glockenchor nach Canios Ankün-
digung des Schauspiels für den
Abend ist einer der Höhepunkte
dieser Aufnahme. Hier kommen
Breite und Tiefe des Chors, gut
getrennt vom Orchester, besonders
schön zur Geltung. Die bewegte
Handlung auf der Bühne wird zum
Erlebnis im eigenen Heim. Sie läßt
beinahe zwangsweise beim Zu-
hörer die bunte Welt der auf der
Bühne agierenden Komödianten
entstehen, wenn im zweiten Akt
die Harlekinade — das Spiel im
Spiel — allmählich in die Wirklich-
keit übergeht und hochdramatisch
mit dem erschütternden „La com-
media è finita!“ des Canio endet.

Technisch ist an dieser Aufnahme
nichts auszusetzen. Die praktisch
rauschfreie Aufnahme großer Dy-
namik bringt auch die gelegentlich
auftretenden Klangmassierungen
sauber und ohne zu bumsen zur
Wiedergabe. Die Stereo-Basis ist
relativ breit, ein Vorteil für die
Wiedergabe in kleineren Räumen;
das Klanggeschehen füllt aber
stets die ganze Breite voll aus.
Beim Anhören dieser Aufnahmen
hat man ein Erlebnis großer Ein-
dringlichkeit, das die Intentionen
der Komponisten zu höchster Wir-
kung kommen läßt.

Philips 835010/12 AY (Stereo)

Opern-Ballette

Gounod, Margarethe · Verdi,
Othello · Verdi, Aida · Ponchielli,
La Gioconda · Tschaiowskij,
Eugen Onegin

Radio-Symphonie-Orchester Berlin
unter Ferenc Fricsay

Wohlausgeglichene Aufnahme, bei
der sich weiter Frequenzumfang
und große Dynamik vereinigen.
Die Stereo-Basis ist recht breit,
aber Lücken im Klangbild gibt es
nicht. Bestechend sind der ausge-
zeichnete Klang der Streicher, die
harmonisch abgestimmte Wieder-
gabe der Bläser und die in Stereo
großartig klingenden Harfen. Auch
die kleinen Feinheiten am Rande
werden ausgezeichnet wiederge-
geben, sei es nun ein einzelner
Triangelschlag oder die große
Trommel mit Becken und Triangel
oder das hin und wieder erkenn-
bar werdende Anblasgeräusch,
das dem Bläserklang oftmals erst
die letzten charakteristischen
Kennzeichen gibt.

Deutsche Grammophon
136211 SLPEM (Stereo)

Röhren-Endverstärker für Musikkwiedergabe

Die Endstufe eines Verstärkers für Musikkwiedergabe hat die Aufgabe, den (oder die) angeschlossenen Lautsprecher zu betreiben. Von ihr wird eine erhebliche Leistungsverstärkung, dagegen keine ins Gewicht fallende Spannungsverstärkung verlangt. Die vom Netzteil gelieferte Gleichstromleistung soll mit möglichst hohem Wirkungsgrad in Sprechleistung, also in Tonfrequenzleistung, umgesetzt werden. Eine weitere Forderung an die Endstufe ist die möglichst verzerrungsfreie Verarbeitung der von den NF-Vorstufen gelieferten Tonfrequenzspannung.

Eine genügend hohe Leistungsverstärkung der Endstufe kann man ohne besondere Schwierigkeiten erreichen, wenn entsprechend leistungsfähige Röhren zur Verfügung stehen. Viel schwieriger ist dagegen die Forderung nach verzerrungsfreier Wiedergabe zu erfüllen. Eine wichtige Vorbedingung hierfür ist die richtige Anpassung des Verbrauchers – in diesem Falle des Lautsprechers – an die Endstufe, das heißt, der Scheinwiderstand der Lautsprecher-Schwingspule muß (im allgemeinen bei der Bezugsfrequenz 1000 Hz) an den Ausgangswiderstand der Endstufe angepaßt sein. Bei falscher Anpassung zwischen Endstufe und Lautsprecher steigen die linearen Verzerrungen stark an.

1. Verzerrungen — ihre Ursachen und Auswirkungen

Mit Verzerrungen bezeichnet man ganz allgemein Abweichungen von einem Sollverlauf. Bei der Schallwiedergabe werden lineare und nichtlineare Verzerrungen unterschieden. Lineare Verzerrungen sind Abweichungen im Frequenzgang, zum Beispiel infolge eines unzureichend dimensionierten Ausgangsübertragers, also einer falschen Anpassung zwischen dem Ausgangswiderstand der Endstufe und dem Schwingspulenwiderstand des Lautsprechers. Sie lassen sich jedoch beispielsweise durch ein Netzwerk mit inversem Frequenzgang wieder ausgleichen. Nicht zu beseitigen (wenn sie einmal aufgetreten sind) sind dagegen nichtlineare Verzerrungen. Darunter versteht man das Auftreten von Frequenzen in der Ausgangsspannung, die am Eingang der betrachteten Schaltung (eines Verstärkers oder sonstigen Vierpols) nicht vorhanden waren.

1.1 Klirrfaktor

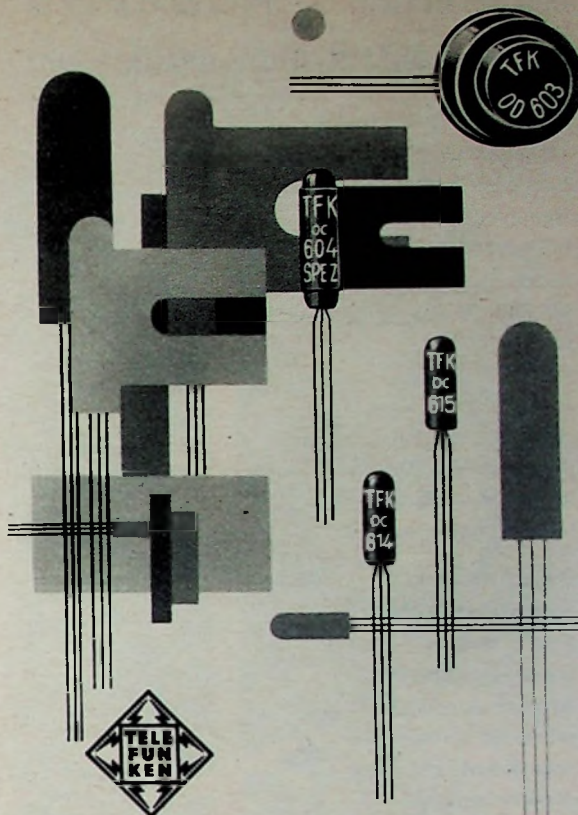
Als Maß für die nichtlinearen Verzerrungen in einem Netzwerk wurde der Klirrfaktor k eingeführt. Er gibt die infolge von Nichtlinearitäten auftretenden harmonischen Verzerrungen (1., 2., 3., ... Harmonische) an. Da der Klirrfaktor frequenzabhängig ist, genügt es nicht, ihn nur bei einer Frequenz (beispielsweise bei 1000 Hz) zu messen, sondern man muß Klirrfaktormessungen auch bei tieferen und höheren Frequenzen durchführen. Die erwähnten Nichtlinearitäten, die die nichtlinearen Verzerrungen verursachen, treten bei allen Bauelementen mit nichtlinearer Kennlinie auf, zum Beispiel im Eisen der Übertrager und in den Röhren, deren Kennlinien nur in einem bestimmten Bereich als hinreichend linear angesehen werden können.

1.2 Intermodulation

Da ein Verstärker nicht nur mit einer einzigen Frequenz, sondern mit einer Vielzahl von Frequenzen angesteuert wird, ergeben sich infolge der gegenseitigen Beeinflussung an nichtlinearen Kennlinien im Verstärkerzusatz zusätzliche Verzerrungen, die als Intermodulationsverzerrungen bezeichnet werden. Nur wenn der Verstärker in allen Stufen streng lineare Eigenschaften aufweist, treten bei der Ansteuerung mit zwei oder mehr Frequenzen im Ausgangssignal auch nur diese Frequenzen auf. Im allgemeinen hat aber jedes Netzwerk (wenn auch geringe) Nichtlinearitäten, so daß, ähnlich wie bei der Modulation eines Senders, eine Frequenz mit den anderen Frequenzen moduliert wird und Seitenbänder auftreten. Die Intermodulationsverzerrungen sind also unharmonisch und bewirken daher besonders unangenehme Verfälschungen des Originalsignals.

2. Eintakt-Endstufe

Für niedrige Leistungen, wie man sie in normalen Wohnräumen benötigt (bis etwa 3 W), läßt sich die Verstärker-Endstufe mit einer einzigen Röhre aufbauen. Für derartige A-Endstufen kann man sowohl Trioden als auch Pentoden verwenden. Wegen des niedrigen Ausgangswiderstandes der Triode (Größenordnung 1000 Ohm) ist die Anpassung an den Lautsprecherwiderstand etwas einfacher als bei Verwendung einer Pentode mit wesentlich



TELEFUNKEN

pnp-FLÄCHENTRANSISTOREN

AF 101	HF-Transistor für Vor-, Misch- und ZF-Stufen im Mittelwellen-Gebiet
AF 105	HF-Transistor für ZF-Stufen 10,7 MHz
OC 602	NF-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor
OC 602 spez.	Schalttransistor
OC 603	Rauscharmer NF-Transistor
OC 604	NF-Transistor mit großem Stromverstärkungsfaktor
OC 604 spez.	Endstufen-Transistor mittlerer Leistung
AC 105	NF-Endstufen-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
AC 106	NF-Endstufen-Transistor mit hohem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
OC 614	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im KW-Gebiet
OC 615	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im UKW-Gebiet
ASZ 30	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 30 mW
ASZ 10	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 150 mW
AUZ 11	Leistungsschalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 4 W
AFZ 10	HF-Transistor für Schwingstufen kleinerer Leistung im Kurzwellengebiet; Verlustleistung 150 mW
OD 603	Endstufen-Transistor großer Leistung (4 W)

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM-DONAU

Neu bei ELTRONIK: Koaxiale Gemeinschafts-Antennenanlagen!

Um allen Wünschen entgegenzukommen, haben wir nunmehr Gemeinschafts-Antennen mit koaxialem Kabel in unser Programm aufgenommen. Dieses neue koaxiale ELTRONIK-System wurde aus unseren seit mehr als einem Jahrzehnt erprobten symmetrischen Bauteilen weiterentwickelt.

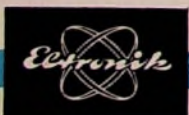
Das bewährte symmetrische ELTRONIK Gemeinschaftsantennen-Material wird in neuer, mechanisch und elektrisch verbesserter Form weitergebaut.



Beide Systeme sind zukunftssicher!

Ob koaxial oder symmetrisch — die ELTRONIK-Bauelemente beider Systeme sind für Anlagen zur direkten Übertragung der Frequenzen aller Fernsehbander geeignet, also auch der Bänder IV und V, in denen jetzt das 2. Programm und später eventuell weitere Programme einschließlich Farbfernsehen ausgestrahlt werden.

Ausführliche Unterlagen über das koaxiale ELTRONIK-Material erhalten Sie durch unsere Technischen Büros im gesamten Bundesgebiet. Auf der Deutschen Industrie-Messe in Hannover können Sie sich an unserem Stand 8 in Halle 11 über unser gesamtes Programm informieren.



**DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH
BERLIN-WILMERSDORF**

eine Tochtergesellschaft der Robert Bosch GmbH

höherem Ausgangswiderstand. Der Nachteil einer Trioden-Endstufe ist aber der geringere Wirkungsgrad, so daß heute praktisch nur noch Pentoden-Endstufen Verwendung finden.

Besonders einfach ist die Anschaltung der Eintakt-Endstufe an den Vorverstärker. Im Gegensatz zur Gegentakt-Endstufe sind keine Eingangsübertrager, Phasendreher oder ähnliche Einrichtungen erforderlich.

Der größte Vorteil der Pentode gegenüber der Triode ist der um etwa eine Größenordnung kleinere Bedarf an Gittersteuerspannung. Zum Beispiel benötigt die Triode AD 1 für 4,2 W Sprechleistung 30 V Gitterwechselspannung, während beim Pentodensystem der modernen Doppelröhre PCL 86 3,6 V Gitterwechselspannung ausreichen, um etwa die gleiche Leistung (4,1 W) zu erzeugen. Das bedeutet also, daß man durch Verwendung einer Pentode an Stelle einer Triode in einer Eintakt-Endstufe eine Vorverstärkerstufe einsparen kann.

Ein Generator gibt stets dann die maximale Leistung ab, wenn der Belastungswiderstand R_a gleich dem Generatorinnenwiderstand R_i ist. Bei Trioden wendet man zweckmäßigerweise Überanpassung an, das heißt, man macht $R_a > R_i$. Bei Pentoden ist dagegen die sogenannte Stromanpassung günstiger, die dann vorliegt, wenn $R_a < R_i$ gewählt wird. Diese Unteranpassung bei Pentoden hat den Vorteil, daß die nichtlinearen Verzerrungen (also der Klirrfaktor) klein werden. Messungen haben ergeben, daß sich bei einem Verhältnis von $R_a/R_i \approx 0,15$ für den Klirrfaktor ein Minimalwert ergibt.

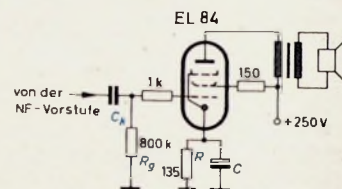


Bild 1. Prinzipschaltung einer Eintakt-Endstufe

Das Prinzip einer Eintakt-Endstufe mit der EL 84 zeigt Bild 1. Typisch für alle Endstufenschaltungen ist der Schutzwiderstand (etwa 1 kΩ) am Steuergitter der Röhre, der das Auftreten von Störschwingungen verhindern soll. Den Frequenzgang der Endstufe bestimmen die RC-Glieder am Steuergitter und im Katodenkreis. Während der Maximalwert des Gitterableitwiderstandes R_g vom Röhrenhersteller vorgeschrieben ist und der Katodenwiderstand R entsprechend dem gewünschten Arbeitspunkt gewählt werden muß, sind sowohl C_k als auch C so zu dimensionieren, daß der geforderte Frequenzbereich übertragen wird (die Berechnung dieser Kondensatoren folgt in einem späteren Abschnitt). Auch bei der Wahl des Außenwiderstandes hält man sich zweckmäßigerweise an den in den Röhrendaten vorgeschlagenen Wert. Für die EL 84 werden dafür Widerstände zwischen 4,5 und 7 kΩ ($R_a/R_i = 0,113 \dots 0,175$) angegeben.

Eine moderne Eintakt-Endstufe ist im Bild 2 dargestellt. Bei dieser von Mullard entwickelten Schaltung besteht zwischen der Vorröhre EF 86 und der Endröhre direkte Kopplung. Hierbei wird die Vorröhre als sogenannte „stromarme“ Pentode be-

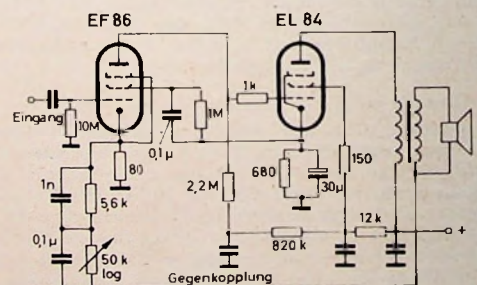


Bild 2. Eintakt-Endstufe mit stromarmer Pentode als Vorröhre

trieben. Ihr Anodenwiderstand hat den beachtlichen Wert von 2,2 MΩ. Die Vorröhre arbeitet also mit sehr niedrigen Betriebsspannungen und -strömen; ihre Verstärkung ist bei dieser Einstellung aber doppelt so hoch wie unter normalen Betriebsbedingungen. Interessant ist auch die Art der Schirmgitterspeisung der Vorröhre von der Katode der Endröhre her. Durch diese Schaltungsart ergibt sich eine Gegenkopplung, die stabilisierend wirkt. Wegen der direkten Kopplung zwischen Vor- und Endröhre muß die Katode der EL 84 spannungsmäßig „hochgelegt“ werden, so daß die Differenz zwischen der Anodenspannung der Vorröhre und der Katodenspannung der Endröhre der vorgeschriebenen Gittervorspannung der Endröhre entspricht. Es ist also in diesem Fall ein größerer Katodenwiderstand (hier 680 Ω) erforderlich.

Man hat hier die direkte Kopplung zwischen den beiden Stufen angewendet, damit bei den tiefen Tonfrequenzen keine Phasendrehungen auftreten können. Diese Maßnahme trägt auch zum betriebssicheren Arbeiten der Gegenkopplung zwischen Ausgangsübertrager und Katode der Vorröhre bei.

Wie bei allen Endstufen, kommt der Güte des Ausgangsübertragers große Bedeutung zu. Hier sollte man auf keinen Fall sparen. Meistens ist der zum Lautsprecher gelieferte Ausgangsübertrager am zuverlässigsten. Heute werden zu Qualitätslautsprechern auch entsprechend hochwertige Anpassungsübertrager geliefert, denn der Lautsprecherfabrikant ist natürlich daran interessiert, daß die guten Eigenschaften seiner Lautsprecher nicht durch minderwertige Übertrager verschlechtert werden.

(Wird fortgesetzt)

Aus unserem technischen Skizzenbuch

Taschen-Transistorsuper „Solo-Boy“

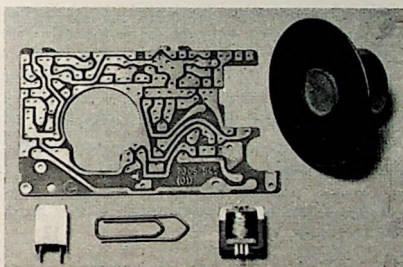
In bewährter Schaltungstechnik stellte Grundig den 5-Kreis-Mittelwellensuper „Solo-Boy“ vor. Mit den Abmessungen 78x54x25 mm ist er der gegenwärtig kleinste Taschensuper des deutschen Marktes. Sein Format erinnert an das Volumen der meistgebräuchlichen Zigarettenpackungen. Da auch das Gewicht sehr gering ist (145 g), handelt es sich um ein Taschengerät im wahren Sinne des Wortes.

Wie die konstruktiven Einzelheiten zeigen, wurde in der Miniaturisierung erhebliche Entwicklungsarbeit geleistet. Typisch sind die weitere Verkleinerung wichtiger Bauelemente und die stark verringerten Leiterbreiten und -abstände auf der Druckschaltungsplatte. Eine hochempfindliche Ferritstabantenne nutzt die gesamte Gehäuselänge aus. Die Mischstufe und beide ZF-Stufen sind mit Drift-Transistoren 2SA175 in Miniaturtechnik ausgestattet, deren technische Daten Tab. I zeigt. Diese Transistoren haben gegenüber den Legierungstransistoren kleinere Eingangs- und Ausgangsleitwerte und höhere Verstärkungsziffern. So erreicht der „Solo-Boy“ die Eingangsempfindlichkeit der größeren Grundig-Geräte „Mini-Boy“ und



Unbestückte Druckschaltungsplatte, Miniatur-Lautsprecher, NF-Treibertransformator und einkreisiges ZF-Filter; als Größenvergleich Büroklammer ►

Der „Solo-Boy“ paßt bequem in die Fläche einer Hand



„Micro-Boy“, obwohl infolge der stark verkleinerten ZF-Kreise und NF-Transformatoren ungünstigere elektrische Verhältnisse gegeben sind.

Tab. I. Diffusionslegierter HF-Transistor 2SA175

(Meßwerte bei $-U_{CE} = 3 \text{ V}$, $I_C = 0,5 \text{ mA}$)

	minimal	maximal	Mittelwert
Eingangswiderstand	1,4 kOhm	15 kOhm	5,5 kOhm
Eingangskapazität	40 pF	111 pF	64 pF
Ausgangswiderstand	112 kOhm	1 MOhm	600 kOhm
Ausgangskapazität	4 pF	6 pF	5 pF

Die einkreisigen ZF-Filter sind in 8,5x12x6 mm großen Bechern untergebracht. Sie bestehen aus einem zylindrischen Spulenkörper mit Kammerwicklung für Kreis- und Ankopplungsspule, einem U-förmigen Ferritkern, einem Styroflex-Kondensator als Parallelkapazität und einer Hartpapiergrundplatte mit eingeleiteten Kontaktstiften.

Im NF-Teil wird eine temperaturkompensierte Gegentakt-Endstufe mit den Transistoren $2 \times 2SB56$ verwendet. Bei einer Betriebsspannung von 3 V gibt sie eine Leistung von etwa 50 mW an den Miniaturlautsprecher von 41 mm Durchmesser ab. Das Gehäuse bietet noch Platz für eine Schaltbuchse zum Anschluß eines zusätzlichen Kleinhörers oder Heimlautsprechers, die gleichzeitig den eingebauten Lautsprecher abtrennt. Die Membrane dieses kleinsten Grundig-Lautsprechers besteht aus einem Spezialstoff. Er gewährleistet eine günstigere Schallabstrahlung als übliche Papiersorten.

Der „Solo-Boy“ arbeitet mit zwei winzigen Stabzellen von je 5 g Gewicht (Abmessungen 12x27 mm, Pertrix-„Lady“-Zelle Nr. 245), deren Betriebsdauer etwa 25 Stunden ist (Stromaufnahme bei Zimmerlautstärke etwa 15 mA). Die Betriebskosten liegen für einen Batteriepreis von 0,50 DM bei etwa 4 Pfennig je Stunde. Bei Empfangstests fiel die hohe Empfangsleistung des „Solo-Boy“ besonders auf.



B 84

Siemens-MKL*-Kondensatoren

* Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren Typ L

haben nur $\frac{1}{10}$ des Volumens vergleichbarer Papierkondensatoren. Daher sind sie für Geräte der Kleinbautechnik besonders geeignet. Siemens-MKL-Kondensatoren sind außerdem selbstheilend und kontaktsicher. Für erhöhte Anforderungen fertigen wir dichtverlötete MKL-Kondensatoren.

Lieferbare Kapazitätswerte für 60 V—Nennspannung:

0,1	0,25	0,5	1	2	μF
5øx18,5	7øx18,5	7øx21	9øx21	10,5øx25	mm x mm

Kondensatoren für 120 V— sowie bis 10 μF in Vorbereitung.

Verlangen Sie bitte unsere ausführlichen Druckschriften!

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Fachliteratur von hoher Qualität



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

- I. Band: 728 Seiten · 646 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
V. Band: **Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen**
810 Seiten · 514 Bilder Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder Ganzleinen 19,50 DM

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
Über 400 Seiten · Über 340 Bilder · 13 Tab. · Ganzleinen 36,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
336 Seiten · 322 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
224 Seiten · 206 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Elektrische Antriebe elektronisch gesteuert und geregelt

von Ing. GERHARD WEITNER
ca. 190 Seiten · 236 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Spezialröhren

Eigenschaften und Anwendungen
von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH
439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung von Czech:
DER ELEKTRONENSTRAHL-OSZILLOGRAF
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · 536 Formeln · 48 Rechenbeispiele · 97 durchgerechnete Aufgaben · Ganzleinen 36,— DM

Fernsehempfänger

Arbeitsweise · Schaltungen · Antennen · Instandsetzung
von HERBERT LENNARTZ
248 Seiten · 228 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen

Moderne AM-FM-Reparaturpraxis
von WINFRIED KNOBLOCH
67 Seiten · 50 Bilder · 4,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung
Herausgegeben im Auftrage des Außeninstituts
der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg
224 Seiten · 140 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

Kompodium der Photographie

I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte u. erweiterte Auflage von Dr. EDWIN MUTTER
358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
In Vorbereitung

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

I. Band: Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
664 Seiten · Ganzleinen 39,50 DM

Leuchtröhrenanlagen für Lichtreklame und moderne Beleuchtung

Vierte, wesentlich erweiterte und verbesserte Auflage
von HERMANN SPANGENBERG
77 Seiten · 46 Bilder · 7 Tabellen · 4,80 DM

IN VORBEREITUNG

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang
von Dr.-Ing. AUGUST FIEBRANZ

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH
Berlin-Borsigwalde

Noch lieferbar!

UHF-Nachrüstsätze und VHF-Umbausätze

Diese tabellenartige Broschüre enthält nach dem Stand von Mitte Dezember 1960 in übersichtlicher Zusammenstellung die für die einzelnen Gerätetypen bestimmten UHF-Nachrüstsätze und VHF-Umbausätze mit Typenbezeichnung od. Bestellnummer, FTZ-Prüfnummer und Preis. Außerdem sind in der Broschüre die zur Erweiterung älterer Fernseh-Empfänger auf UHF-Empfang bestimmten Konverteraufgeführt.

Umfang 32 Seiten · Format DIN A 5

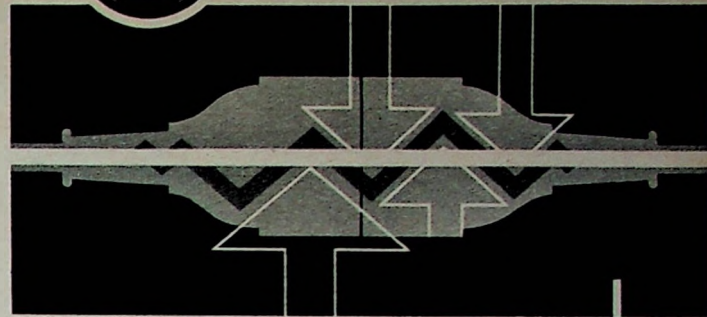
Preis 1,30 DM einschließlich Versandspesen.

Bei Abnahme größerer Mengen Sonderpreis.

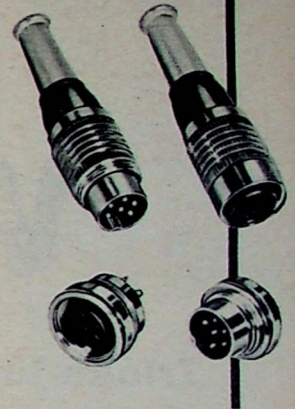
FUNK-TECHNIK · Berlin-Borsigwalde
Katalog-Abteilung



...RÜTTELSICHER



... gegen mechanische Impulse jeglicher Frequenz soll eine elektrische Kontakteinrichtung ruhesten Betriebsbeanspruchungen auf lange Lebensdauer zuverlässig gewachsen sein. Nicht Schönheitsfehler - vielmehr ernste Folgen können den Wert einer ganzen kostspieligen elektronischen Anlage in Frage stellen.



TUCHEL-KONTAKT GMBH
Heilbronn/Neckar · Postfach 920 · Tel. * 6001

Kaufgesuche

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

Verkäufe

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

Sofort lieferbar! Texas-Quarzkristalle



Für Industriebedarf und andere kommerzielle Zwecke. Für alle Frequenzbereiche. Luftdicht gekapselte Ausführungen und alle anderen gängigen Typen. Engste Toleranzen. Nach MIL-Vorschriften. Niedrige Preise.

TEXAS CRYSTALS Auslandsalleinvertretung:
E. D. MAGNUS & ASSOCIATES, INC., 188 W. Randolph Street
Chicago 1, Illinois, U.S.A. Kabeladresse: ULLMAG

Unterricht



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

Mehr als ein Hobby!

Radio-Elektro-
Elektronik-basteln

Leicht gemacht mit

RIM-
BASTELBUCH 1961
über 60 Selbstbauvorschläge

240 Seiten, Bei Vorkasse (Postsch. Kto. Mchn. 13753)
im Inland DM 3.— im Ausland DM 3.40

RADIO-RIM

München 15 · Bayerstr. 25

Sehr gut eingeführte Westberliner

mit eigenem Wagenpark,
großem Lager und Ausstellungs-
räumen im eigenen Haus

zwecks Erweiterung
des Betriebes leistungsfähige

von Rundfunk- und Fernsehgeräten
sowie Zubehör und sonstigen
elektrotechnischen Neuheiten.
Eventuell könnte auch eine Vertretung
übernommen werden.

Elektrogroßhandlung

sucht
Herstellerfirmen

Zuschriften erbeten unter F. R. 8359



AB 199 MOGLER KASSENFABRIK HEILBRONN

QUARZE

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

Quarze vom Fachmann —
Garantie für jedes Stück!

WUTTKE-QUARZE
Frankfurt/Main 10, Hainerweg 271 d
Telefon 622 68

BBC — Senderöhren in aller Welt

Unsere bekannte und bewährte Serie der strahlungsgekühlten Sendetrioden wurde erweitert durch den Typ

T 1000-1

Anodenverlustleistung 1000 Watt
Ausgangsleistung Osz. C 3 kW
Kathode: Wolfram thoriiert, direkt geheizt

BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM

**BROWN
BOVERI**

BBC

VALVO PC 88

Triode für Gitterbasisstufen im UHF-Bereich



Die neue UHF-Triode VALVO PC 88 ist eine Weiterentwicklung der Spanngittertriode PC 86. Sie erfüllt mit Ihren Eigenschaften

große Leistungsverstärkung — große Stabilität — große Rückdämpfung — besonders die speziellen Forderungen einer Gitterbasisstufe im UHF-Bereich. Diese Eigenschaften werden erreicht durch die neuartige Konstruktion der VALVO PC 88, bei der die maßgebenden Kapazitäten und Zuleitungsinduktivitäten trotz hoher Steilheit ganz besonders klein gehalten werden konnten. Die geringe Gitterzuleitungsinduktivität wird durch fünffache Herausführung des Gitters erreicht, wobei die Kontakianordnung der Gitteranschlüsse so gewählt wurde, daß diese gleichzeitig eine Abschirmung zwischen Eingang und Ausgang darstellen. Das Schnittbild zeigt die einseitig angeordnete Anode und den durch unsymmetrischen Aufbau und Spanngittertechnik möglich gewordenen geringen Gitter-Katodenabstand (35 μm).

Bei einem mit der neuen Röhre PC 88 in der Gitterbasis-Vorstufe bestückten UHF-Kanalwähler erhält man gegenüber einer Ausführung mit der Röhre PC 86 die doppelte Leistungsverstärkung und eine um 30 % bessere Rauschzahl. Ganz besonders deutlich wird die Verbesserung in der Störstrahlungssicherheit, denn die Oszillatorstörspannung an den Antennenklemmen beträgt nur noch 30 bis 50 % des bisherigen Wertes, wobei die Neutralisation entfallen kann.

VALVO GMBH HAMBURG 1



Technische Daten

Heizung:
indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom
Serienspeisung

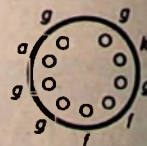
$I_f = 300 \text{ mA}$ $U_f = 4 \text{ V}$

Kenndaten:

$U_a = 160 \text{ V}$ $S = 13,5 \text{ mA/V}$

$R_k = 100 \Omega$ $\mu = 65$

$I_a = 12,5 \text{ mA}$



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