

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

19

1957

1. OKTOBERHEFT

Funktions-Grenzwerte

Im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen Nr. 87 vom 16. 8. 1957 werden die Grenzwerte für die Storfeldstärke und für die Funkstörspannung von UKW-Ton-Rundfunkempfängern und Fernseh-Rundfunkempfängern nach dem Stand vom 1. 10. 1957 genannt, die zur Vermeidung einer gegenseitigen Empfangsbeeinträchtigung von Ton- und Fernseh-Rundfunkempfängern nicht überschritten werden sollen.

Instrumentenkurse auf der INTERKAMA

Im Rahmen der INTERKAMA Internationaler Kongress mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik (2.—10. 11. 1957 in Düsseldorf), werden auch von 26 Herstellerfirmen in 84 Einzelkursen 47 verschiedene Themen über Meßgeräte aus folgenden Gebieten behandelt: Meßwertwandler für physikalische Größen aller Art auf elektrischer und pneumatischer Grundlage; elektrische und pneumatische Regler der verschiedensten Systeme; Analysengeräte für die Zusammensetzung von Medien und deren Stoffkonstanten; mechanische elektrische und fotografische Registrierung sowie Meßwertspeicher und elektronische Rechengenäte; Einzelteile der Meßtechnik und der Meßgeräte.

INTERBAU

Industrieausstellung Berlin

Die Berliner Industrieausstellung (14.—28. 9. 1957) stand diesmal im Zeichen der INTERBAU-Ausstellung. Rundfunk- und Fernsehempfänger wurden nicht gezeigt. Regelleistungen sah man bei Heizungsanlagen und Arbeitsmaschinen verschiedener Firmen.

Philips-Pavillon am

Berliner Funkturm eröffnet

Anlaßlich der Eröffnung des Philips-Pavillons auf dem Berliner Ausstellungsgelände am 12. 9. 1957 brachte der Geschäftsführer der Deutschen Philips GmbH, Direktor Dipl.-Ing. K. Hertzenstein sein Vertrauen zu der wirtschaftlichen Entwicklung Berlins zum Ausdruck. Der firmeneigene Pavillon enthält unter anderem einen Vortrags- und Kinoraum, der mit modernsten kinotechnischen und elektroakustischen Einrichtungen versehen ist; dieser Raum eignet sich dadurch ausgezeichnet für elektroakustische Demonstrationen. Wirtschaftssenator Dr. P. Hertz sprach bei der Eröffnung im Namen der Stadt Berlin und richtete zum Abschluß seiner Ausführungen die Bitte an Direktor Hertzenstein, Berlin bei dem Wunsch auf Rückführung der Rundfunkausstellung nach Berlin tatkräftig zu unterstützen.

Elektronik auf der

5. Europäischen Werkzeugmaschinen-Ausstellung

Die angewandte Elektronik hat sich bei modernen Werkzeugmaschinen vielfach schon so eingeführt, daß sie äußerlich oft

kaum noch erkennbar ist. Auf der 5. Europäischen Werkzeugmaschinen-Ausstellung in Hannover (15.—24. 9. 1957) sah man zahlreiche Beispiele elektronischer Steuerungs- und Regelanlagen sowie elektronischer Einrichtungen zur Beurteilung der Bearbeitungsqualität und zur Sicherheit der Bedienenden. Industrielle Fernsehanlagen wurden ebenfalls zur Überwachung der Fertigungsvorgänge eingesetzt.

VDI-Tagung Feinwerktechnik

Die VDI-Fachgruppe Feinwerktechnik, Düsseldorf, veranstaltet gemeinsam mit dem Institut für Feinwerktechnik und Regelungstechnik der Technischen Hochschule Braunschweig am 7. und 8. 11. 1957 in Köln (Rhein-Saal der Messe) eine Tagung Feinwerktechnik. Aus der großen Anzahl der Einzelthemen seien auszugswise genannt: Wechselbeziehungen zwischen Feinwerktechnik und Hochvakuumtechnik; neuere Entwicklungen auf dem Gebiete der Kontaktwerkstoffe; Transistoren, deren Aufbau, Fertigung und Anwendung; Plattenwechsler als getriebetechnische und fertigungstechnische Aufgabe; gedruckte Schaltungen und Tauchlöten im Rundfunkgerätebau.

Philips Wellenmesser jetzt auch mit Fernseh-ZF-Bereich

Der Wellenmesser „GM 3121“ wird als Markengerät für den Philips Service-Wobbler jetzt auch in einer Sonderausführung mit einem achten Bereich (Fernseh-ZF-Bereich 28,5—41,5 MHz, Frequenzgenauigkeit 1%) geliefert. Die Frequenzmarkierung erfolgt durch induktive Einkopplung in den ZF-Tell des zu untersuchenden Empfängers. Bisher gelieferte Wellenmesser lassen sich durch die Zusatzhebel „PP 1104“ in einer Philips Service-Werkstatt in die Sonderausführung umwandeln.

160 holländische Radiohändler bei Graetz zu Besuch

Das Werk I der Graetz KG in Aliona erhielt am 4. 9. 1957 den Besuch von 160 Radiohändlern der „Nederlandsche Vereniging van Radio-Deelhandelaren“ aus Steewijk in Holland.

Bühnenlichtsteuerung

Das Tschechische Nationaltheater Prag wird eine von den Siemens-Schuckertwerken entwickelte Bühnenlichtsteuerung mit Magnetverstärkern erhalten. Bei dieser Anlage ermöglicht u. a. ein Spielwerk die Voreinstellung von beliebigen Beleuchtungsstimmungen.

Druckschriften

Saba

„Telarama“-Fernseh-Projektor

Eine neue 28seitige Druckschrift (DIN A 4) macht mit den bei der Fernsehprojektion auftretenden Problemen bekannt und beschreibt die Eigenschaften hierfür besonders konstruierter Empfänger. Ausführliche Anweisungen für die Service-Einstellungen des „Telarama“-Projektors, technische Daten, Geräte- und Funktionsbeschreibung, Abgleichanleitung.

Ersatzteilliste und Übersichts- und Schaltpläne geben dem Werkstattmann wertvolle Hilfen.

Ausland

RCA Victor bereitet Tonbandkassette vor

Wie verlautet, bereitet RCA Victor die Einführung eines neuartigen Magnetongerätes vor, bei dem das Magnetband nicht wie bisher auf einer offenen Spule aufgewickelt wird, sondern in einer Kassette untergebracht ist, um die Bedienung auch für den Laien möglichst zu vereinfachen. Zur Auswahl einzelner Musikstücke aus dem Magnetband einer Kassette ist eine neue Methode zur Kennzeichnung entwickelt worden, über die Einzelheiten jedoch noch nicht vorliegen.

Bespielte Magnettonbänder

Fast alle großen amerikanischen Schallplattenfirmen bringen zum Beginn der neuen Saison bespielte Magnettonbänder heraus. Daneben arbeiten bereits seit einiger Zeit etwa 70 kleine Firmen auf diesem Gebiet, die jedoch bisher keinen entscheidenden Einfluß im Phonogeschäft erlangen konnten. Weiterhin werden in wachsendem Umfang jetzt auch bespielte Magnettonbänder für stereofonische Wiedergebe angeboten. Die Preise der Stereo-Magnettonbänder liegen für Sinfonien zwischen 10 und 17 Dollar; ungekürzte Opern kosten über 20 Dollar.

Westinghouse mit neuen Radiogeräten

Die amerikanische Firma Westinghouse hat für die neue Saison insgesamt 10 neue Radiogeräte herausgebracht, die im Preis außerordentlich günstig liegen. Das billigste Gerät dieser Serie kostet im Einzelhandel 17,95 Dollar, das teuerste 59,90 Dollar.

2-Transistoren-Taschenempfänger

Nur zwei Transistoren und gedruckte Schaltung sind das Kennzeichen eines neuen Taschenempfängers der Firma Knight Electronics Corporation. Das in Reflex-Schaltung arbeitende kleine Gerät (10 x 9,5 x 4,5 cm, Gewicht etwa 300 g) gibt mit der eingebauten Antenne ausgezeichneten Empfang der örtlichen Rundfunksender. Es hat keinen eingebauten Lautsprecher, sondern verwendet einen dynamischen Miniaturhörer.

Offizielle amerikanische Zahlen

Nach den neuesten amerikanischen Ermittlungen sind gegenwärtig in den USA 37 Mill. Autoradios in Betrieb. Der Anteil der Kofferradios wird mit 20 Mill. geschätzt. Rundfunkgeräte (alle Arten eingerechnet) sind zur Zeit rund 142 Mill. in Betrieb.

EIA (früher RETMA) gab über die amerikanische Radiogeräte-Produktion bekannt:

7 799 882 Radiogeräte wurden in den ersten 7 Monaten 1957 produziert; in dieser Zahl sind 3 090 955 Autoradios enthalten. In der ersten Hälfte 1957 wurden 2 503 966 Fernsehgeräte von den Fabriken ausgeliefert.

Amateur-Diplome 654

Die PCC 88 als Eingangsstufe im Fernseh-Kanalschalter 656

Erste kommerzielle Scattering-Verbindung 657

Prinzip und Ausführung von Sendempfangsweichen für Radargeräte 658

Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen • Technische Grundlagen 660

Elektrische Messung nichtelektrischer Größen Wegmessungen 663

Persönliches 664

Schweißzeitbegrenzer mit elektronischer Schweißstromkontrolle 665

Antennenrelais für 2-m-Band-Super 665

Steuersender für höchste Frequenzkonstanz 666

Rundfunk, Fernsehen und Phono auf der Leipziger Herbstmesse 671

Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (15) 678

FT-Zeitschriftendienst

Zellenableschaltung mit geringer Leistungsaufnahme 680

Die Stromverstärkung des Transistors 682

Unser Titelbild: Antennenreflektor der Station Minorca, der ersten kommerziellen Scattering-Verbindung (siehe Seite 657). Werkaufnahme

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Kortus, Rahberg, Schmidtke, Schmal) nach Angaben der Verfasser. Seiten 668, 669, 673, 675, 677, 683 und 684 ohne redaktionellen Teil.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredaktion: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänick, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kampfen/Altbau, Postfach 229, Telefon: 64 02. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postscheckamt Berlin West Nr. 24 93. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Amateur-Diplome

Wer als Funkamateurland in vielen Ländern und allen Kontinenten der Welt zu Hause ist, findet am DX-Sport, also dem Funkverkehr auf große Entfernungen, am meisten Vergnügen. Im Laufe der Jahre kommen als Siegestrophäen zahlreiche QSL-Karten zusammen, die die Verbindungen bestätigen und oft wertvolle technische Angaben enthalten. Sind darüber hinaus die Möglichkeiten auf funksportlichem Gebiet erschöpft? Gewiß nicht, denn jetzt laßt das Amateurdiplom. Es ist in gewissem Sinne die äußere Anerkennung für eifrige Sendetätigkeit, vollendete Betriebstechnik und das Glück des Funkamateurs. Diese Voraussetzungen müssen gegeben sein, wenn es gelingen soll, die oft nicht einfachen Bedingungen zu erfüllen.

In der Vorkriegszeit war es nicht so einfach, Diplome zu erhalten, denn nur wenige Amateurorganisationen hatten Diplome ausgeschrieben, die man durch Funkverbindungen von verschiedenen Kontinenten aus erwerben konnte. Der außergewöhnliche Aufschwung des Amateurfunks im letzten Jahrzehnt veranlaßte viele der IARU angeschlossene Verbände, neue Diplome zu stiften. So gibt es heute rund 50 Diplome von internationaler Bedeutung. Die Gesamtzahl aller Amateurdiplome darf man etwa auf das Doppelte schätzen.

So vielseitig die Betätigung auf dem Gebiet des Amateurfunks sein mag, so unterschiedlich sind auch die Meinungen über den Wert der Diplome. Es mag Fälle geben, in denen die Funkverbindung auf dem üblichen Weg des Sich-Findens im Äther nicht zustande kommen kann. Schuld daran mögen besonders ungünstige Ausbreitungsbedingungen sein oder die banale Tatsache, daß gerade in dem Bezirk eines Landes, mit dem man noch keine Verbindungen hatte, Funkstationen nur selten arbeiten. Wenn in diesen Ausnahmefällen vor dem Funkverkehr eine schriftliche Vereinbarung zustande kommt, wäre es verkehrt, den großen Wert des Amateurdiploms anzuzweifeln.

Die meisten Funkverbindungen sind im Rahmen des Amateurfunks Ergebnisse der jeweiligen Ausbreitungsbedingungen und der Belegung der einzelnen Bänder. Man ruft eine gut hörbare Station an und freut sich über eine erstklassige Verbindung. Der sportliche Reiz setzt aber vielfach erst dann ein, wenn z. B. mit 40 europäischen Ländern Verbindungen nachzuweisen sind und es nun darauf ankommt, mit den beiden letzten noch fehlenden Ländern zu arbeiten. Eine große Hilfe sind dabei die internationalen Wettbewerbe, die von zahlreichen Amateurorganisationen alljährlich veranstaltet werden und zu den Höhepunkten des Jahres gehören. Dabei tauscht man Kontrollziffern aus, die die Grundlage für die Wertung des jeweiligen Funkverkehrs im Rahmen des Wettbewerbs bilden.

In der Bundesrepublik gibt es gegenwärtig vier verschiedene Diplome. Sehr geschätzt ist in vielen Ländern zum Beispiel das deutsche Diplom „WAE“ (Worked All Europe). Es kann in zwei Gruppen für Telegrafie und Telefonie jeweils in drei Klassen verliehen werden, wenn mit 40 Ländern (100 Punkte), 50 Ländern (150 Punkte) oder 55 Ländern (175 Punkte) gearbeitet wurde. Ferner können alle Antragsteller als Anerkennung für die „WAE“-Höchstleistung bei Vorlage von 55 bestätigten Europaländern und 175 Punkten vom DARC die „WAE“-Ehrendnadel mit eingraviertem Rufzeichen erhalten. Wer so ausgezeichnet wird, erwirbt damit die DARC-Ehrenmitgliedschaft. Ein anderes, sehr interessantes Diplom ist das erst vor kurzem gestiftete „Deutschlanddiplom“ („DLD“). Es wurde im Jahre 1956 vom DARC zur Förderung der Amateurfunkverbindungen mit deutschen Stationen und für eine Belegung des innerdeutschen Amateurfunkverkehrs auf dem 80-m-Band geschaffen und kann von deutschen und ausländischen Funkamateuren beantragt werden, sofern der Antragsteller eine offizielle Sendelizenz hat. Hier kommt es darauf an, mit vielen Ortsverbänden des DARC in der Bundesrepublik und Westberlin sowie mit zahlreichen DM-Distrikten in der DDR Funkverbindungen in Telegrafie oder Telefonie herzustellen. Von den drei Klassen „DLD 100“, „DLD 150“ und „DLD 200“ ist das „DLD 100“ am

beliebtesten. Es wird erteilt, wenn der Antragsteller durch QSL-Karten nachweisen kann, daß Verbindungen mit allen 15 Distrikten des DARC sowie mit 10 der 15 Bezirke in der Deutschen Demokratischen Republik abgewickelt wurden. Außerdem müssen dabei Verbindungen mit mindestens 100 der gegenwärtig über 200 Ortsverbänden des DARC getätigt werden. Um den Funkbetrieb und den Nachweis der einzelnen Funkverkehre zu erleichtern, sind die Distrikte und Ortsverbände des DARC durch den sogenannten „DOK“ (Distrikts- und Ortsverbandskennung) gekennzeichnet, der aus einem Buchstaben für den Distrikt (A bis P) und einer anschließenden zweistelligen Ziffer (Nummer des Ortsverbandes) besteht, z. B. D 03 = Berlin-Neukölln. Für das „DLD“ können alle Verbindungen seit dem 1. 1. 1956 gezählt werden. Ferner werden auch Funkverkehre im Rahmen der vom DARC veranstalteten Wettbewerbe für das „DLD“ anerkannt.

Das „WXHS“, Diplom der Hagener Funkamateure, ist ein Beispiel für von Ortsverbänden gestiftete Auszeichnungen und wird verliehen, wenn Verbindungen mit zehn Hagener Stationen auf allen zugelassenen Bändern nachweisbar sind. Für ausländische Bewerber wären diese Bedingungen zweifellos zu schwierig. Es gelten daher für Stationen im europäischen Raum und aus anderen Kontinenten gewisse Erleichterungen.

In Deutschland wird übrigens auch ein Diplom für Telegrafiehöchstleistungen ausgeben. Das „HSC“ (High-Speed-Club) können Bewerber erhalten, die den Nachweis von vier Telegrafieverbindungen im Morse-tempo 125 wpm für die Dauer von je mindestens ½ Stunde mit HSC-Clubmitgliedern erbringen.

Die Tabelle der heute erhältlichen Diplome ist sehr umfangreich. In Europa stehen insgesamt etwa 25 Diplome der Länder Belgien, Dänemark, Deutschland, Finnland, Frankreich, Großbritannien, Italien, Jugoslawien, Holland, Portugal, Schweden, Schweiz und Spanien zur engeren Wahl, und in Nordamerika ist die Auswahl besonders groß, denn hier befindet sich das Amateurparadies. Am bekanntesten von den USA-Diplomen sind das „WAC“ (Worked All Continents), das bei Verbindungen mit wenigstens einem der sechs Kontinente verliehen wird, und das „DXCC“ (DX Century Club), ein typisches Diplom des Amateurweltfunkverkehrs für den Funkbetrieb mit mindestens 100 Ländern der Erde. Auch Südamerika kann mit einer stattlichen Diplomaliste aufwarten. Vor allem Argentinien und Brasilien bieten interessante Diplome an, aber auch das „WACE“ (Worked All Chile) ist nicht zu verachten, das der Radio Club de Chile für Verbindungen mit mindestens einer Station in acht der zehn Distrikte Chiles verleiht. In der Revue der internationalen Diplome spielen auch Afrika, Asien und Ozeanien eine Rolle. Allerdings ist es von Europa aus nicht einfach, die Bedingungen zu erfüllen.

Alle genannten Diplome wenden sich an den Sendeamateur, der eine Sendelizenz besitzt. Kann auch der Empfangsamateur an der Jagd auf Diplome teilnehmen? Leider nur bedingt, denn es sind wenige „Hör-diplome“ ausgeschrieben, wie z. B. das deutsche „DLD-H“ oder das englische „HBE“ (Heard British Empire). Die große Schwierigkeit liegt für den Empfangsamateur in der Beschaffung der QSL-Karte der aufgenommenen Station. Nach einer Empfehlung der IARU sollen Hörkarten nicht vermittelt werden. Aussicht auf Beantwortung hat daher nur die direkt versandte Hörkarte, die keine Einzelmeldung, sondern eine Beobachtungsreihe enthält.

In früheren Jahren wurden Amateurdiplome ausschließlich als das Hobby der DX-Leute gewertet. Heute kommt ihnen im Kampf um die Amateurbänder eine größere Bedeutung zu. Sie sind nicht mehr Siegestrophäen allein, sondern ein Zeichen des aktiven Kampfes um die Erhaltung der gefährdeten Amateurbereiche. Es müssen viele QSO's geführt werden, um ein Diplom zu erwerben und jeder Funkverkehr beweist, daß die Funkamateure nach wie vor auf allen ihnen zustehenden Bändern aktiv sind.

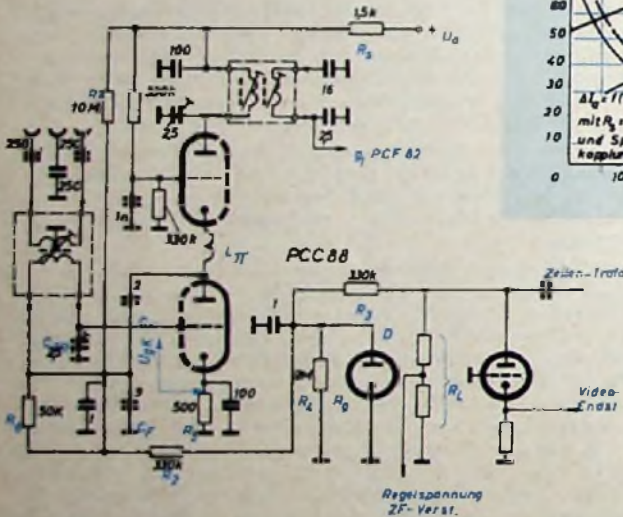
Werner W. Diefenbach

Die PCC 88 als Eingangsstufe im Fernseh-Kanalschalter

Zur Bestückung der Kaskodestufe im Kanalschalter steht seit einiger Zeit die HF-Doppeltriode PCC 88 mit extrem hoher Steilheit und sehr guten Rauscheigenschaften zur Verfügung. Um die große Steilheit der Röhre voll ausnutzen zu können, empfiehlt sich eine ausreichende Stabilisation des Arbeitspunktes. Das Rauschen einer Eingangsstufe wird von den Kenngrößen der Röhre und von der Dimensionierung der Schaltung bestimmt. Bei richtiger Wahl der Induktivität L_T ist das Rauschen der Kaskodestufe fast ausschließlich von der Katodenbaalstufe und der Dimensionierung ihres Eingangskreises bestimmt.

1. Stabilisation

Wird eine Röhre mit fester Gittervorspannung betrieben, so sind Schwankungen des Anodenstroms auf Grund von Betriebsspannungsschwankungen und kleinerer fertigungsbedingter Toleranzen der Schaltelemente und der Röhre, die durch die Steilheit der Röhre sich als relativ große Anodenstromänderungen auswirken, zu erwarten. Für die PCC 88 mit ihrer extrem hohen Steilheit $S_0 = 12,5 \text{ mA/V}$ sind Streuungen des Anodenstroms im Arbeitspunkt $I_a = 15 \text{ mA}$ von $\Delta I_a = \pm 5 \text{ mA}$ möglich. Zu ihrer Kompensation ist in der Schal-



lung im Bild 1 ein Katodenwiderstand $R_k = 500 \text{ Ohm}$ eingeschaltet. Die Anodenspannung wird über einen Siebwiderstand $R_s = 1,5 \text{ kOhm}$ zugeführt, und die zur Aufrechterhaltung des Arbeitspunktes der Röhre notwendige Gittervorspannung wird hinter dem Siebwiderstand in der Anodenleitung abgegriffen. So erhält man eine zusätzliche Gleichspannungsgegenkopplung, die die Stabilität des Arbeitspunktes verbessert. Wird der Fußpunkt des Spannungsteilers R_1, R_2 an die Verzögerungsdiode D angeschlossen, so ist diese positiv vorgespannt, und der sonst erforderliche Widerstand zur Vorspannungserzeugung kann entfallen. Der Innenwiderstand der stromführenden Diode ist sehr klein im Verhältnis zu den Widerständen des Spannungsteilers R_1, R_2 . Die Spannung am Fußpunkt von R_1 ist angenähert Null, und der Spannungsteiler kann berechnet werden nach

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{I_a \cdot R_k + U_{gk}}{U_a - I_a \cdot R_s} \quad (1)$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot (U_a - I_a \cdot R_s - U_{gk})}{I_a \cdot R_k + U_{gk}} \quad (2)$$

In der Schaltung nach Bild 1 mit den Werten $U_a = 210 \text{ V}$, $I_a = 15 \text{ mA}$, $R_s = 1,5 \text{ kOhm}$, $U_{gk} = -1,5 \text{ V}$ und $R_k = 500 \text{ Ohm}$ ist $R_1 = 10 \text{ MOhm}$ gewählt. R_2 errechnet sich dann nach Gl. (2)

$$R_2 = \frac{10 \text{ MOhm} \cdot (210 \text{ V} - 15 \text{ mA} \cdot 1,5 \text{ kOhm} - 1,5 \text{ V})}{15 \text{ mA} \cdot 500 \text{ Ohm} - 1,5 \text{ V}} = 330 \text{ kOhm}$$

Im Bild 2 ist der prozentuale Rückgang der Anodenstromstreuung (Streuungen ohne Sta-

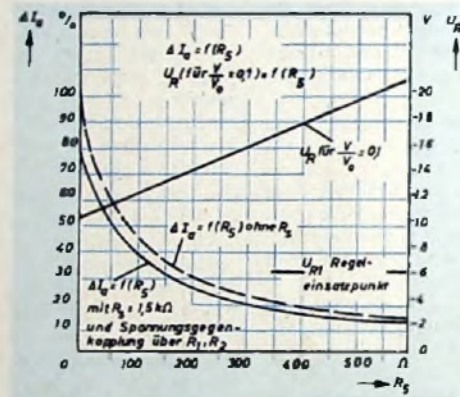


Bild 2. Prozentualer Rückgang der Anodenstromstreuung als Funktion des Katodenwiderstandes R_k (Streuung ohne Stabilisation = 100 %)

Bild 1. Schaltung einer verzögert geregelten Kaskodestufe mit PCC 88

bilisation = 100 %) als Funktion des Katodenwiderstandes R_k dargestellt. Für einen Katodenwiderstand von beispielsweise $R_k = 100 \text{ Ohm}$ wird mit $R_s = 1,5 \text{ kOhm}$ eine Abnahme der Anodenstromstreuungen auf 39 % ermittelt — die Streuungen werden also von $15 \pm 5 \text{ mA}$ auf $15 \pm 1,59 \text{ mA}$ reduziert —, für einen Katodenwiderstand $R_k = 500 \text{ Ohm}$ jedoch auf 12,1 %. Dies entspricht einer Stabilität des Anodenstroms von $15 \pm 0,6 \text{ mA}$.

2. Regelung der Kaskodestufe

Zum Schutze der Mischstufe vor Übersteuerung durch stark einfallende Sender soll die Kaskodestufe geregelt werden. Durch die Regelung ändern sich jedoch die Rauschkonstanten der Röhre, und auf Grund der gleichzeitig kleiner werdenden Leistungsverstärkung der Vorstufe erlangt der auf den Eingang transformierte Rauschteil der Mischstufe immer größeren Einfluß. Das starke Anwachsen der Rauschzahl sowie das Auftreten von Reflexionen infolge Fehlanpassung

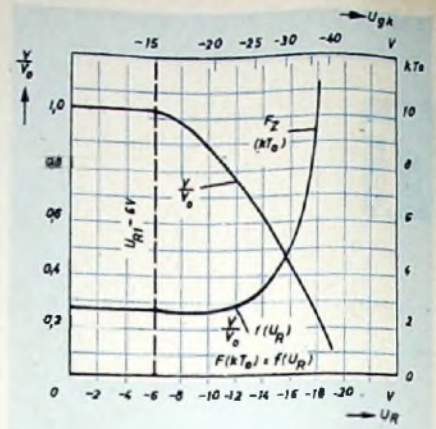


Bild 3. Rauschzahl als Funktion der Regelspannung für die Schaltung im Bild 1

machen es ratsam, den Einsatzpunkt der Regelung soweit wie möglich nach negativen Werten zu verschieben. Im Bild 3 ist die Rauschzahl in Abhängigkeit von der Regelspannung für die Schaltung nach Bild 1 aufgetragen. Der Einsatzpunkt der Regelung wurde zu $U_{R1} = -6 \text{ V}$ gewählt.

Die Regelung wird über den Widerstand R_3 zugeführt, von dessen Größe der Einsatz der Regelung abhängig ist. Wie schon beschrieben wurde, ist die Verzögerungsdiode über die Widerstände R_1, R_2 an R_k angeschlossen und deshalb positiv vorgespannt. Soll die Regelung bei U_{R1} einsetzen, so ist

$$R_3 = \frac{-U_{R1} \cdot (R_1 + R_2)}{U_a - I_a \cdot R_s} \quad (3)$$

Für eine Verzögerung der Regelung von $U_{R1} = -6 \text{ V}$ und die der Schaltung im Bild 1 zugrunde liegenden Werte ergibt sich nach Gl. (3)

$$R_3 = \frac{6 \text{ V} \cdot (10 \text{ MOhm} + 330 \text{ kOhm})}{210 \text{ V} - 15 \text{ mA} \cdot 1,5 \text{ kOhm}} = 330 \text{ kOhm}$$

Wie weiter aus Bild 3 hervorgeht, ist für eine Verstärkungsabnahme $V/V_0 = 0,1$ eine Regelspannung von etwa 20 V erforderlich, die in einem Gerät mit getasteter Regelung ohne

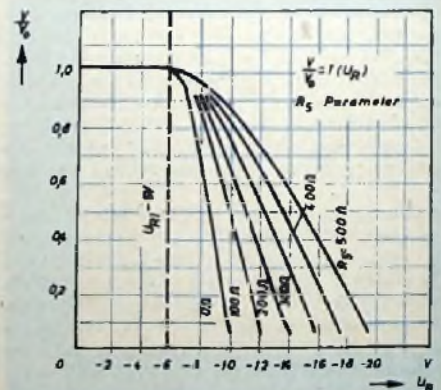


Bild 4. Verstärkungsabnahme als Funktion der Regelspannung, Parameter R_k

welleres zur Verfügung steht. Sind jedoch nur kleinere Regelspannungen vorhanden, so muß der Katodenwiderstand R_k verkleinert oder/und der Einsatzpunkt der Regelung herabgesetzt werden.

Im Bild 2 ist die erforderliche Regelspannung für einen Einsatz der Regelung bei $U_{R1} = -6 \text{ V}$

und $V/V_0 = 0,1$ in Abhängigkeit von R_3 dargestellt. Da aber, wie ebenfalls aus dem Diagramm hervorgeht, die Stabilität der Kaskodestufe mit fallendem Katodenwiderstand abnimmt, ist R_3 so groß wie möglich zu dimensionieren. Um einen Überblick über die Regelmöglichkeit der Kaskodestufe in Abhängigkeit von R_3 zu geben, ist im Bild 4 das Verhältnis V/V_0 über der Regelspannung U_R in Abhängigkeit vom Katodenwiderstand

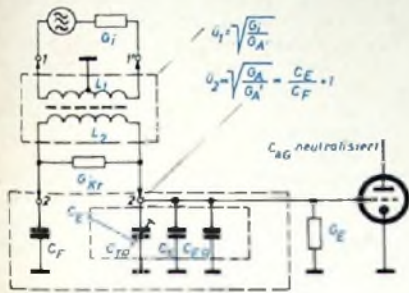


Bild 5. Prinzipschaltung des Eingangskreises der Katodenbasisstufe

$R_3 = 0 \dots 500$ Ohm aufgetragen. Der Einsatzpunkt der Regelspannung liegt entsprechend der Schaltung im Bild 1 bei $U_{R1} = -6$ V.

Der zulässige Gitterableitwiderstand der PCC 88 ist $R_{G1} = 1$ MOhm. Damit dieser Wert beim Einsetzen der Regelung nicht überschritten wird, liegt der Widerstand R_4 parallel zur Diodenstrecke D . Der innere Widerstand des gelasteten Regelspannungsgleichrichters (Pentode etwa 10 MOhm) kann sehr groß sein. Deshalb sollte bei der Ermittlung von R_4 nur mit dem Belastungswiderstand R_L der Regelspannungsquelle gerechnet werden. Nach Bild 1 ist dann

$$R_{G1} \leq 1 \text{ MOhm}$$

$$R_4 \leq \frac{1}{\frac{R_2 + \frac{(R_3 + R_L) R_4}{R_3 + R_4 + R_L}}{R_1 + R_3 + \frac{(R_3 + R_L) R_4}{R_3 + R_4 + R_L}}} \quad (4)$$

Gl. (4) nach R_4 aufgelöst ergibt

$$R_4 \leq \frac{1}{\frac{R_1 + R_3 - R_{G1}}{(R_{G1} - R_3)(R_1 + R_3) - R_1 R_3} \cdot \frac{1}{R_3 + R_L}} \quad (5)$$

Ist beispielsweise der Lastwiderstand R_L des gelasteten Regelspannungsgleichrichters $= 0,8$ MOhm, so ist mit den Werten nach Bild 1 ($R_1 = 10$ MOhm, $R_2 = 330$ kOhm, $R_3 = 330$ kOhm, $R_4 = 50$ kOhm) und $R_{G1} = 1$ MOhm also nach Gl. (5)

$$R_4 \leq \frac{1}{\frac{10 + 0,05 - 1}{(1 - 0,05)(10 + 0,33) - 0,33 \cdot 10} \cdot \frac{1}{0,33 + 0,8}} \approx 2 \text{ MOhm}$$

3. Anpassung und Rauschzahl

Wie bereits ausgeführt wurde, ist die Rauschzahl der Kaskodestufe bei richtiger Dimensionierung von L_2 fast ausschließlich von der Katodenbasisstufe und ihrem Eingangskreis abhängig. Um Reflexionen zu vermeiden, soll die Antenne an den Empfängeranfang leistungsangepaßt sein. Für Leistungsanpassung muß der auf die Gitter-Katodenstrecke transformierte Antennenleitwert G_A

$$G_A = G_{Kr} + G_E \quad (6)$$

sein. Hierin sind G_{Kr} der auf die Gitter-

Katodenstrecke transformierte Kreisleitwert G_{Kr} und G_E der Leitwert des Röhreneingangswiderstandes.

Im Bild 5 ist der Eingangskreis der Katodenbasisstufe gesondert gezeichnet. Wie man sieht, erfolgt die Transformation des Antennenleitwertes

$$G_1 = \frac{1}{240} = 4,16 \text{ mS}$$

in zwei Transformationsschritten, und zwar $\tilde{u}_1 = \sqrt{G_1/G'_A}$ (von den Antennenanschlüssen 1, 1' über L_1, L_2 parallel zu 2, 2') und $\tilde{u}_2 = \sqrt{G_A/G'_A}$ (über den kapazitiven Spannungsteiler C_E, C_F auf die Gitter-Katodenstrecke). Die Transformation des Antennenleitwertes G_1 auf die Gitter-Katodenstrecke ist demnach

$$\tilde{u} = \sqrt{\frac{G_1}{G_A}} = \frac{\tilde{u}_1 \sqrt{G'_A}}{\tilde{u}_2 \sqrt{G'_A}} = \frac{\tilde{u}_1}{\tilde{u}_2} \quad (7)$$

Um die Symmetrie des Eingangs zu erhalten, müssen C_E und C_F gleich groß sein. C_E setzt sich zusammen aus C_{ER} (Röhreneingangskapazität $3,3 \text{ pF} \pm 20\%$, Streuungen werden durch C_{TR} ausgeglichen), C_{TR} (Kapazität des Trimmers, für Mittelröhre $1,7 \text{ pF}$) und C_S (Schaltkapazität 4 pF)

$$C_E = C_{ER} + C_{TR} + C_S = 9 \text{ pF}$$

$$C_F = 9 \text{ pF}$$

Somit liegt der kapazitive Spannungsteiler fest, und \tilde{u}_2 ergibt sich zu

$$\tilde{u}_2 = \frac{C_E}{C_F} + 1 \quad (8)$$

In der Schaltung im Bild 1 erhält man also $\tilde{u}_2 = 2$. Der Kreisleitwert G'_{Kr} , der mit $0,2 \text{ mS}$ gemessen wurde, transformiert sich auf die Gitter-Katodenstrecke

$$G_{Kr} = \tilde{u}_2^2 \cdot G'_{Kr} = 0,8 \text{ mS}$$

Der Leitwert G_E des Röhreneingangswiderstandes der PCC 88 bei 200 MHz ist $1,2 \text{ mS}$. Nach Gl. (6) ist demnach

$$G_A = (0,8 + 1,2) \text{ mS} = 2 \text{ mS}$$

und nach Gl. (7) ergibt sich

$$\tilde{u} = \sqrt{\frac{G_1}{G_A}} = \sqrt{\frac{4,16}{2}} = 1,44$$

Da \tilde{u}_2 festliegt, ist

$$\tilde{u}_1 = \tilde{u} \cdot \tilde{u}_2 = 1,44 \cdot 2 = 2,88$$

Mit den Rauschkonstanten der PCC 88 bei 200 MHz ($G_{r \text{ min}} = 1,5 \text{ mS}$, $R_B = 0,235 \text{ kOhm}$ und $\Delta C_{\text{min}} = 1,7 \text{ pF}$) ergibt sich nach der Rauschtheorie nach H. Rothe eine zusätzliche Rauschzahl F_Z der neutralisierten Katodenbasisstufe

$$F_Z = \frac{G_{Kr} + G_{r \text{ min}}}{G_A} + R_B \cdot \left(G_A + 2 G_{Kr} + \frac{G_{Kr}^2 + (\omega \Delta C_{\text{min}})^2}{G_A} \right) \quad (9)$$

$$F_Z = \frac{0,8 + 1,5}{2} + 0,235 \cdot \left(2 + 1,6 + \frac{0,64 + 4,58}{2} \right) = 2,61 \text{ kT}_{\text{dB}}$$

(Nach Unterlagen der Teletunken GmbH)

Erste kommerzielle Scattering-Verbindung

Am 4. September 1957 wurde zwischen Sardinien und Minorca die erste kommerzielle Scattering-Verbindung auf Dezimeterwellen zwischen Italien und Spanien über 430 km eröffnet. Sie ist die erste kommerzielle Verbindung, die den Effekt der troposphärischen Streustrahlung ausnutzt. Über die Bedeutung dieser neuen Technik wurde bereits früher in der FUNK-TECHNIK berichtet (vgl. auch Bd. 12 (1956) Nr. 13, S. 398, und Bd. 13 (1957) Nr. 6, S. 163-164).

Um das Signal der Gegenstelle mit ausreichender Feldstärke zu empfangen, benötigt man Antennensysteme mit extrem scharfer Bündelung. Es werden deshalb hier Antennenreflektoren von 20 m Durchmesser mit einer Bündelung von $1,5^\circ$ benutzt. Obwohl die mittlere Empfangsleistung ausreichend ist, treten Feldstärkechwankungen auf,



Der Antennenreflektor der Station Minorca (s. o. Titelbild); links ist der Antennenträger erkennbar

die den Empfang beeinträchtigen. Deshalb sind für diese Strecke zwei Empfänger und zwei räumlich getrennte Antennen für jeden Übertragungsweg eingesetzt; außerdem ist es möglich, die Signale mit zwei verschiedenen Frequenzen (Frequenz-Diversity) zu übertragen. Jede Antenne enthält zwei Strahler, von denen einer vertikal, der andere horizontal polarisiert ist. Man arbeitet mit unterschiedlicher Polarisation, um Sender und Empfänger besser gegeneinander entkoppeln zu können. Auf jeder Erdstelle wird der Strahler für eine Polarisation von zwei verschiedenen Sendern gespeist, während die Empfänger an den entgegengesetzt polarisierten Strahlern angeschlossen sind. Die Voruntersuchungen für die Sardinien-Minorca-Verbindungen gehen auf das Jahr 1954 zurück und wurden 1956 abgeschlossen. Sie waren eine Gemeinschaftsarbeit der Firmen FACE (Fabbrica Apparecchiatura per Comunicazioni Elettriche Standard) und SIRT (Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane) in Mailand, SEBA (Standard Electrica, S. A.) in Madrid und STL (Standard Telecommunication Laboratories) in London. Die Systemplanung und der Bau der Funkanlage erfolgte durch die Federal Communication Laboratories (Entwicklungslaboratorien der IT&T). Die Trägerfrequenzeinrichtung von fünf Sprach- und drei Telegrafiekäbeln entwickelte die FACE, Antennen, Generatoren und alle anderen Einzelteile gemeinsam die FACE und die SEBA.

Die IT&T und ihre verschiedenen Tochtergesellschaften trugen wesentlich zur Entwicklung der neuen Technik bei. Augenblicklich erstellt die IT&T außer verschiedenen Anlagen für militärische Zwecke noch weitere kommerzielle Scattering-Verbindungen zwischen Porto Rico und der Dominikanischen Republik sowie — gemeinsam mit der American Telephone & Telegraph — eine Verbindung zwischen Kuba und Florida. Die letzte Verbindung wird das erste Breitbandsystem sein, das gleichzeitig mehr als 100 Telefongespräche und ein Fernsehprogramm übertragen kann.

Prinzip und Ausführung von Sende-Empfangsweichen für Radargeräte

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 64 (1957), Nr. 18, S. 633

2.3 Hohlleiter

Die in der Mikrowellentechnik und besonders in der Radartechnik häufig angewandten Hohlleiter unterscheiden sich von der Koaxialleitung dadurch, daß der zentrale Innenleiter entfernt wurde und die elektromagnetische Energie sich durch das Rohr in Form einer Welle fortpflanzt. Da also der Rückleiter fehlt, kann der elektromagnetische Zustand nicht mehr durch die Angabe von Strom und Spannung oder zweier äquivalenter Größen in der Querschnittsebene eindeutig beschrieben werden. Die Lösungen der Maxwell'schen Gleichungen für das Feld im Hohlleiter zeigen, daß nur Wellentypen existieren können, deren magnetischer oder elektrischer Feldvektor eine Komponente in der Fortpflanzungsrichtung bzw. in der Achsenrichtung der Hohlleiter aufweist. Hat der elektrische Feldvektor eine z-Komponente, spricht man von E-Typen, hat der magnetische eine z-Komponente, spricht man von H-Typen. Eine weitere typische Eigenschaft der Hohlleiter ist, daß es für jeden Wellentyp eine Grenzwellenlänge λ_c gibt, d. h. daß nur Wellen übertragen werden, deren Länge kleiner als die von den geometrischen Abmessungen des Hohlleiters abhängige Grenzwellenlänge ist. Da jeder Wellentyp — es sind sowohl eine Vielzahl von H-Typen als auch von E-Typen möglich — eine andere Grenzwellenlänge hat, ist es möglich, die Dimensionen des Hohlleiters so zu wählen, daß nur ein Wellentyp angeregt wird und sich somit ein



deutliche Verhältnisse ergeben. In der Praxis verwendet man fast ausschließlich den H_{10} -Typ im rechteckigen Hohlleiter (Seltenverhältnis meistens 2 : 1). Die Bezeichnung H_{10} drückt aus, daß der magnetische Feldvektor eine Axialkomponente hat und daß der elektrische Feldvektor längs der Breitseite a wie eine Halbperiode variiert (Index 1), während er längs der Schmalseite b konstant ist (Index 0). Den Feldlinienverlauf des H_{10} -Typs zeigt Bild 7.

Um die Ausbreitungsvorgänge im Hohlleiter zu veranschaulichen, sei zunächst eine ebene Welle zwischen zwei parallelen, ideal leitfähigen Ebenen von unendlicher Ausdehnung betrachtet. Die elektrischen Feldlinien verlaufen senkrecht von einer Fläche zur anderen, da eine Tangentialkomponente auf der Oberfläche eines idealen Leiters nicht existieren kann. Die magnetischen Feldlinien stehen senkrecht zu den elektrischen, und die Feldvektoren bilden mit der Ausbreitungsrichtung eine Rechtsschraube (Bild 8).

Fügt man nun zwischen diese Ebenen eine gleichfalls verlustfreie Wand ein, deren Normale mit der Ausbreitungsrichtung den Winkel α bildet, dann wird die Welle an der Wand reflektiert, und es entsteht das

im Bild 9 dargestellte Momentanbild. Damit auch hier die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes an der Grenze des verlustlosen Leiters verschwindet, muß die reflektierte Welle gegenüber der einfallenden eine Phasenverschiebung von 180° haben. Wie Bild 9 zeigt, bestehen dann im Abstand a von der Wand die gleichen Verhältnisse wie auf dieser selbst.

Es läßt sich also auch an dieser Stelle eine leitende Ebene anbringen, ohne daß die Verhältnisse auf der Leitung gestört werden. Auf diese Weise hat man einen Hohlleiter gewonnen, in dem sich die Energie parallel zu den Wänden, also in z-Richtung ausbreiten kann, wobei die Fortleitung durch fortlaufende Reflexionen einer ebenen Welle von einer Hohlleiterseite zur anderen erfolgt [5]. Dieses Modell ermöglicht auch Aussagen über die Werte der Grenzwellenlänge und der Wellenlänge im Hohlleiter. Aus dem Bild 9 ist zu ersehen, daß

$$\frac{\lambda}{2} = a \cdot \cos \alpha \quad (8)$$

Ein Energietransport in der z-Richtung wird aber nur möglich sein, wenn der Winkel α einen endlichen Wert hat. Man erhält daher die Grenzwellenlänge λ_c , wenn man $\alpha = 0$ setzt.

$$\lambda_c = 2a \quad (9)$$

Auf ähnliche Weise ergibt sich für die Wellenlänge λ im Hohlleiter

$$\frac{\lambda}{2} = a \cdot \cot \alpha = a \cdot \frac{\cos \alpha}{\sin \alpha} \quad (10)$$

und durch Einsetzen von Gl. (8)

$$\lambda = \frac{\lambda}{\sin \alpha} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \cos^2 \alpha}} \quad (11)$$

$$\lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (12)$$

Da beim H_{10} -Typ in der Mitte der Breitseiten a des Hohlleiters nur Längsströme fließen, kann man dort einen Längsschlitz anbringen, ohne die elektrischen Verhältnisse auf der Leitung zu stören. Läßt man in diesen Schlitz eine Sonde eintauchen, so kann man, wie bei der Koaxialmeßleitung, das elektrische

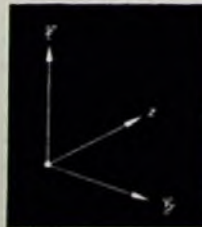


Bild 8. Anordnung der Feldvektoren bei der Reflexion einer ebenen Welle

Bild 9. Reflexion einer ebenen Welle an einer Wand idealer Leitfähigkeit

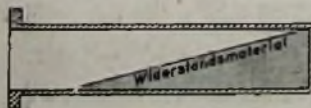


Bild 10. Wellenwiderstandsabschluß

Feld längs der Leitung abtasten und ein Spannungsverhältnis $|U|_{\max}/|U|_{\min} = m$ sowie den Ort des Minimums (oder Maximums) bestimmen. Es lassen sich also auch hier relative Impedanzen messen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß in Gl. (2) für λ die Wellenlänge auf der Leitung, also bei Hohlleitern λ , eingesetzt werden muß.

Als Abschlußimpedanzen bzw. als Verbraucher sollte man bei Hohlleitern zweckmäßigerweise nur Hohlleiterelemente benutzen. Ein üblicher Schichtwiderstand kann beispielsweise die Leitung auf verschiedene Weise beeinflussen, je nachdem zwischen welche Punkte des Leitungsquerschnittes er gelegt wird. Auch ist es nicht mehr möglich, aus der Messung der relativen Impedanzen auf ihren absoluten Wert zu schließen. Man kann zwar auch für Hohlleiter einen Wellenwiderstand definieren, jedoch gibt es hierfür mehrere Möglichkeiten, und jede Definition führt auf einen anderen Wert. Trotzdem bleibt der Begriff des Wellenwiderstandes auch für Hohlleiter sinnvoll, da er die Eigenschaft der Leitung ausdrückt, einen Abschlußwiderstand gleichen Wertes ungedändert und unabhängig von der Leitungslänge an den Eingang zu übertragen. Man kann nämlich einen Hohlleiter mit einer Widerstandsschicht so abschließen, daß keine Reflexion erfolgt und auf der Leitung eine laufende Welle vorhanden ist. In jedem beliebigen Querschnitt ist dann

$$\frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}} = r = \frac{R}{Z_0} = 1$$

also

$$R = Z_0$$

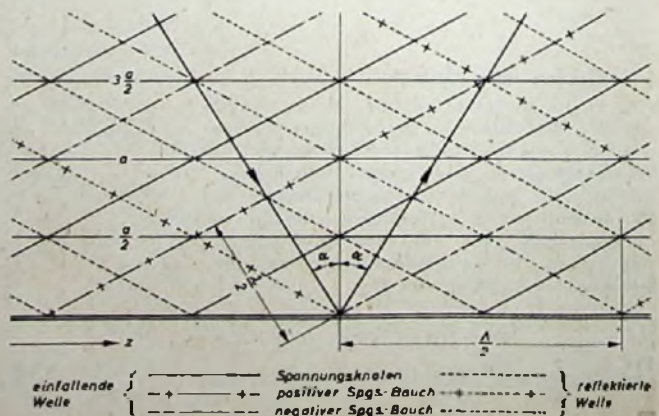
2.4 Bauteile aus homogenen Leitungen

Nachdem somit eine Analogie zwischen Doppelleitungen und Hohlleitern hergestellt ist, brauchen im folgenden diese beiden Leitungsarten nicht mehr unterschieden zu werden. Alle Betrachtungen sind sowohl auf Doppelleitungen als auch auf Hohlleiter anwendbar.

2.41 Zweipole

a) Wellenwiderstandsabschluß

Ein Wellenwiderstandsabschluß besteht aus einem einseitig geschlossenen Leitungsstück, in das man Widerstandsmaterial so einbringt, daß es die gesamte Energie reflexionsfrei absorbiert (Bild 10). Bei Radaranlagen wird ein Wellenwiderstandsabschluß als künstliche Antenne für den aus Sicherheitsgründen vorhandenen zweiten Sender eingesetzt.



b) Reaktanzleitung

Diese besteht aus einem kurzgeschlossenen Leitungsstück. Dann ist $R_1 = 0$, und Gl. (2) wird zu

$$R_2 = R_2 + jX_2 = \frac{jZ_0 \sin \frac{2\pi l}{\lambda}}{\cos \frac{2\pi l}{\lambda}} = jZ_0 \tan \frac{2\pi l}{\lambda}$$

beziehungsweise

$$X_2 = \frac{X_2}{Z_0} = \tan \frac{2\pi l}{\lambda} \quad (13)$$

Gl. (13) besagt, daß die Reaktanz X_2 in Abhängigkeit von der Leitungslänge jeden Wert zwischen $-\infty$ und $+\infty$ annehmen kann. Für $0 < l < \frac{\lambda}{4}$ ist $X_2 > 0$, es entspricht also einer

Induktivität; bei $l = \frac{\lambda}{4}$ ist $X_2 = \infty$ (Leerlauf)

Für $\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$ ist $X_2 < 0$, also eine Kapazität, und bei $l = \frac{\lambda}{2}$ ist $X_2 = 0$ (Kurzschluß)

Eine Reaktanzleitung ist meistens mit einem beweglichen Kurzschlußschieber ausgestattet, so daß man in einem vorgegebenen Querschnitt jede Reaktanz realisieren kann (Bild 11).

2.42 Vierpole

Vierpole sind alle Schaltungsgebilde mit zwei Anschlußseiten, die zwischen homogene Leitungen eingebaut werden können. Für verlust-



Bild 11. Reaktanzleitung mit beweglichem Kurzschlußschieber



Bild 12. Verlustloser Vierpol als Leitungstransformator

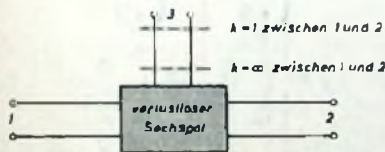


Bild 13. Verlustloser Sechspol als variabler Leitungstransformator

lose Vierpole gilt der folgende wichtige Transformatorsatz [4].

„Liegt ein verlustloser Vierpol zwischen homogenen Leitungen, so gibt es auf diesen Leitungen zwei Bezugsstellen T_1 und T_2 derart, daß der Vierpol zwischen T_1 und T_2 die Eigenschaften eines idealen Transformators hat.“

Das heißt, daß eine Impedanz Z_1 in T_1 in der Bezugsstelle T_2 als $Z_2 = k \cdot Z_1$ erscheint, wobei k ein reeller Faktor ist (Bild 12).

2.43 Sechspole

Beliebige Schaltungsgebilde mit drei Anschlußseiten nennt man Sechspole. Man kann also auch alle Verzweigungen als Sechspole betrachten und die für Sechspole gefundenen Gesetzmäßigkeiten auf sie anwenden [4, 6, 7]. Besonders interessant ist folgendes Verhalten symmetrischer Sechspole (Bild 13): Schließt

man einen Arm des Sechspols, z. B. Arm 3, mit einer Reaktanzleitung ab, dann läßt sich durch Verschieben des Kurzschlusses für den verbleibenden Vierpol zwischen Arm 1 und 2 jede beliebige Transformationszahl realisieren. So gibt es insbesondere eine Kurzschlußstellung des Armes 3, die eine ideale Anpassung zwischen Arm 1 und Arm 2 bewirkt ($k = 1$), und eine andere, die die beiden Arme 1 und 2 vollständig entkoppelt ($k = \infty$).

3. Wirkungswiese des Duplexers

3.1 Prinzip

Nach diesen Vorbetrachtungen lassen sich Aufbau und Wirkungswiese eines Duplexers leicht verstehen. Der Duplexer besteht im wesentlichen aus zwei zusammengeschalteten Sechspolen, an deren Arme Reaktanzleitungen

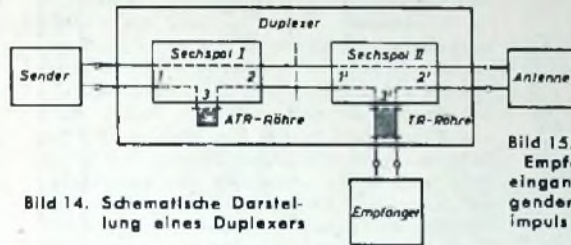


Bild 14. Schematische Darstellung eines Duplexers

angeschlossen sind, in die die in der Einleitung erwähnten Sperröhren so eingesetzt sind, daß ihre Zündung die trägheitslose Verlagerung der Kurzschlußebene von der einen zur anderen Bezugsstelle bewirkt.

Im Bild 14 ist ein derartiger Duplexer dargestellt. Während des Sendepulses sind die Gasentladungstrecken der beiden Sperröhren gezündet. Die ATR-Röhre (Anti-Transmit-Receive) im Arm 3 des Sechspols I hat dann die notwendige Reaktanz, um ideale Anpassung zwischen den Armen 1 und 2 herzustellen. Ebenso verursacht die gezündete TR-Röhre (Transmit-Receive) im Arm 3' des Sechspols II einen Kurzschluß in der zur Anpassung zwischen den Armen 1' und 2' notwendigen Ebene. Antenne und Sender sind also über den Leitungszug 2', 1', 2, 1 reflexionsfrei verbunden, und der Empfänger ist durch den Kurzschluß in der TR-Röhre von diesem System getrennt.

Während des Empfangsintervalls, also bei ungezündeten Sperröhren, liegt der Kurzschluß der ATR-Röhre in der zur Entkopplung der Arme 1 und 2 notwendigen Bezugsebene. Da die ATR-Impedanz und die den Sechspol I darstellende Verzweigung verlustfrei sind, erscheinen auch auf dem Leitungstück 2, 1' reine Reaktanzen. Der Arm 1' des Sechspols II ist also mit einer Reaktanz abgeschlossen, während die ungezündete TR-Röhre im Arm 3' eine Leitung darstellt. Der Abstand zwischen den beiden Sechspolen ist nun so zu wählen, daß auf dem Arm 1' die Reaktanz $X = 0$ — also ein Kurzschluß — in diejenige Bezugsebene fällt, die zwischen den Armen 2' und 3' ideale Anpassung einstellt. Die von der Antenne aufgenommene Energie gelangt dann verlustfrei in den Empfänger.

3.2 Bandbreite

Die bisher beschriebenen Vorgänge gelten natürlich in exakter Weise nur für eine bestimmte Frequenz, da die Lage der Kurzschlußebenen frequenzabhängig ist. Eine Veränderung der Arbeitsfrequenz erfordert also auch ein Nachstimmen der Sperröhren. Da eine große Anzahl von abstimmbaren Gliedern aber eine große Anzahl von Fehlerquellen bietet, war man bemüht, Sperröhren mit einer gewissen Bandbreite zu schaffen, die fest auf eine mittlere Frequenz abgestimmt sind. Es wurden Bandbreiten von $\Delta f/f = \pm 5\%$ erreicht, indem man die Sperröhren als in Hohl-

leitertechnik ausgeführte Resonanzkreise kleiner Güte ausbildete.

Wie leicht einzusehen ist, hat jede Reaktanzleitung die Eigenschaften eines Resonanzkreises. Eine $\lambda/4$ lange Leitung hat die Eingangsimpedanz $Z_2 = \infty$, sie entspricht also einem Parallelkreis, während die Leitung mit der Länge $\lambda/2$ (Eingangsimpedanz $Z_2 = 0$) einen Serienkreis darstellt. Durch die mechanische Gestaltung läßt sich der Gütefaktor Q solcher Kreise beeinflussen; für ATR-Röhren wird er bis auf $Q = 5$ vermindert. Man kann jedoch die Kreisgüte nicht beliebig weit herabsetzen, da sonst der vorhandene Wirkwiderstand die Sperrigenschaften der Röhren zu sehr beeinträchtigt. Bei TR-Röhren werden zur Erreichung einer gewissen Bandbreite meistens mehrere Resonanzkreise so miteinander gekoppelt, daß die Röhre im ungezündeten Zustand einen Bandpaß darstellt.

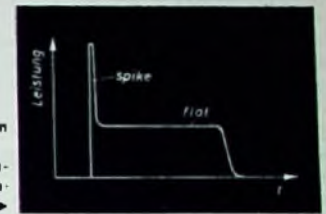


Bild 15. An den Empfänger gelangender Sendepuls

3.3 Sendepuls am Empfänger-eingang

Während man unter Umständen auf den Einsatz einer ATR-Röhre verzichten kann — das ist der Fall, wenn die nicht schwingende Senderöhre eine reine Reaktanz darstellt —, ist die TR-Röhre zum Schutze des Empfänger-einganges unbedingt notwendig. Um das Empfängergeräuschen auf ein Minimum zu reduzieren, gelangt bei Radarempfängern das Signal meistens direkt in den Mischer, der mit einem hochempfindlichen Mischdetektor bestückt ist. Ein solcher Detektor wird bereits von einer Dauerleistung von etwa 200 mW und kurzfristigen Energiestößen von 1...2 erg (Zeiddauer rund $10^{-3} \mu s$) zerstört.

Obwohl die Gasentladung in der TR-Röhre sehr schnell eingeleitet wird, dauert es doch eine endliche Zeit, bis die Entladung voll ausgebildet und voll wirksam ist. Aber auch dann passiert noch ein kleiner Anteil der Sendenergie die TR-Röhre, da deren Impedanz nicht ideal gleich Null ist. Es gelangt also ein Impuls in den Empfänger (Bild 15), dessen vordere Spitze (spike) durch die endliche Ionisierungszeit und dessen flacher Anteil (flat) durch die Bogenspannung der Entladung bedingt ist. Um den Energieinhalt der Spitze, der die zulässigen 1...2 erg leicht überschreiten kann, zu reduzieren, ist in vielen TR-Röhren eine Hilfselektrode eingebaut, an die man eine Hilfsspannung zur Erzeugung eines kleinen Bogens legt. Dadurch wird der Raum vorionisiert, und es entstehen Ladungsträger, die eine schnelle Ausbildung der Entladung ermöglichen [8]. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [5] Ragan, L.: Microwave transmission circuits. RLS Bd 9 New York 1948, McGraw-Hill Book Company, Inc.
- [6] Lueg, H.: Über die Transformations-eigenschaften verlustloser Sechspole zwischen homogenen Leitungen, ihre Charakterisierung durch die Sechspolfläche und ihre Bedeutung für die Meßtechnik. Arch. elektr. Übertr. Bd. 8 (1954) Nr. 8, S. 331—340.
- [7] Ruppertsberg, H. K.: Eigenschaften eines regelbaren Leitungstransformators. Arch. elektr. Übertr. Bd. 10 (1956) Nr. 10, S. 438—440.
- [8] Smullin, L. D. u. Montgomery, C. G.: Microwave duplexers. RLS Bd. 14. New York 1948, McGraw-Hill Book Company, Inc.

Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen

Technische Grundlagen

Im vorliegenden Beitrag soll ein Einblick in die Technik der Schaltungen und Bauelemente der programmgesteuerten elektronischen Rechenmaschinen gegeben werden. Mathematische Probleme werden nur dann erörtert, wenn es zum Verständnis der Schaltungen erforderlich ist. An Hand von Rechenwerken, die mit Zählern arbeiten, werden die Grundzüge der elektronischen Schaltungstechnik dargestellt. Nach einer kurzen einführenden Erörterung des binären Zahlensystems wird der grundsätzliche Aufbau der programmgesteuerten Rechenmaschine gezeigt.

1. Einführung

1.1 Das Rechnen als Zählvorgang
Wohl das bekannteste mechanische Rechenhilfsmittel ist die Zählmaschine. Die Zahlen, mit denen gerechnet wird, werden durch verschiebbare Marken dargestellt und das Resultat durch Abzählen der Marken gewonnen, die nach den beiden möglichen Operationen des Hinzufügens oder des Wegnehmens verbleiben. Auf diese Weise werden auch Multiplikations- und Divisionsaufgaben gelöst, indem man entweder eine wiederholte Addition des Multiplikanden (etwa $4 \times 3 = 4 + 4 + 4$) vornimmt oder den Divisor so lange vom Dividenden abzieht, bis dieser zu Null wird (beispielsweise bei der Aufgabe $12 : 4$ kann man 4 dreimal von 12 abziehen: $12 - 4 - 4 - 4 = 0$) und feststellt, wie oft die Subtraktion vorgenommen werden kann.

Das Rechnen mit den vier Grundrechenarten wird also bei der Zählmaschine auf einen Zählvorgang zurückgeführt. Sehr viele moderne Ziffernrechenmaschinen verwenden in ihrem Rechenwerk das gleiche Zählprinzip. Sie unterscheiden sich voneinander letztlich nur durch die Mittel, mit denen der Zählvorgang durchgeführt wird. Ehe nun Beispiele für elektronische Rechenwerke besprochen werden, soll kurz die Arbeitsweise einer elektromechanischen Maschine dargestellt werden.

1.2 Elektromechanische Rechenmaschine mit Lochkarteneingabe

Die Grundzüge der hier betrachteten Ziffernrechenmaschine sind um die Jahrhundertwende von dem amerikanischen Erfinder H. Hollerith angegeben worden. Bei dieser Maschine werden die zu addierenden Zahlen

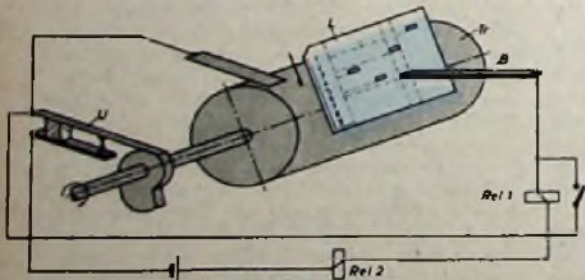


Bild 1. Beispiel eines elektromechanischen Rechenwerks mit einer Lochkarten-Eingabe

mit einer Lochkarte *L* (Bild 1) eingegeben und die Summe in einem Zähler *Z*, von dem im Bild 1 nur das Ziffernrad einer einzigen Dezimalstelle dargestellt ist, registriert. Die Zahleneintragung in die Karte *L* geschieht durch Lochungen.

Für jede Dezimalstelle einer Zahl ist eine senkrechte Spalte vorgesehen, der Ziffernwert beginnt am oberen Rand der Karte mit der Zelle 0 und endet am unteren Rand mit der Zelle, die dem Wert 9 zugeordnet ist. Eine

übliche Karte enthält etwa 100 Spalten, im Bild sind nur vier dargestellt; die gezielte Eintragung entspricht der Zahl 4631. Die Lochkarte wird mit der Zelle 9 voran auf einer Trommel *Tr*, die mit einem leitenden Belag versehen ist, an Abtastbürsten *B* — von denen wiederum nur eine einzige gezeichnet ist — vorbeibewegt. Trifft im Laufe des Abföhlvorganges eine Bürste *B* auf ein Kartenloch, so schließt sich ein Stromkreis von dem einen Pol der Batterie über den Unterbrecherkontakt *U*, Trommeloberfläche, Bürste, Relais *Rel 1* und Relais *Rel 2* zurück zum anderen Pol der Batterie. Durch den Arbeitskontakt des Relais *Rel 1* wird unter Umgehung des Bürstenkontaktes eine Selbsthaltung für die beiden Relais erreicht. Das Relais *Rel 2*, das beim Anziehen über ein Winkelgestänge das der betreffenden Dezimalstelle zugeordnete Ziffernrad an einen Antrieb kuppelt, bleibt deshalb so lange erregt, bis die Zeile mit dem Ziffernwert 1 unter den Bürsten vorbeigezogen ist. In diesem Augenblick wird durch den Unterbrecherkontakt *U* der Stromkreis so lange unterbrochen, bis eine neue Karte zur Abföhlung gelangt. Die Schließzeit des Relais *Rel 2* ist damit proportional dem in der Lochkarte enthaltenen Ziffernwert. Das Ziffernrad wird daher um einen Betrag vorgerückt, der gleich dem eingetragenen Ziffernwert ist.

Nicht gezeigt sind im Bild 1 die Einrichtungen zur Durchführung der Zehnerüberträge. Ein Übertrag von einer Stelle zur nächsthöheren

Stufe wird durch die Zählmechanik des nächstfolgenden Zahlenorgans von einem elektromechanischen Rechengerät, in das die Ausgangswerte eingegeben wurden, geleistet werden.

Eine weitere wesentliche Steigerung der Rechengeschwindigkeit ist aber mit Maschinen, die bewegte Teile verwenden, nicht mehr möglich. Hier hilft allein der Einsatz der tragheitslosen, elektronischen Mittel weiter. Die Grundzüge der Technik, die dabei angewendet wird, soll nun nachfolgend an einigen besonders einfachen Beispielen gezeigt werden. Wiederum werden Rechenwerke zur Addition betrachtet, bei denen Zähler verwendet werden.

1.3 Ein Ausführungsbeispiel eines elektronischen Zählers

Die eigentliche Rechenarbeit, die Addition, wird bei dem vorher gezeigten Beispiel im Zähler *Z* geleistet. Beim Übergang auf die elektronische Technik muß man daher sinngemäß einen elektronischen Zähler einsetzen. Hierfür verwendbare Zähler waren schon vor ihrem Einsatz in elektronischen Rechengeräten in der Technik für Strahlungsmeßgeräte bekannt.

Einen sehr einfachen Zähler für dekadische Zählung zeigt Bild 2. Er ist aus gittergesteuerten Gasentladungsröhren aufgebaut. Zur Erläuterung der Wirkungsweise sei zunächst angenommen, daß die Röhre *Rö 1* gezündet sei

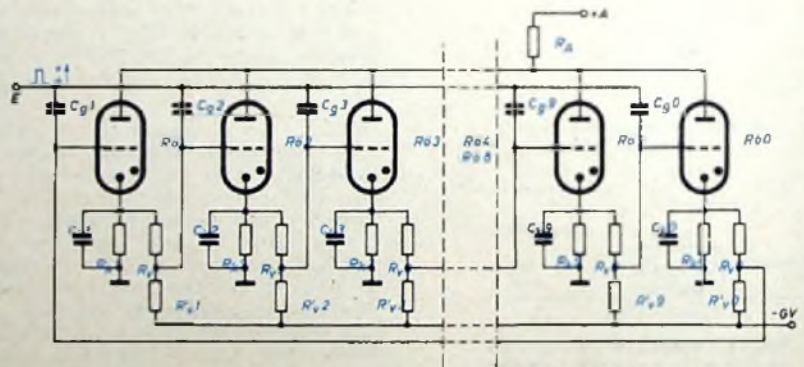


Bild 2. Dekadische Ringzähler mit Gasentladungsröhren

ist immer dann notwendig, wenn während der Werteintragung in das Ziffernrad einer Stelle dieses von 9 nach Null weitergerückt wurde. Das eben beschriebene Konstruktionsprinzip hat sich als außerordentlich fruchtbar für die weitere Entwicklung der elektrischen Rechenmaschinen erwiesen. Basierend auf diesen Grundlagen ist während des zweiten Weltkrieges in den Vereinigten Staaten von H. Aiken ein Rechenautomat entwickelt worden, der Zahlen bis zu 23 Dezimalstellen innerhalb von 0,3 s zu addieren vermag. Trotz dieser Leistungsfähigkeit ist die resultierende Gesamtzeit für manche Probleme, die durch die aufeinanderfolgende Lösung mehrerer Einzeloperationen berechnet werden müssen, noch zu lang. Chemische oder physikalische Vorgänge können unter Umständen schon abgelaufen sein, ehe die zu ihrer Steue-

und alle anderen Röhren sich im nichtleitenden Zustand befinden. Die Gittervorspannung der nichtgezündeten Röhren *Rö 3* ... *Rö 0* wird daher durch die Spannungaufteilung der Gittervorspannung *GV* an den in Serie geschalteten Widerständen *Rv*, *Rv'* und *Rv''* bestimmt, die jeder Stufe zugeordnet sind. Die Dimensionierung der Widerstände ist dabei so bemessen, daß die sich ergebende Gittervorspannung weit unterhalb des Zündensatzpunktes liegt.

Die Gittervorspannung der Röhre *Rö 2*, die nach der gezündeten Röhre *Rö 1* angeordnet ist, hat demgegenüber einen Wert, der gerade noch Sicherheit gegen einen unerwünschten, nicht gewollten Zündensatz bietet. Da nämlich die Entladungsstrecke Anode—Kathode einer gezündeten Gasentladungsröhre einen geringen Widerstand hat, liegt das kato-

denseitige Ende des Widerstandes R_k der gezündeten Röhre $R_0 1$ auf relativ hohem positiven Potential, woraus für die Gittervorspannung der Röhre $R_0 2$ gegenüber den anderen nicht gezündeten Röhren ein Wert folgt, der wesentlich näher dem Zündensatzpunkt liegt. Die Röhre $R_0 2$ ist also zur Zündung vorbereitet. Wird nun ein positiv gerichteter Impuls, der an der Eingangsklemme E der Zähl-schaltung ankommt, über die Kondensatoren C_g an die Gitter aller Gasentladungsröhren gegeben, so überschreitet lediglich die Spannung am Gitter der Röhre $R_0 2$ den Zündensatzpunkt: Die Röhre $R_0 2$ geht in den leitenden Zustand über.

Je mehr Strom diese Röhre nun aufnimmt, um so größer wird der Spannungsabfall an dem allen Röhren gemeinsamen Anodenwiderstand R_a . Dieser Widerstand R_a ist seinerseits so bemessen, daß jeweils nur eine Röhre voll leitfähig sein kann. Wäre noch eine Röhre zusätzlich im gezündeten Zustand, so würde die Anodenspannung unter die Brennspannung absinken. Zündet also die Röhre $R_0 2$, so erloscht fast gleichzeitig die Röhre $R_0 1$. Dieser Vorgang wird in diesem Augenblick noch dadurch begünstigt, daß der Kondensator C_k der Röhre $R_0 1$ positiv aufgeladen ist, die wirk-same Anodenspannung der Röhre $R_0 1$ also geringer ist als die von $R_0 2$. Es ist nun leicht ersichtlich, daß ein neuerlicher positiver Ein-gangsimpuls die Röhre $R_0 2$ löscht und $R_0 3$ zündet und so fort bis die dann gezündete Röhre $R_0 0$ wieder $R_0 1$ vorbereitet und ein neuer Zyklus beginnen kann.

Eine solche Schaltung wird ein „Ringzähler“ genannt. Sie kann ähnliche Aufgaben wie ein mechanisches Ziffernrad erfüllen. Der eingestellte Ziffernwert wird durch die jeweils ge-zündete Röhre dargestellt; zum Fortschalten des elektronischen Zählers werden positive Impulse benötigt. Wie dieser Zähler in einer Additionsschaltung verwendet werden kann, soll der nun folgende Abschnitt zeigen.

1.4 Additionsschaltung mit dekadischen Ringzählern

Das Schaltbild einer einfachen Additionsschaltung für eine Dekade zeigt Bild 3. Die Auf-gabe des elektronischen Zählers Z 3 ist weitgehend identisch mit der Funktion des Zählers Z im Bild 1. Der Zähler Z 3 wird durch positive Impulse weitergeschaltet, die von einem Impulsgenerator geliefert werden.

Zwischen dem Impulsgenerator und dem Ein-gang des Zählers Z 3 liegen — abgesehen von einem Verzögerungsglied — zwei elektro-nische Schalter Sch 1 und Sch 2. Ihre Aufgabe ist es, dafür zu sorgen, daß genauso viele Im-pulse an den Eingang des Zählers Z 3 (Sum-menzähler) gelangen, als es dem im Zähler Z 2 (Addendenzähler) eingestellten Wert ent-spricht.

Wie das im einzelnen erfolgt, sei am Beispiel der Additionsaufgabe $3+4=7$ erläutert. Der Wert 4 wird demnach — durch im Bild nicht gezeigte Mittel — im Zähler Z 3 eingestellt, der Wert 3 im Zähler Z 2. Es sei angenommen, daß der Zähler Z 1 auf Null gestellt ist.

Nun wird der Schalter S geschlossen und damit der Befehl zur Ausführung der Addition gegeben. Zunächst sei nur der Abschnitt I der Schaltung im Bild 3 betrachtet. Vom Schalter S gelangt positive Spannung über den Anoden-widerstand der zunächst gesperrten Gasent-ladungsröhre $USp 1$ an das erste Gitter der Röhre des elektronischen Schalters Sch 1. Die dort verwendete Röhre hat zwei voneinander unabhängige Steuergitter. Jedes dieser Steuer-gitter vermag mit einer Spannung von bei-spielsweise $-10 V$ den Anodenstrom völlig zu sperren (etwa Röhre EH 900). Damit also Anodenstrom durch die Röhre von Sch 1 flie-ßen kann, muß sowohl die Spannung am

Bild 3. Additionsschaltung mit dekadischen Ringzählern

ersten als auch die am zweiten Steuergitter wesentlich positiver als $-10 V$ sein. Das ist aber zunächst immer so lange der Fall, als ein positiver Impuls an das zweite Steuergitter gelangt und die an die-sem liegende Sperrspannung $-G 2$ überwindet. Die am ersten Gitter liegende negative Vorspannung wird ja, wie bereits erwähnt, durch die von S kommende positive Spannung kompensiert.

Bei jedem positiven Impuls am zweiten Steuergitter fließt also Strom durch die Schalt-röhre, so daß am Katodenwiderstand R diese Im-pulse wieder erscheinen. Die vom Schaltkreis Sch 1 somit durchgelas-senen Impulse werden nun einer-seits der nachfolgenden, eigentlichen Additionsschaltung zugeführt (Ab-schnitt II), andererseits schalten sie aber auch den Zähler Z 1 fort. Hat der zehnte Impuls den Schalt-kreis passiert, so wird im Zähler Z 1 die Röhre, die die Ziffer 0 dar-stellt, gezündet. An ihrem Katoden-widerstand entsteht dadurch ein positiver Impuls, der der Röhre im Übertragungsspeicher $USp 1$ zugeführt wird und nun die dort befindliche Röhre zündet. Durch den Stromfluß der gezündeten Röhre entsteht ein Spannungsabfall in $R 1$. Die Span-nung am 1. Gitter der Schalt-röhre Sch 1 wird dadurch so weit verrin-gert, daß diese nun sperrt.

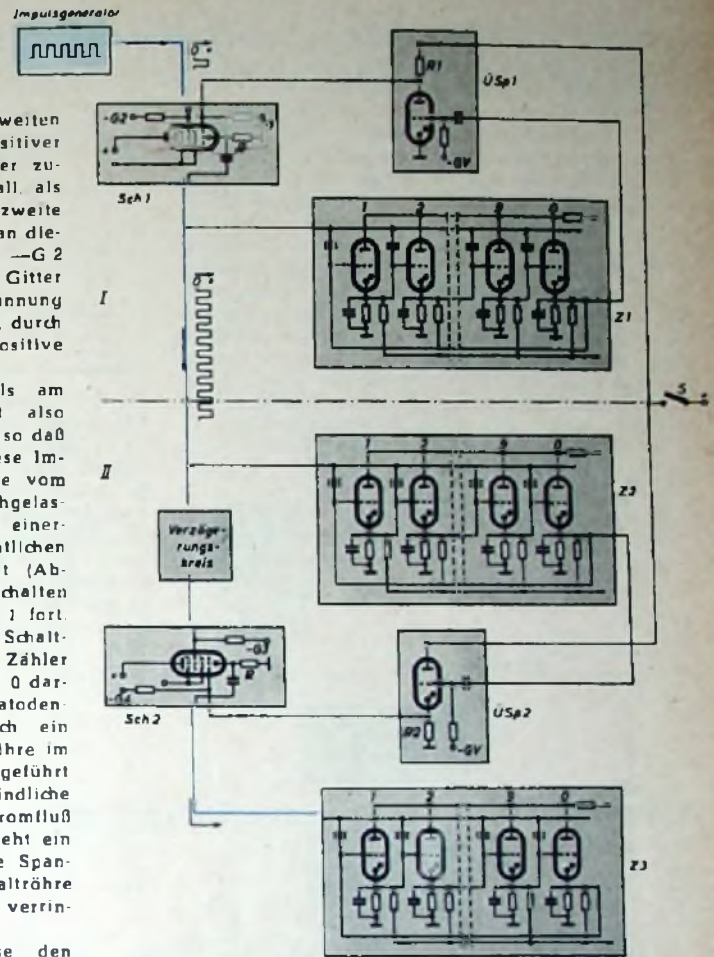
Nachdem also 10 Impulse den Schaltkreis passiert haben, wird der weitere Durchlauf von Impulsen gestoppt. Die durchgelassenen 10 Impulse können nun nicht sofort zum Zähler Z 3 ge-langen, da auf dem Weg dorthin neben einem Kreis, der die Impulse um einen bestimmten Betrag zeitlich verzögert, nochmals ein Schalt-kreis Sch 2 liegt, der ähnlich wie der Kreis Sch 1 aufgebaut ist. Da an dessen 1. Gitter eine negative Spannung $-G 4$ liegt, ist er zunächst gesperrt.

Im Zähler Z 2 wurde der Wert 3 eingestellt. Die von Sch 1 kommenden 10 Impulse schal-ten daher diesen Zähler fort. Der 7. Impuls zündet die Röhre in $USp 2$. Dadurch wird die Sperrspannung am 1. Gitter der Röhre in Sch 2 kompensiert und der 8., 9. und 10. Impuls ge-langen nunmehr an den Eingang des Zählers Z 3 und schalten diesen vom ursprünglich ein-gegebenen Wert 4 zum Wert 7 weiter. Der Verzögerungskreis hat dafür zu sorgen, daß ein Impuls, der von Sch 2 durchgelassen werden soll, erst dann ankommt, wenn dort die Umschaltspannung am 1. Gitter bereits wirk-sam ist. Ähnlich wie beim elektromechani-schen Beispiel sind auch hier die zur Weiter-leitung eines etwa entstehenden Übertrags notwendigen Einrichtungen fortgelassen worden.

1.5 Der Übergang zum binären Zahlensystem

Rechenmaschinen, die nach dem eben beschrie-benen Prinzip mit dekadischen Ringzählern arbeiten, benötigen einen großen Aufwand an Röhren. In jedem der Zähler Z 2 und Z 3 des Rechenwerks ist zu jedem gegebenen Zeit-punkt nur jeweils eine Röhre im aktiven Zu-stand, alle anderen sind ausgeschaltet. Von jeweils 10 Röhren ist also nur immer eine in Betrieb. Wie kann man diesen Aufwand verringern?

Bei Beibehaltung des dekadischen Zahlen-systems zeigt sich hierzu zunächst kein Weg. Dieses System ist jedem so geläufig, daß



man zunächst gar nicht daran denkt, daß Zählen und Rechnen auch mit anderen Zäh-lensystemen möglich sind. Dabei ist es noch gar nicht lange her, daß das früher sehr ge-bräuchliche 12er-System auch in Deutschland noch benutzt wurde.

Beim Dezimalsystem haben die Ziffern der einzelnen Dezimalstellen Werte von 0... 9. Die Stellen selbst werden durch die Potenzen mit der Basis 10 gekennzeichnet. Eine Dezimalzahl ist also nach dem Schema

$$a_0 \cdot 10^0 + a_1 \cdot 10^1 + a_2 \cdot 10^2 + \dots + a_n \cdot 10^n$$

aufgebaut wobei die Faktoren $a_0 \dots a_n$ Werte zwischen 0 und 9 haben.

Solange man nun die Basis 10 beibehält, muß man in jeder Stelle die Möglichkeit zur Zäh-lung bis zum Wert 10 vorsehen, erst nach dem Eintreffen der 10 Werteinheit kann ein Über-trag in die nächsthöhere Stelle erfolgen und die Zählung in der Eingangsstelle erneut von vorn, also mit Null begonnen. Die Zähler in den einzelnen Stellen müssen also bis zu einem Endwert zu zählen ermöglichen, der gleich der Basis des verwendeten Zahlen-systems ist. Dieser Endwert der Zähler wird offenbar bei einer Zahl, die nach dem Schema

$$b_0 \cdot 2^0 + b_1 \cdot 2^1 + b_2 \cdot 2^2 + \dots + b_n \cdot 2^n$$

aufgebaut ist, am geringsten. Eine solcher-maßen gebildete Zahl heißt „Binärzahl“.

Die Zähler zur Darstellung der einzelnen Fak-toren $b_0 \dots b_n$ brauchen dann lediglich nur noch bis zu zwei Werten, nämlich von 0 bis 1, zu zählen. Ein derartiger Zähler kann bei Verwendung von gittergesteuerten Gasent-ladungsröhren, die der Einfachheit wegen bei den einführenden Betrachtungen immer heran-gezogen wurden, mit nur zwei Röhren auf-gebaut werden (etwa der Zähler BZ im Bild 4). Nun sei die Darstellung einer solchen Binär-zahl mit Hilfe der bereits erwähnten binären Zähler betrachtet. Die Ausgangstellung ist

auch hier wieder die Nullstellung. Beim ersten eintreffenden Impuls wird der Zähler der niedrigsten Stelle der Binärzahl auf 1 (dafür schreibt man auch zur Unterscheidung zum Dezimalsystem „L“) gestellt. Beim nächsten Impuls wird dieser Zähler auf 0 zurückgestellt, gleichzeitig aber erfolgt ein Übertrag auf die nächsthöhere Stelle; der entsprechende Zähler wird damit auf L gestellt. Beim dritten ankommenden Impuls wird lediglich der Zähler der niedrigsten Stelle wiederum auf L weitergerückt. Beim vierten Impuls wird die niedrigste Stelle erneut rückgestellt, der dadurch ausgelöste Übertragsimpuls schaltet den Zähler der zweiten Stelle ebenfalls auf 0 zurück, so daß schließlich der daraus resultierende Impuls den Zähler der dritten Binärstelle auf L schaltet. Die weiteren Schaltfolgen bis zu 10 Impulsen sind in Tab. I dargestellt.

Tab. I. Schaltfolgen bis zu 10 Impulsen

Einstellung der Binärzähler				registrierte Impulzzahl (dezimal)
$b_3 \cdot 2^3$	$b_2 \cdot 2^2$	$b_1 \cdot 2^1$	$b_0 \cdot 2^0$	
0	0	0	0	0
0	0	0	L	1
0	0	L	0	2
0	0	L	L	3
0	L	0	0	4
0	L	0	L	5
0	L	L	0	6
0	L	L	L	7
L	0	0	0	8
L	0	0	L	9
L	0	L	0	10

1.8 Der grundsätzliche Aufbau
Die Rechenwerke moderner elektronischer Rechenmaschinen führen eine Grundrechnungsart, z. B. die Addition zweier (zumeist mindestens zehnstelliger) Zahlen, etwa innerhalb einer Millisekunde oder weniger aus. Diese Rechengeschwindigkeit wird nun nicht voll ausgenutzt, wenn man bei einem aus mehreren Teillösungen zusammengesetzten Problem die einzelnen Aufgaben schrittweise löst und erst dann, wenn ein Teilresultat vorliegt, die weiteren Zahlen in die Maschine eingibt und die auszuführende Operation (beispielsweise Addition, Multiplikation) bestimmt.

Zweckmäßigerweise werden vor Beginn der eigentlichen Rechenarbeit in die Maschine alle zur Lösung der Aufgabe notwendigen Zahlenangaben eingegeben, zugleich mit allen Anweisungen, die bestimmen, welche Operationen die Maschine mit den betreffenden Zahlen und den anfallenden Zwischenresultaten vorzunehmen hat. Vor Beginn der Rechenarbeit der Maschine muß deshalb vom Bediener ein Rechenplan aufgestellt werden, durch den der Verlauf der Rechenarbeit in der Maschine vorausschauend genau festgelegt wird.

der Befehl durch einen Impuls auf der Additionsleitung gegeben, so wird der normalerweise gesperrte Schaltkreis Sch 1 nur dann leitend, wenn in A_x eine L eingetragen ist. Ist dies der Fall, so unterbricht der dadurch erzeugte negative Impuls den Stromfluß der normalerweise leitenden Röhre im Schaltkreis Sch 2, da im Ruhezustand beide Gitter auf Katodenpotential liegen. Hierdurch wird aber an der Anode dieser Röhre ein positiv gerichteter Impuls erzeugt, der nun seinerseits den

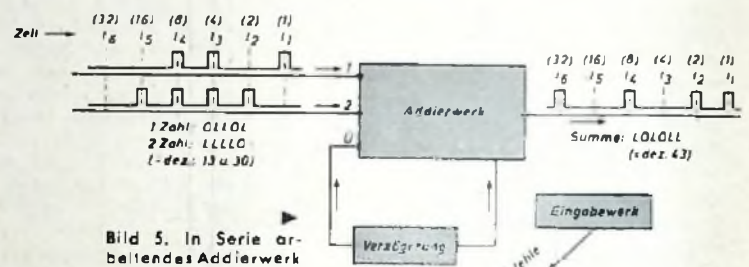
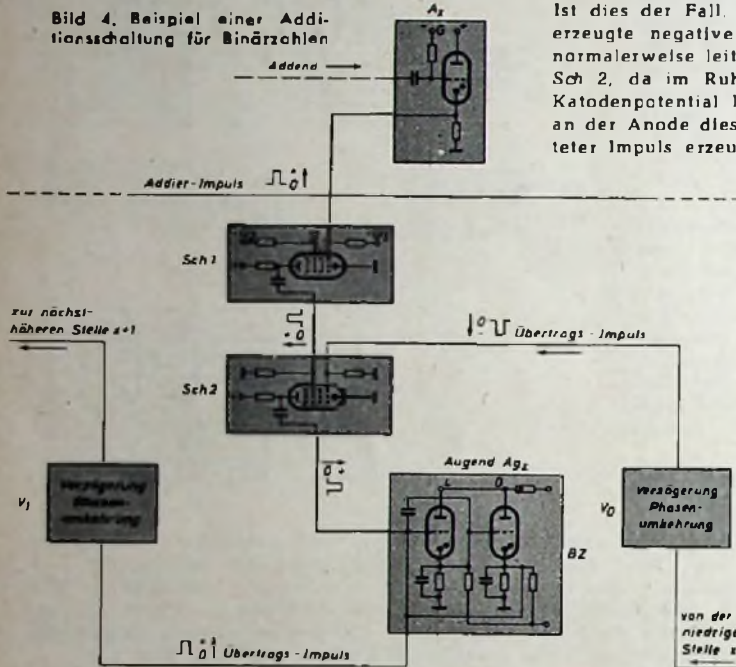
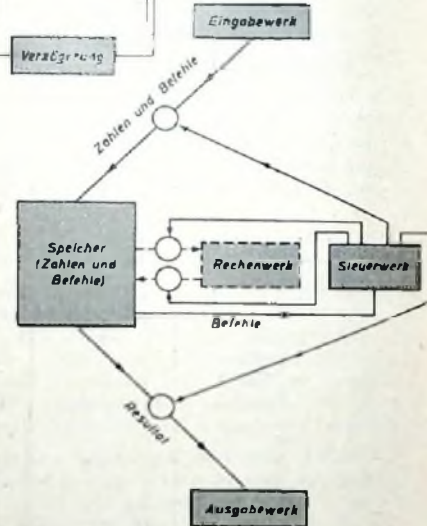


Bild 6. Schema des grundsätzlichen Aufbaus einer programmgesteuerten elektronischen Rechenmaschine



Binärzahlen schreibt man ähnlich wie eine Dezimalzahl, beispielsweise 011011 für den dezimalen Wert 27. Besonders am Anfang empfiehlt es sich, zur Interpretation einer Binärzahl die zugehörigen 2er-Potenzen über die einzelnen Binärstellen zu schreiben, also hier

32 16 8 4 2 1
0 1 1 0 1 1 (= 27)

Einsparungsgründe sind es jedoch nicht allein, die die Rechenmaschinentechner veranlassen, das gewohnte Dezimalsystem zu verlassen. Wichtig sind auch die einfachen Rechenregeln, die sich bei der Benutzung des binären Systems ergeben. Beispielsweise gibt es bei der Addition zweier Binärziffern überhaupt nur zwei mögliche Resultate, nämlich nur 0 oder L. Dementsprechend sind auch die elektronischen Schaltungen zur Durchführung dieser Operationen einfacher aufzubauen.

1.6 Beispiel einer binären Additionsschaltung für Binärzahlen

Bild 4 zeigt die Einrichtungen, die zur Addition zweier mehrstelliger Binärzahlen notwendig sind. Dargestellt sind jedoch nur die Mittel für eine Binärstelle. Die zu addierende Zahl wird im Addendenregister eingetragen. A_x ist hiervon der Teil zur Eintragung der Ziffer, die zur Stelle x gehört. Da diese Ziffer ja nur 0 oder L sein kann, befindet sich die Röhre in A_x entweder im gelöschten oder im gezündeten Zustand. Entsprechend wird die zur betreffenden Stelle x gehörige Ziffer des Augenden in Ag_x eingetragen. Wird der Ad-

Binärzähler BZ um eine Wertstufe weitergeschaltet. War in diesem Zähler bereits eine L registriert, so erfolgt mit der Nullstellung die Auslösung eines Übertragungsimpulses, der der nächsthöheren Stelle x + 1 zugeführt wird. Damit er dort nicht gleichzeitig mit einem durch den Addierimpuls ausgelösten Impuls aus dem Addendenregister eintrifft, wird er verzögert weitergegeben. Gelangt er somit an den betreffenden Schaltkreis Sch 2, so sperrt er den Stromfluß und verursacht eine positive Impulsabgabe an den Zähler der Stelle x + 1.

1.7 Parallel und in Serie arbeitende Rechenwerke

Bei dem eben beschriebenen Rechenwerk liegen die den einzelnen Stellen zugeordneten Additionseinrichtungen stellenmäßig nebeneinander oder, wie man auch sagt, parallel. Statt dessen kann man aber auch nur eine einzige Additionseinrichtung verwenden, in die zeitlich nacheinander die Ziffern der zu addierenden Zahlen stellenweise eingegeben werden. Eine solche Vorrichtung zeigt Bild 5. Man nennt eine nach diesem Prinzip aufgebaute Maschine eine in Serie arbeitende Maschine. Offensichtlich ist zunächst, daß eine parallel arbeitende Maschine für das Rechenwerk einen größeren Aufwand benötigt als die in Serienbetrieb laufende Maschine. Dafür läßt sich aber bei Parallelbetrieb eine kürzere Rechenzeit erreichen. Da das Rechenwerk zwar einen wichtigen Teil der gesamten Maschine darstellt, aber eben doch nur einen Teil, verweisen sich bei der Betrachtung der ganzen Maschine die Grenzen zwischen Vor- und Nachteilen.

Ein solcher Rechenplan wird das „Rechenprogramm“ genannt. Ist ein Rechenprogramm aufgestellt, so wird es in die Maschine, etwa mit einem Fernschreiber, eingegeben. Innerhalb der Maschine wird es in elektrischer Form in einem Speicher, beispielsweise nach dem Prinzip der magnetischen Tonaufnahme auf einem Magnetband, festgehalten. Mit Beginn der Rechenarbeit in der Maschine gelangen dann die Zahlenangaben vom Speicher in der vorausgesehenen Reihenfolge in das Rechenwerk. Die Zwischenergebnisse werden ebenfalls dorthin übertragen, wenn sie nicht unmittelbar zum weiteren Fortgang der Rechnung gebraucht werden.

Sämtliche Vorgänge innerhalb der Rechenmaschine werden vom Steuerwerk ausgelöst, das seine Anweisungen ebenfalls vom Speicher erhält. Die Steuerung erfolgt in der Hauptsache durch Betätigung der elektronischen Schaltkreise, die in den Verbindungen zwischen den einzelnen Teilen der Rechenmaschine liegen. Bild 6 zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer programmgesteuerten elektronischen Rechenmaschine

(Wird fortgesetzt)

WEGMESSUNGEN

Grundprinzip einer jeden Messung muß es sein, dem zu messenden Vorgang so wenig Energie wie irgend möglich zu entnehmen, um ihn nicht zu beeinflussen und den Meßwert nicht zu verfälschen. Bei einer Weg- oder Streckenmessung bedeutet das, daß die Kraft zur Betätigung des Meßwertaufnehmers so gering wie möglich sein muß. Mit elektrischen Verfahren läßt sich diese Forderung vollständig erfüllen. Es sind Schaltungen und Verfahren anwendbar, bei denen keine mechanische Berührung zwischen Meßobjekt und Meßwertaufnehmer auftritt.

Induktive Geber

Eine Schaltung zur Messung von Wegen auf induktiver Grundlage zeigt Bild 1. Im Inneren eines unmagnetischen Röhrchens, das zwei Spulen trägt, ist ein leicht verschiebbarer Kern aus einem magnetischen Material angebracht. Die Spulen liegen in einer Brückenschaltung, die mit einer Wechselspannung (50 Hz bis etwa 500 kHz) gespeist wird. Bei

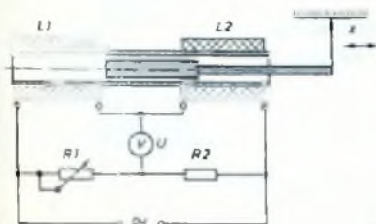


Bild 1. Aufbau eines induktiven Gebers zur Wegmessung

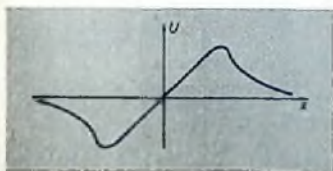


Bild 2. Verlauf der Brückendiagonalspannung bei der Anordnung nach Bild 1

findet sich der Kern genau in der Mitte zwischen beiden Spulen, dann sind auch ihre Induktivitäten L_1 und L_2 genau gleich. Sind die Brückenwiderstände R_1 und R_2 ebenfalls gleich, dann ist die Brücke abgeglichen und in der Brückendiagonale keine Spannung meßbar. Verschiebt man den Kern aus seiner Symmetrielage nach rechts, dann vergrößert sich L_2 im gleichen Maße, wie sich L_1 verkleinert, und es tritt in der Brückendiagonale eine Spannung auf, die nach Größe und Richtung in einem bestimmten Bereich der Verschiebung des Kernes proportional ist (Bild 2).

Die Länge des linearen Teiles der Kennlinie ist vom Aufbau des Wandlers abhängig; man kann nach dieser Methode Verschiebungen von 100 mm und mehr messen. Andererseits lassen sich aber auch sehr geringe Verschiebungen anzeigen. Nach diesem Prinzip arbeitende Wegaufnehmer mit Gesamtmeßwegen von $\pm 0,5$ mm ermöglichen die Messung von Wegänderungen von $0,05 \mu = 5 \cdot 10^{-6}$ mm. Wege von $1 \mu = 10^{-3}$ mm werden mit einer Genauigkeit von 2% gemessen. Die Messung mit derartigen induktiven Gebern kann auf zwei Wegen erfolgen. Die im Bild 1 dargestellte Schaltung arbeitet nach dem Ausschlagverfahren. Bild 3 zeigt das Blockschaltbild der Meßanordnung. Die bei

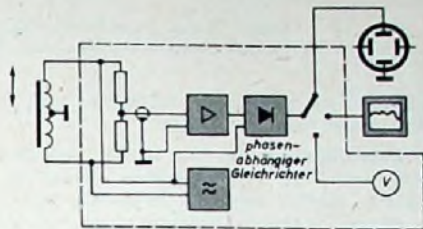


Bild 3. Ausschlagmethode für statisch-dynamische Messungen

einer Kernverschiebung auftretende Brückendiagonalspannung wird verstärkt, phasenabhängig gleichgerichtet und dann angezeigt. Je nach dem Frequenzbereich der Meßgröße finden Zeigerinstrumente für zeitlich konstante oder nur sehr langsam schwankende Meßgrößen, direkt schreibende Oszillografen für Frequenzen bis zu etwa 100 ... 300 Hz, Lichtstrahl-Schleifenzosillografen für Frequenzen bis zu 20 kHz und unter Umständen Elektronenstrahl-Oszillografen für noch höhere Frequenzen Anwendung. Die Genauigkeit ist bei diesem Verfahren von der Konstanz aller Betriebswerte, wie Brückenspeisespannung, Verstärkung des Verstärkers, Gleichrichtung usw., abhängig. Durch entsprechende Stabilisierungsmaßnahmen lassen sich auch über längere Zeiten Genauigkeiten von 1,5% erreichen.

An Stelle einer Messung der Brückendiagonalspannung ist es bei der Schaltung nach Bild 1 auch möglich, durch Änderung des Widerstandsverhältnisses der Brückenwiderstände R_1 und R_2 die Brücke wieder so abzugleichen, daß die Diagonalspannung Null ist. Bild 4 zeigt das Blockschaltbild dieses Kompensationsverfahrens. Der Meßwert

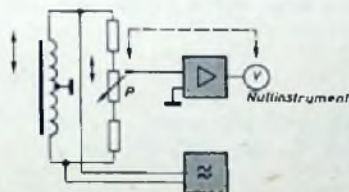


Bild 4. Kompensationsmethode für statische Messungen

wird hier durch die Stellung des Schleifers des Abgleichpotentiometers P angezeigt, den man von Hand so verstellt, daß der Ausschlag am Anzeigeelement, das in diesem Falle nicht geeicht zu sein braucht, verschwindet. Naturgemäß ist dieses Verfahren nur für sehr langsam verlaufende Wegänderungen geeignet; sein Vorteil ist, daß es weitgehend unabhängig von den oben erwähnten Betriebsparametern arbeitet. Die Genauigkeit hängt praktisch nur von der Linearität des verwendeten Gebers und von der Eichung des Abgleichpotentiometers P ab.

Die Meßwertverstärker bekannter Firmen eignen sich im allgemeinen sowohl für Messungen nach dem Ausschlag- als auch nach dem Kompensationsverfahren. Zwischen Meßwertumwandler und Verstärkereingang können dabei Leitungen bis zu einigen hundert Meter Länge liegen. Es empfiehlt sich jedoch die Verwendung abgeschirmten Kabels, da die Brückendiagonalspannungen relativ niedrig sind. Bei einer Brückenspeisespannung von 2 V und einer Verschiebung von 0,001 mm ist

die Diagonalspannung etwa 0,25 mV. Die meisten Geräte verwenden Brückenspeisespannungen von etwa 2 ... 30 V.

Ein anderer Aufbau eines induktiven Wegaufnehmers ist im Bild 5 dargestellt. Auf ein unmagnetisches Röhrchen sind drei Spulen ge-

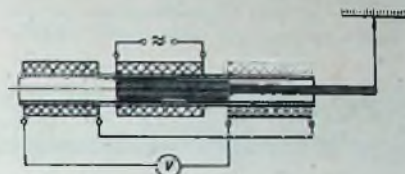


Bild 5. Wegaufnehmer nach dem Differentialtransformator-Prinzip

wickelt, von denen die mittlere mit der Speisespannungsquelle verbunden ist. Innerhalb des Röhrchens ist wieder ein magnetischer Kern (Ferrit) leicht verschiebbar angebracht. Die Anordnung wirkt bei entsprechender Polung der beiden äußeren Spulen als Differentialtransformator. Befindet sich der Kern in der Mittellage, dann sind die von der Erregerwicklung in den beiden äußeren Spulen induzierten Spannungen gleich und heben sich auf. Bei einer Verschiebung des Kernes erhöht sich die von der Erregerwicklung in der einen Spule induzierte Spannung im gleichen Maße, wie sie sich in der anderen verringert. Die Ausgangsspannung ändert sich bei Verschiebung des Kernes nach einer ähnlichen Funktion wie im Bild 2. Eine Brückenschaltung im Meßgerät ist bei diesen Wegaufnehmern nicht erforderlich. Die Schaltung der Spulen läßt sich auch umkehren; es werden Aufnehmer hergestellt, bei denen in die beiden äußeren Spulen eingespeist und die Ausgangsspannung an der mittleren abgenommen wird. Die Wirkungsweise ändert sich dadurch jedoch nicht.

Die bisher beschriebenen Wegaufnehmer beruhen auf dem Prinzip der Verschiebung eines Kernes innerhalb einer Spulenordnung. Da der Kern sehr klein und leicht ausgeführt ist, kann er auch schnelleren Bewegungen bis zu Frequenzen von etwa 1000 Hz nach folgen. Es ist jedoch immer eine Verbindung zwischen Kern und Meßobjekt erforderlich, und der Kern muß Rückstellfedern zur Sicherung seiner Nulllage erhalten. Wenn man auch die Rückwirkung des Aufnehmers auf das Meßobjekt durch entsprechende Wahl der Federn geringhalten kann (im Mittel ist der Druck des Aufnehmers etwa 20 g), so gibt es doch Anwendungsgebiete, bei denen eine Berührung des Meßobjektes vermieden werden muß. Bild 6 zeigt eine Anordnung zur berührungslosen Messung der radialen Verlagerung einer rotierenden Welle. Die beiden Prüfspulen bilden, wie im Bild 1, zwei Zweige einer Brückenschaltung. Den verschiebbaren Kern stellt hier der Prüfling dar, dessen Ver-

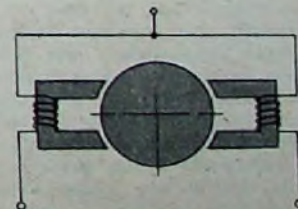


Bild 6. Anordnung zur berührungslosen Messung der Verlagerung einer umlaufenden Welle

lagerungen eine Änderung der Luftspalte der Aufnehmer und dadurch eine Änderung der Induktivität der Prüfspulen bewirken. Naturgemäß läßt sich mit diesem Verfahren ein größerer Frequenzbereich erfassen. Die Meßwertaufnehmer können sehr klein ausgeführt werden (Bild 7).

Außer in der Brückenschaltung können diese Aufnehmer auch in einer Transformatorschaltung betrieben werden (Bild 8), wenn sie neben der Primärwicklung noch eine Sekundärwicklung haben. Die Sekundärspulen der beiden Aufnehmer sind gegeneinander geschaltet. Ändern sich bei der Verlagerung der Welle die Luftspalte der beiden Aufnehmer, dann treten an den Sekundärspulen verschiedene hohe Spannungen auf, deren Differenz



Bild 7. Tastlose Wegaufnehmer „Tr“ der Hottinger-Meßtechnik GmbH

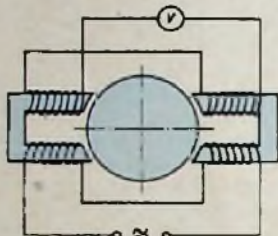


Bild 8. Induktive Gabel in Transformatorschaltung

angezeigt wird. Bei dieser Schaltung ist auch ein Kompensationsverfahren möglich, indem man am Meßobjekt nur einen Aufnehmer anbringt und den bei Verlagerung des Meßobjektes auftretenden Instrumentenausschlag durch Verstellen des Luftspaltes eines zweiten, entsprechend geeichten Aufnehmers wieder kompensiert.

Kapazitive Wandler

Die Kapazität eines Kondensators, der aus zwei Platten mit der Fläche A besteht, die voneinander den Abstand d haben, ist

$$C = \frac{\epsilon \cdot A}{d}$$

Durch eine mechanische Verschiebung können sowohl A als auch d verändert werden. Dadurch ergibt sich eine Änderung der wirksamen Kapazität, die man in geeigneter Weise anzeigen kann. Im allgemeinen wird jedoch nur die Änderung des Plattenabstandes d zur Erfassung der Meßgröße benutzt. Für eine kleine Verschiebung Δd ergibt die Rechnung eine relative Kapazitätsänderung von

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\Delta d}{d} + \left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2 + \dots \approx -\frac{\Delta d}{d}$$

Die Kapazitätsänderung ist also bei kleinen Verschiebungen der Abstandsänderung der Platten direkt proportional. Aus dem Meßprinzip geht hervor, daß das kapazitive Verfahren besonders gut zur berührungsfreien Wegmessung geeignet ist, da die eine Elektrode meistens auf Erdpotential liegt und daher vom Meßobjekt selbst gebildet werden kann. Eine Ausführung eines kapazitiven Wandler als Innenfeintaster zur genauen Bestimmung des Durchmessers von Bohrungen zeigt Bild 9. Über die Taststifte wird der Meß-

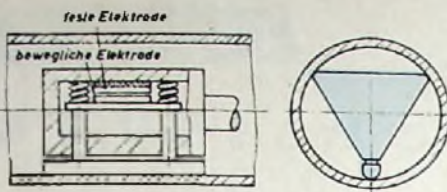
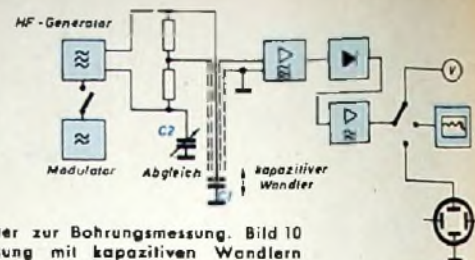


Bild 9 (links). Kapazitives Mikrometer zur Bohrungsmessung. Bild 10 (rechts). Brückenschaltung zur Messung mit kapazitiven Wandlern



wert auf die bewegliche Elektrode, die auf Erdpotential liegt, übertragen.

Die Kapazitätsänderung läßt sich auf verschiedene Weise in ein elektrisches Signal umwandeln. Bild 10 zeigt ein Brückenverfahren. Die beiden äußeren Brückenarme werden durch den Meßkondensator C_1 und den Abgleichkondensator C_2 gebildet. Zur Speisung der Brücke verwendet man wegen der geringen Absolutwerte der Kapazitäten Hochfrequenz von einigen hundert Kilohertz. Das erfordert jedoch entsprechende Abschirmmaßnahmen. Die Schaltung ist so gewählt, daß der Einfluß der Leitungskapazitäten durch Verwendung eines Meßkabels mit doppelter Abschirmung ausgeschaltet wird. Die Brückenausgangsspannung gelangt über HF-Verstärker, Gleichrichter und NF-Verstärker zu den entsprechenden anzeigenden oder schreibenden Meßgeräten. Bei statischen Messungen, bei denen sich der Meßwert zeitlich nur sehr langsam ändert, würde am Demodulatorausgang jedoch eine Gleichspannung auftreten. Um die Schwierigkeiten einer Gleichspannungsverstärkung zu umgehen, wird daher bei statischen Messungen die Speisungspannung der Brücke mit einer Tonfrequenz moduliert, die nach der Demodulation leicht weiter verstärkt werden kann. Auf diese Weise ist bei einer entsprechenden Eichung von C_2 auch ein Kompensationsmeßverfahren möglich. Mit dem beschriebenen Verfahren lassen sich Verschiebungen von noch weniger als $0,0002$ mm messen.

Eine weitere Schaltung zur Messung geringer Kapazitätsänderungen zeigt Bild 11. Ein Hochfrequenzgenerator speist einen Schwingkreis, der aus einer Spule hoher Güte und dem

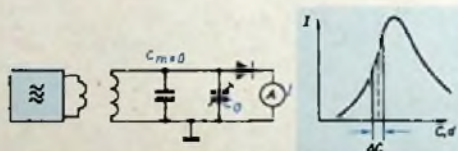


Bild 11. Verfahren der halben Resonanzkurve zur Messung kleiner Kapazitätsänderungen

Meß- sowie Abgleichkondensator besteht. Durch eine Veränderung der Kapazität des Meßkondensators ändert sich der Scheinwiderstand des Schwingkreises und damit auch die an ihm entstehende Spannung, wenn der Generator einen hohen Innenwiderstand hat. Wird der Arbeitspunkt durch entsprechende Einstellung der Abgleichkapazität C_0 auf die steilste Stelle der Schwingkreisflanke gelegt, dann ergibt die Rechnung bei einer Kapazitätsänderung um ΔC eine Spannungsänderung am Schwingkreis von

$$\frac{\Delta U}{U} \approx 0,5 q \frac{\Delta C}{C_{me\delta} + C_0}$$

Durch die Wahl einer hohen Kreisgüte q lassen sich so sehr geringe Kapazitäts- bzw. Wegänderungen messen.

Dieses Verfahren hat den Nachteil, daß eine Schwankung der Speisefrequenz das Meßergebnis sehr stark fälscht. Eine Frequenz-

änderung von 10^{-4} entspricht einer Kapazitäts- bzw. Wegänderung von $2 \cdot 10^{-4}$. Dieses Meßverfahren ist daher nur für rasch verlaufende dynamische Messungen geeignet, bei denen eine langsam verlaufende Änderung der Speisefrequenz keinen störenden Einfluß ausüben kann, solange der Arbeitspunkt dabei nicht wesentlich aus dem linearen Bereich der Schwingkreisflanke herauswandert.

Persönliches

S. Steidinger 50 Jahre alt



Der technische Leiter der Firma Dual Gebrüder Steidinger in St. Georgen/Schwarzwald, Herr S. Steidinger, feierte am 19. August 1957 seinen 50. Geburtstag.

Wer die Entwicklung der Schwarzwälder Industrieunternehmen näher kennt, wird sich nicht wundern, daß auch Siegfried Steidinger — wie seine übrigen Brüder — in ganz jungen Jahren schon tatkräftig im väterlichen Betrieb mithelfen mußte. Er hat regelrecht von der Pike auf gedient, und das Vorwärtskommen wurde ihm nicht leicht gemacht. Trotz der aufstrebenden Tendenz der väterlichen Firma und der Anspannung aller Kräfte verließ er diese immer wieder für einige Jahre, um seine praktischen Kenntnisse durch ein theoretisches Studium zu ergänzen und die Ausbildung als Betriebs-Wirtschaftsingenieur auf Fach- und Ingenieurschulen zielstrebig zu verfolgen.

Im Jahre 1937 übernahm der damals Dreißigjährige bereits die technische Leitung des Betriebes, die er bis auf den heutigen Tag als Geschäftsführer und Teilhaber innehat.

Siegfried Steidinger hat auf der Fertigungsseite die Entwicklung des Phonographen vom manuell betätigten „Grammophon“ mit Federwerk bis zum elektrischen, viertourigen „High Fidelity“-Plattenwechsler der Gegenwart in allen Phasen miterlebt. Mit der ihm eigenen Zähigkeit und Ausdauer hat er maßgeblich dazu beigetragen, daß die Firma Dual Gebrüder Steidinger nach dem Kriege wieder zu neuer Blüte gelangte.

Obering. F. Zipfel †

Unerwartet verstarb Obering. Friedrich Zipfel am 6. September 1957 im 66. Lebensjahr an den Folgen eines Gehirnschlages. Als technischer Sachbearbeiter der Pressestelle der AEG war er lange Zeit vielen Fachkollegen ein wertvoller Berater. Fast 30 Jahre stand er im Dienste der AEG, bevor er am 1. Juli 1957 in den wohlverdienten Ruhestand trat. Dem unermüdlichen Arbeiter war es leider nur allzu kurze Zeit vergönnt, unbeschwert von täglichen dienstlichen Aufgaben an seinem wohlverdienten Lebensabend allen seinen Neigungen zu leben. Als Mitglied der Technisch-Literarischen Gesellschaft (Teil), der er seit vielen Jahren angehörte, war er zeit seines Lebens an allen Fragen der technischen Publizistik äußerst interessiert.

Schweißzeitbegrenzer mit elektronischer Schweißstromkontrolle

Bei Schweißungen mit Widerstandschweißmaschinen, bei denen es auf ein genaues Begrenzen der im Schweißgut tatsächlich umgesetzten Energie ankommt, reichen die üblichen Begrenzer, die nur die Zeit exakt festlegen, nicht mehr aus. Nur wenn bei einer Widerstandschweißung die Oberfläche des Schweißgutes absolut sauber ist, ergibt sich bei richtiger Einstellung des Schweißzeitbegrenzers eine einwandfreie und saubere Schweißung. Ist aber das Werkstück verzündert, verrostet oder grundiert bzw. lackiert, wie es im Karosseriebau häufig der Fall ist, dann kommt es fast immer zu einer sehr mangelhaften Schweißung, da der Schweißvorgang in solchen Fällen erst dann beginnt, wenn die zwischen den zu verschweißenden Teilen befindliche Isolationschicht durchbrochen wird und die relativ niedrige Schweißspannung nur noch den natürlichen Widerstand im Schweißkreis zu überwinden hat.

Daher versuchte man, einen Begrenzer zu konstruieren, der nicht nur die Zeit, sondern auch die tatsächlich umgesetzte Energie berücksichtigt. Nach Erreichen des gewünschten Anpreßdruckes wird zunächst nur der Schweißtransformator eingeschaltet. Der Begrenzer beginnt erst dann zu arbeiten, wenn die Isolationschicht durchbrochen ist. Eine Schal-

Dadurch zieht das Hauptschütz Sch an, das den Schweißtransformator Tr_1 einschaltet. Fließt der Schweißstrom, dann wird C_1 über R_1 aufgeladen. Erst wenn die Ladespannung von C_1 mit der zur Löschung von $Rö_1$ notwendigen negativen Gitterspannung übereinstimmt, ist die Schweißung beendet, da durch das Löschen von $Rö_1$ das Hauptschütz wieder abfällt. Da C_1 sehr lange geladen bleibt, ist die Steuerung erst wieder betriebsbereit, nachdem C_1 durch Öffnen des Schweißwerkzeuges kurzgeschlossen wurde. Dadurch ergeben sich für jede Schweißung definierte Verhältnisse, die nur durch Verändern von R_1 variiert werden können.

Mit der Beziehung

$$\tau(a) = R_1 [C_1] \cdot C_1 [\mu F]$$

kann man entsprechend dem gewünschten Zeitbereich die Werte für R_1 und C_1 beliebig festlegen. Wichtig ist jedoch, daß man einen guten Kondensator verwendet, damit nicht durch Restströme oder Isolationsfehler die dem Kondensator zugeführte Ladespannung aufgeteilt oder durch Selbstentladung in unzulässig kurzer Zeit wieder abgeführt wird.

Da $Rö_1$ zur Erregung des Hauptschützes nur eine Halbwelle liefert, liegt antiparallel zu $Rö_1$ eine weitere Röhre ($Rö_2$). Im Normalzustand wird $Rö_2$ von einer konstanten negativen Gittervorspannung aus dem Gleichrichter

Gl_2 gespeert. Zündet $Rö_1$, dann erregt ihr Anodenstrom den Wandler W_2 , dessen Sekundärspannung sich der negativen Gittervorspannung von $Rö_2$ gegenphasig überlagert und so die nur um eine Halbwelle gegenüber $Rö_1$ verspätete Zündung von $Rö_2$ bewirkt.

Um die Anodenströme von $Rö_1$ und $Rö_2$ auf den gleichen Wert einstellen zu können, ist in den Anodenkreis von $Rö_2$ der Widerstand R_2 eingeschaltet, da im Anodenkreis von $Rö_1$ die Impedanz des Wandlers W_2 liegt. Man könnte diese Impedanz zwar durch Belastung der Sekundärseite von W_2 mit einem Widerstand verringern, es ist aber zur sicheren Zündung von $Rö_2$ besser, wenn man den Wandler so ausbildet, daß er schon bei geringer Erregung gesättigt ist und dadurch zur Steuerung von $Rö_2$ einen scharfen Impuls abgibt.

Selbstverständlich kann man auch auf die Verwendung eines Hauptschützes in Form eines mechanischen Schalters verzichten und diesen durch zwei entsprechend leistungsfähige Thyatronen oder Ignitronen in Antiparallelschaltung ersetzen. Man benutzt dann die aus dem Wandler W_1 gewonnene Steuerspannung direkt zur Steuerung der Thyatronen im Hauptstromkreis (Ignitronen benötigen eine zusätzliche Verstärkerstufe für die Steuerspannung). Diese Maßnahme ist aber nur bei sehr kurzen Schweißzeiten und hoher Schaltdauerkraft erforderlich.

Antennenrelais für 2-m-Band-Super

Bei Richtantennen, die in Amateurfunkstationen verwendet werden, ist es üblich, den rotary heam für Sendung und Empfang auszunutzen. In diesem Falle muß die Richtantenne je nach Betriebsart entweder an den Empfänger oder an den Sender geschaltet werden. Diese Umschaltung kann mit Hilfe eines keramischen Schalters vorgenommen werden. Vorteilhafter ist es, ein Antennenrelais zu benutzen.

Das Verfahren wurde zum Beispiel bei dem früher beschriebenen 2-m-Super angewandt¹⁾. Dieser Empfänger arbeitet mit einem Vierfach-Druckstagenaggregat, mit dem die Bedienungsfunktionen „Senden — BFO — Kopfhörer — Aus“ betätigt werden. Die Umschaltung von Empfang auf Senden und umgekehrt wird mit einer Drucktaste vorgenommen, über die man die Anodenspannung des Senders und des Empfängers steuert.

Bei Empfang ist die Anodenspannung des Empfängers mit Hilfe der Kontakte c-1 eingeschaltet. Drückt man nun die Taste „Senden“, dann wird die Sender-Anodenspannung durch den linken Kontaktsatz angeschaltet und die Empfänger-Anodenspannung abgetrennt (Kontakte c-1 unterbrochen). Gleichzeitig erhält das Antennenrelais über den Vorwiderstand R_1 (6 kOhm) Spannung und schaltet die Antenne auf den Sender um. In Empfangsstellung, wenn die Taste „Senden“ ausgelöst ist, wird die Antenne an den Empfänger zurückgeschaltet. Die Relaisvorspannung ist dann unterbrochen, ebenso auch, wenn der Empfänger völlig abgeschaltet wird und der Netzteil keinen Anodenstrom mehr abgibt.

Als Relais bewährte sich ein Gleichstrom-Klein-Relais „51“ mit kapazitätsarmen Kontakten von E. Haller & Co. Die Kapazitätswerte der Federn gegeneinander und gegen den Relaiskörper sind kleiner als 1,8 pF. Da zwei Umschaltkontakte vorhanden sind, können beide Zweige der Dipoleitung geschaltet werden. Dieses Relais wird aus dem Netzteil

1) Dieffenbach, W. W.: 7-Röhren-12-Kreis-Super für das 2-m-Band. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 20, S. 603-604

des Empfängers gespeist und an die Anodenspannung angeschlossen. Die Relaispule verbraucht etwa 60 mA. Die Entnahme der zusätzlichen Gleichstromleistung aus dem Empfänger ist unbedenklich, denn der Empfänger wird anodenspannungsmäßig abgetrennt, wenn die Relaispule eingeschaltet ist.

Bei den geringen Abmessungen des benutzten Relais (22x32x34 mm) bereitet der nachträgliche Einbau in den UKW-Super keine Schwierigkeiten. Es wurde eine neue Antennenleiste gefertigt, die eine Doppelbuchse für den Anschluß des 2-m-Dipols sowie eine Durchgangsstülpe für die Einführung der Antennen-Anschlußleitung des Senders enthält. Im Empfänger ist unmittelbar hinter der Antennenleiste genügend Platz für die Relaismontage.

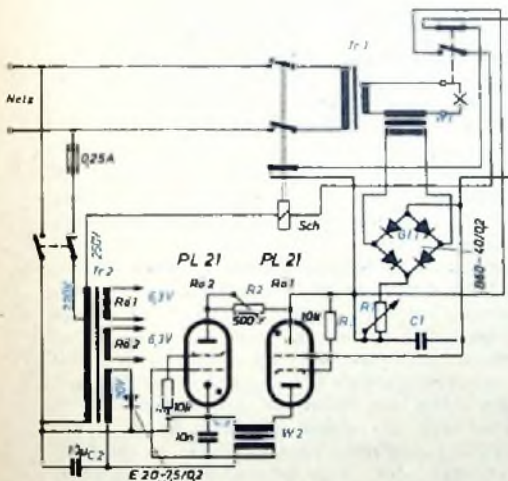


Bild 1. Schaltbild des Schweißzeitbegrenzers mit elektronischer Schweißstromkontrolle. W_1 = Durchständer; Kern M 102 ohne Mittelsteg Dyn. Bl. IV, 50 Blende; jeder Schenkel (insgesamt vier) trägt eine Windung von 40 Wdg. 0,5 mm ϕ CuL (die Windungen müssen phasenrichtig hintereinandergeschaltet werden). W_2 = Kern M 42; Primärwindung 200 Wdg. 0,5 mm ϕ CuL, Sekundärwindung 350 Wdg. 0,1 mm ϕ CuL

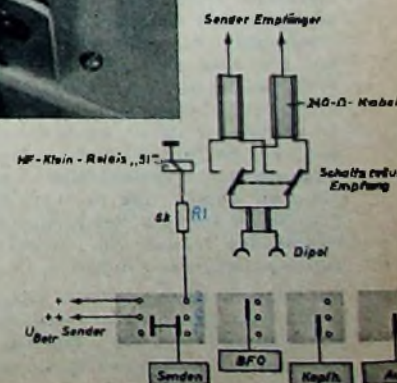
lung, die diesem Umstand Rechnung trägt und die sich in der Praxis bereits sehr gut bewährt hat, ist im Bild 1 dargestellt.

Wesentlich ist, daß das die Dosierung der Energie bestimmende RC-Glied R_1, C_1 seine Speltespannung nicht aus dem Netz, sondern über den Stromwandler W_1 aus dem Hauptschweißstromkreis erhält. Da das Gitterpotential von $Rö_1$, das dem Ladezustand des Kondensators C_1 entspricht, bei Beginn der Schweißung stets Null ist, zündet $Rö_1$ sofort.



Einbau des Relais in den 2-m-Band-Super

Unten: Prinzipschaltung des Antennenrelais



Steuersender für höchste Frequenzkonstanz

Zur Nachrichtenübermittlung im Grenz- und Kurzwellenbereich sind wegen der starken Belegung dieses Frequenzbereichs Geräte mit außergewöhnlich hoher Frequenzkonstanz und Einstellgenauigkeit erforderlich. Für Sender wäre Quarzsteuerung die einfachste Lösung. Sie hat jedoch den Nachteil, daß man an die festen Quarzfrequenzen gebunden ist. Wollte man mit Quarzen den Bereich 1,5 ... 30 MHz beispielsweise schrittweise mit 10 kHz Abstand erfassen, dann ergäbe sich selbst dann ein unerträglich hoher Aufwand an Quarzen wenn man mit Frequenz-Vervielfachung arbeiten würde. Das Ergebnis würde aber immer noch nicht befriedigen, weil bei der heute so überaus dichten Belegung dieses Bandes sogar Sprünge von 10 kHz oft noch zu groß sind. Die Ideallösung bleibt deshalb: kontinuierliche Einstellung mit möglichst hoher Konstanz und Einstellgenauigkeit der Senderfrequenz.

In letzter Zeit sind Verfahren entwickelt worden, die es gestatten, kontinuierlich durchstimmbarer Sender für den Kurzwellenbereich zu bauen, die eine absolute Frequenzkonstanz von ± 20 Hz/24 h und eine Ablesegenauigkeit von etwa 100 Hz haben. Eine solche Anordnung ist z. B. in dem neuen 100-W-Grenz- und Kurzwellensender „S 236“ von Telefunken verwirklicht. Über Prinzip und Wirkungsweise des Steuerteils dieses Senders, das noch nicht allgemein bekannt ist, soll nachstehend berichtet werden.

Prinzipielle Wirkungsweise

Bild 1 zeigt das Blockbild des Steuerteils. Er enthält den jeweils auf die halbe Sollfrequenz abgestimmten Hauptoszillator MO (Master Oscillator). Der Hauptoszillator MO erzeugt die Frequenz f_3 (durchstimmbar von

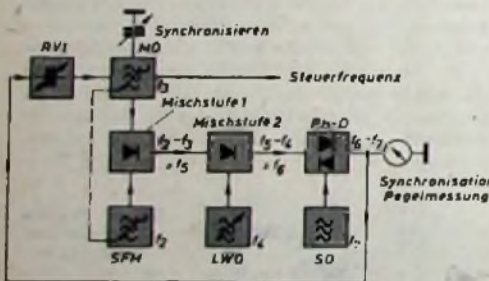


Bild 1. Blockschaltung des Steuerteils des Telefunken-Senders „S 236“

0,55 ... 5 MHz); die Frequenzen 5 ... 12 MHz entstehen durch Mischung mit den Oberwellen eines 2-MHz-Quarzoszillators. Als weitere Stufe enthält der Sender einen Normalfrequenz-Oszillator SFM (Standard Frequency Multiplier), der es gestattet, von 50 zu 50 kHz Frequenzen zu erzeugen, die jeweils 200 bis 250 kHz höher als die Frequenz des Hauptoszillators liegen. Diese Normalfrequenzen haben Genauigkeit und Konstanz einer Quarzfrequenz, da sie durch Oberwellen eines 50-kHz-Generators (der von einem 100-kHz-Quarzoszillator synchronisiert ist) konstantgehalten werden. Die Frequenz f_2 des SFM-Oszillators wird mit der Frequenz f_3 in einer Mischstufe 1 gemischt, wobei $f_2 - f_3$ die Differenzfrequenz f_1 ergibt.

Ein temperaturkompensierter Langwellenoszillator LWO (Long Wave Oscillator) läßt sich kontinuierlich von 110 ... 160 kHz durchstimmen; seine Frequenz sei f_4 . In einer zweiten

Mischstufe 2 wird die Frequenz f_4 des Langwellenoszillators mit der Differenzfrequenz f_1 aus SFM und MO gemischt, so daß sich die neue Differenzfrequenz $f_2 - f_4 = f_5$ ergibt. Die Frequenz f_5 wird auf einen Phasendiskriminator Ph-D gegeben und dort in bezug auf Phase und Frequenz mit der sehr konstanten Frequenz f_6 eines 90-kHz-Oszillators SO (Shift Oscillator) verglichen. Bei richtiger Einstellung sind f_5 und f_6 gleich. Es ergibt sich eine Gleichspannung, die von der Phasenlage zwischen f_5 und f_6 abhängt und von einem Meßinstrument angezeigt wird. Bei Frequenzabweichung entsteht am Phasendiskriminator die Differenzfrequenz $f_6 - f_7$, die eine Frequenzmodulation des Hauptoszillators MO über die Reaktanzröhre RV 1 (Reactance Valve) bewirkt. Ist die Spannungsamplitude dieser Differenzfrequenz so groß, daß der durch sie erzeugte Frequenzhub über die Sollfrequenz läuft, so wird die Ablagefrequenz während dieses Vorganges immer kleiner und nähert sich dem Wert Null. Zur Anzeige gelangt dann der oben erwähnte Gleichspannungswert der den Blindleitwert der Reaktanzröhre auf dem für diese Einstellung maßgebenden Sollwert festhält.

Die Anordnung hat den grundsätzlichen Vorteil, ohne Frequenzvervielfachung zu arbeiten, bei der Frequenzänderungen des Oszillators mit dem Multiplikationsfaktor eingehen. Die Konstanz der beschriebenen Anordnung hängt lediglich von den Fehlern und Abweichungen der beiden Oszillatoren LWO und SO ab, die man aber wegen der niedrigen Frequenz relativ leicht sehr konstant halten kann. Die Fehler dieser Oszillatoren gehen bei jeder Frequenz nur additiv ein. Die Schaltung hat ferner den Vorteil, daß bei der Frequenzumtastung, die am 90-kHz-Oszillator SO durchgeführt wird, der eingestellte Frequenzhub bei Frequenzwechsel erhalten bleibt.

Ein Beispiel soll das Verständnis der Wirkungsweise des Steuerenders erleichtern. Angenommen, es soll in MO eine Frequenz von 3,502 MHz erzeugt werden. Der Oszillator SFM wird auf ein ganzes Vielfaches von 50 kHz eingestellt, so daß die Differenzfrequenz mindestens 200 kHz aber höchstens 250 kHz höher als die Frequenz des Hauptoszillators ist. In unserem Beispiel müßte die Frequenz dann 3,75 MHz sein. Die Differenzfrequenz $f_2 - f_3$ ist $3,75 - 3,502 = 0,248$ MHz. Die Frequenz f_4 , die ja von 110 bis 160 kHz regelbar ist, muß nun so eingestellt werden, daß sich die Differenzfrequenz $f_2 - f_4 = 90$ kHz ergibt, es muß also $f_4 = 248 - 90 = 158$ kHz sein. Dann würde sich am Phasendiskriminator keine Änderung der Spannung ergeben.

Aus dem Beispiel ist ersichtlich, daß die tatsächliche, kontinuierliche Einstellung der Frequenz am Langwellenoszillator LWO vorgenommen wird, während MO und SFM nur schrittweise um jeweils 50 kHz geändert werden, was einer Grobabstimmung entspricht. Da in den weiteren Stufen des Senders die Frequenz des Hauptoszillators noch einmal verdoppelt wird, sind, von der Endfrequenz aus betrachtet, die Schritte MO/SFM jeweils 100 kHz, während mit der Frequenz f_4 des LWO zwischen den 100-kHz-Werten interpoliert wird. Soll etwa in unserem Beispiel die Frequenz auf 3,51 MHz geändert werden, so ist nichts weiter zu tun, als den Langwellenoszillator LWO von 158 auf 150 kHz zu stellen. Dann ist im Phasendiskriminator die Differenzfrequenz $f_6 - f_7$ nicht mehr Null.

Es wird eine Wechselspannung von der Frequenz $f_6 - f_7$ entstehen, die über die Reaktanzröhre RV 1 die Frequenz des Hauptoszillators MO verstimmt (in unserem Beispiel um 8 kHz), bis schließlich $f_5 - f_6$ wieder 90 kHz ist.

Die Schaltung der Strahlblenkröhre E 80 T im SFM-Oszillator

Es ist kaum möglich, durch Frequenzvervielfachung und Aussiebung der Oberwellen eines 50-kHz-Generators (f_1) die im Bereich 0,75 ... 5,25 ($0,55 + 0,2 \dots 5,0 + 0,25$ MHz) benötigten Frequenzen mit 50-kHz-Abstand zu erhalten. Wie bereits erwähnt, wird die 50-kHz-Frequenz f_1 durch Synchronisation eines Multiplikators mit einem 100-kHz-Quarzoszillator

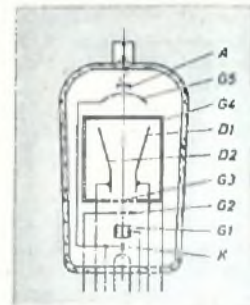


Bild 2. Aufbau der Strahlblenkröhre E 80 T (Valva)

hergestellt. Diese Schaltung enthält keine Besonderheiten. Dagegen ist die Methode der Erzeugung der Vielfachen von 50 kHz bisher noch wenig bekannt. Es wird hierzu die Strahlblenkröhre E 80 T (Valva) benutzt.

Bild 2 zeigt den schematischen Aufbau dieser Röhre. Die Kathode K emittiert einen flachen, bandförmigen Elektronenstrahl. Das Gitter G1 wirkt ähnlich wie der Wehnetzylinder einer Braunschen Röhre: Der Strahl wird gebündelt, und seine Intensität kann mit diesem Gitter geregelt werden; es ist hier also eine Modulation des Anodenstroms möglich. Auch mit dem Gitter G2 ist die Stärke des Anodenstroms zu beeinflussen. Bei 0 V gegen Kathode ist die Röhre gesperrt, während der Anodenstrom bei 70 V seinen höchsten Wert annimmt. Die Gitter G3 und G4 üben keine Steuerfunktionen aus; sie schirmen lediglich die Ablenkplatten D1 und D2 gegen die übrigen Teile der Röhre ab. Das Gitter G4 ist als Platte mit einem schmalen Spalt in der Mitte ausgeführt, dessen Größe so gewählt ist, daß der Elektronenstrahl ungehindert hindurchtreten und auf die Anode gelangen kann, wenn an den Platten D1 und D2 keine Ablenkspannung liegt. Das Gitter G5 und die Anode A üben die gleiche Funktion aus wie bei einer normalen Pentode.

Mit den Platten D1 und D2 ist nun eine seitliche Ablenkung des Elektronenstrahls möglich. Legt man zwischen D1 und D2 eine Wechselspannung an, dann pendelt der Elektronenstrahl hin und her. Er kann also praktisch nur während der Nulldurchgänge durch den Schlitz in G4 zur Anode gelangen. In der übrigen Zeit fließt kein Anodenstrom. Da der Nulldurchgang der Wechselspannung nur relativ kurze Zeit dauert, werden also kurze Anodenstromimpulse erzeugt. Damit ergibt sich die Möglichkeit, den Anodenstrom in seiner Form durch Anlegen einer Wechselspannung an die Ablenkplatten, in seiner Stärke durch Steuerung der Gitter G1 und G2 zu beeinflussen.

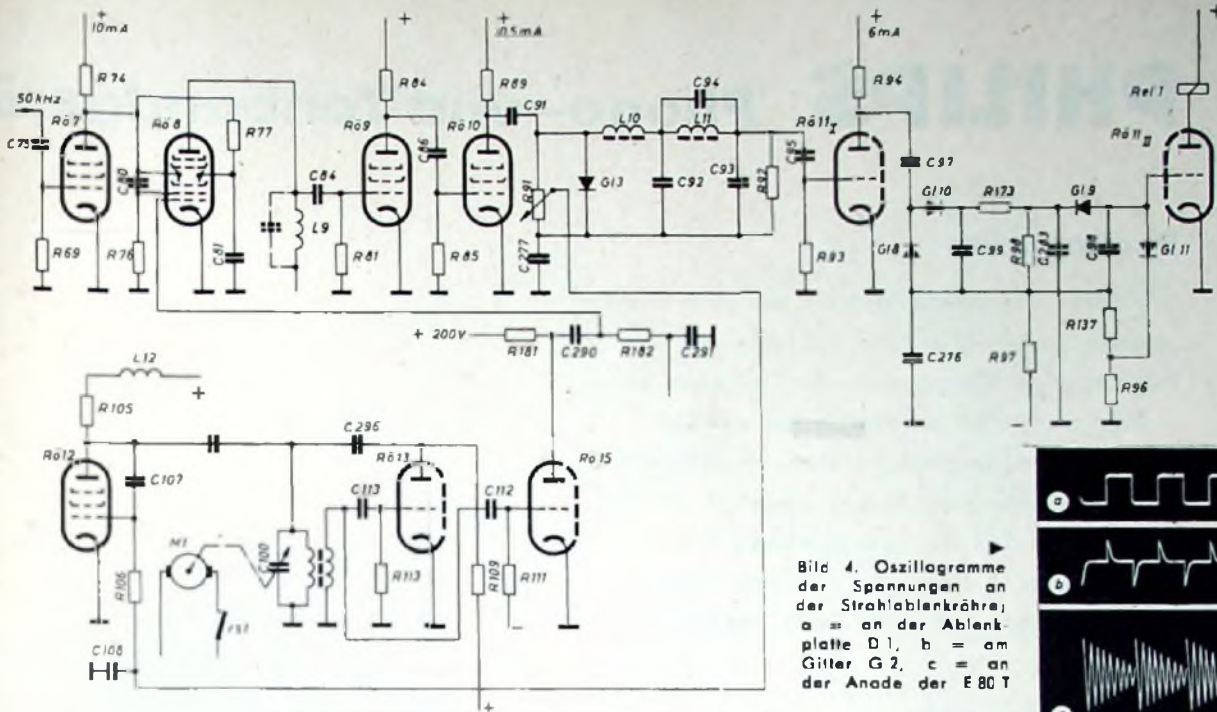


Bild 3. Prinzipschaltbild des SFM-Oszillators mit Nachstimmung

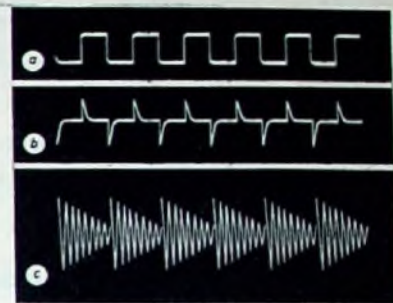


Bild 4. Oszillogramme der Spannungen an der Strahlableitkathode; a = an der Ablenkplatte D1, b = am Gitter G2, c = an der Anode der E80 T

An Hand von Bild 3 soll nun die Funktion der E80 T bei der Herstellung der Rasterfrequenzen erläutert werden. Die quarzstabilisierte 50-kHz-Frequenz wird der Ablenkplatte D1 von R68 zugeführt. D1 ist über Kondensator C80 mit dem Gitter G2 verbunden. Die Ablenkplatte D2 liegt über den Widerstand R77 an D1 — damit auch an der Anode der Trennröhre R67 — und ist mit C81 gegen Masse verblockt. An D2 liegt also eine mittlere Spannung, deren Größe unabhängig von der Anodenwechselspannung von R67 ist. Infolgedessen ist das Potential von D1 je nach dem Augenblickswert der Anodenspannung von R67 höher oder niedriger als das von D2: Der Elektronenstrahl wird also entsprechend abgelenkt.

Bild 3 enthält im unteren Teil den eigentlichen SFM-Oszillator mit R61, dessen Frequenz f_2 ungefähr auf die gewünschte Frequenz von MO plus 200 ... 250 kHz, also auf 0,55 + 0,2 ... 5,0 + 0,25 MHz eingestellt wird. Er kann durch eine Reaktanzröhre nachgestellt werden, worauf noch eingegangen wird. Über die Trennröhre R65 wird die Frequenz f_2 dem Gitter der Strahlableitkathode R68 (E80 T) zugeführt.

Bild 4a zeigt den Verlauf der 50-kHz-Rechteckspannung an der Anode von R67. Über den Kondensator C80 liegt diese Spannung auch am Gitter G2 der Strahlableitkathode R68. Das RC-Glied C80, R76 differenziert die Rechteckspannung jedoch, so daß sich Impulse entsprechend Bild 4b ergeben. Da R68 bei Spannung Null am Gitter G2 gesperrt ist (wie auch bei negativen Spannungen), erfolgt die Öffnung der Röhre nur während der kurzen positiven Impulse am Gitter G2. Diese Impulse wären aber für einen Vergleich mit der wesentlich höherfrequenten Wechselspannung f_2 am Gitter G1 noch viel zu breit. Nun fließt aber nur in der Zeit, in der der Strahl den Schlitz in der Platte G4 überstreicht, ein Strom zur Anode, also nur während des Nulldurchganges der aufsteigenden Flanke der Rechteckspannung an D1; diese Zeit ist sehr kurz. Die am Gitter G1 liegende Wechselspannung f_2 bewirkt daher, daß die Amplitude der Anodenstromimpulse von R68 (Folgefrequenz f_1) abhängig von der Phasenlage zwischen dem Nulldurchgang der Rechteckspannung an D1 und der Wechselspannung f_2 am Gitter G1 wird.

Im Anodenkreis von R68 liegt ein Schwingkreis, der aus L9 und den Röhren- und Schaltkapazitäten besteht und auf ein Vielfaches der Grundfrequenz abgestimmt ist. Dieser Kreis wird durch die Anodenstromimpulse der Strahlableitkathode angestoßen und schwingt dann frei weiter (wobei die Amplitude wegen der Kreisdämpfung abnimmt), bis er einen neuen Anstoß durch den nächsten Impuls erhält. Dies ist im Bild 4c dargestellt, wobei der besseren Übersicht halber ein relativ niedriges Frequenzverhältnis gewählt wurde. Zur weiteren Verarbeitung in den Stufen mit den Röhren R69 und R70 stehen also die im Bild 4c dargestellten gedämpften Schwingungszüge zur Verfügung.

Die Phasenlage zwischen den Nulldurchgängen der 50-kHz-Rechteckimpulse an D1 und der Spannung am Gitter G1 von R68 (Frequenz f_2) soll nun näher betrachtet werden. Bild 5 zeigt einige mögliche Phasenlagen. Im Bild 5a fällt das positive Maximum der Spannung am Gitter G1 (f_2) mit dem Impuls zusammen; die Anodenstromimpulse werden dann immer gleich groß sein. Man erhält also im Anodenkreis ein Vielfaches der 50-kHz-Frequenz, das mit 50 kHz moduliert ist.

Bild 5b zeigt den Fall, daß die Frequenz f_2 am Gitter G1 kein ganzes Vielfaches der Im-

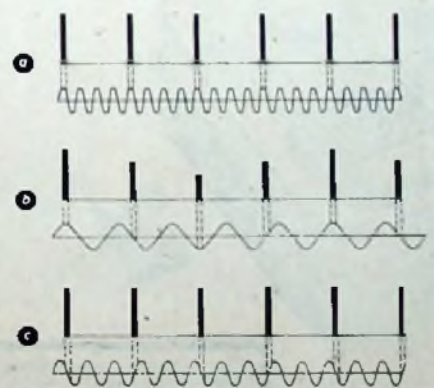


Bild 5. Phasenlage der 50-kHz-Impulse zur SFM-Frequenz (f_2) a = richtige Phasenlage, Anodenstromimpulse gleich groß, b = Phasenunterschied zwischen Impuls und f_2 , Anodenstromimpulse von einer Schwebung überlagert, c = falsche Einstellung, gleich große Anodenstromimpulse, bei einer Schwebungsfrequenz von 25 kHz

pulsfrequenz ist. Die Impulsamplitude im Anodenkreis von R68 ist dann nicht mehr konstant, sondern es ergibt sich eine Schwebung. Wie die Schwingungszüge im Anodenkreis von R68 aussehen, zeigt Bild 6.

Im Bild 5c ist nun noch der Fall dargestellt, daß die Schwebungsfrequenz halb so groß wie die Impulsfrequenz ist. Dabei fallen die Impulse jeweils mit den Nulldurchgängen der Frequenz f_2 zusammen. Bei dieser Phasenlage wären also die Anodenstromimpulse wieder gleich groß, obwohl die Frequenz nicht stimmt. Um diese Einstellung zu verhindern, sind in der Schaltung geeignete Maßnahmen getroffen worden, die noch besprochen werden.

Die Nachstimmung des SFM-Oszillators

Entspricht die Frequenz f_2 des SFM-Oszillators nicht dem Sollwert, dann ändert sich die Phasenlage zwischen Impulsspannung und f_2 , und an der Anode von R68 tritt eine zusätzliche Frequenz auf, wie dies auch aus Bild 6 hervorgeht. Diese Schwebungsfrequenz wird mit R69 und R70 verstärkt und durch die Diode G13 gleichgerichtet. Die entstehende Gleichspannung wird an R91 abgegriffen und der Reaktanzröhre R61 zugeführt, so daß deren Vorspannung sich im Takte der Schwebungsfrequenz ändert. Dabei wird bereits beim ersten Durchlaufen des Frequenzbandes die Sollfrequenz des Oszillators erreicht. Sobald das aber der Fall ist, setzt die Schwebungsfrequenz aus; der Oszillator hat sich also auf der gewünschten Frequenz gefangen. Auf diese Weise wird eine Nachstimmung erreicht, wenn die Frequenzablage kleiner als 7 kHz ist. Ist nun aber die Frequenzabweichung größer als 7 kHz, dann tritt die Röhre R61 in Funktion. Parallel zu R91 und G13 liegt ein Tiefpaß (L10, L11, C92, C93, C94), der die Schwebungsfrequenzen durchläßt, so daß diese



Bild 6. Die Schwingung im Anodenkreis der Strahlableitkathode E80 T (R68) (angestoßener Kreis L9 mit überlagelter Schwebungsfrequenz)

PHILIPS Phono- und Tonbandgeräte

Phonogeräte

Alle Philips Phonogeräte zeichnen sich durch eine moderne Gestaltung in Form und Farbe aus. Hervorragende Klangeigenschaften vereinigen sich in ihnen mit größter Betriebsicherheit und übersichtlichem Bedienungskomfort. Durch eine genormte Aufsteckvorrichtung am Tonarm lassen sich an jedem Geräte-Typ die auswechselbaren Philips Tonköpfe aller Qualitätsstufen anbringen. Diese Vorzüge werden auch Ihre Kunden überzeugen.

Tonbandgeräte

Jeder Laie wird sich schnell mit der einfachen und übersichtlichen Bedienung der Philips Tonbandgeräte anfreunden. Der robuste mechanische Aufbau ist völlig unempfindlich gegen Fehlbedienungen. Über ein Mikrofon, einen Plattenspieler, ein Rundfunkgerät oder ein Telefon können alle akustischen Begebenheiten festgehalten werden. Es bestehen gute Wiedergabemöglichkeiten über den eingebauten Kofferlautsprecher, über ein zweites Lautsprechersystem und ein Rundfunkgerät.



Tonbandkoffer I (EL 3520)

Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/sek. - bis 1 1/2 Stunden Aufnahmedauer - ein Hauptschalter steuert den Bandlauf - Drucktasten lösen die elektrischen Funktionen aus. Schnellstop - Bandzählwerk - getrennte Regler für Aufnahme und Wiedergabe - Aufnahmesperre - gehören zum weiteren Bedienungskomfort. Einschließlich Netzkabel und Leerspule ... DM 438.-
 Kristallmikrofon (EL 6100) ... DM 34.-



Tonbandkoffer II (EL 3516)

3 Bandgeschwindigkeiten 4,75 - 9,5 - 19 cm/sek. machen das Gerät universell verwendbar. Bis zu 6 Stunden Spieldauer mit DIN-18-Spulen. 9 Drucktasten steuern alle mechanischen und elektrischen Funktionen. Automatische Endabschaltung - Bandzählwerk - Klangregler - Aussteuerungskontrolle - Schnellstop - erleichtern weiterhin die Bedienung. Einschließl. Netzkabel und Leerspule ... DM 688.-
 dynam. Mikrofon (EL 6112) ... DM 48.-

Die Aufnahme und Wiedergabe urheberrechtlich geschützter Musik bedarf der Genehmigung der GEMA (Gesellschaft für musikalische Aufführungsrechte, Berlin) und, wenn es sich um Aufnahmen von Industri-Schallplatten handelt oder um Aufnahmen von Rundfunksendungen solcher Industri-Schallplatten und -bänder, der Genehmigung des Schallplattenherstellers. Hierzu

und zu der eventuell erforderlichen Genehmigung der Rundfunkanstalt, des Verbandes deutscher Bühnenschriftsteller und Bühnenkomponisten oder einer Gesellschaft für die Verwertung literarischer Autorenrechte bei der Aufnahme und Wiedergabe musikalischer, musikedramatischer und literarischer Werke weisen wir auf die einschlägigen gesetzlichen Bestimmungen hin.

Programm 1957/58



Mignon (AG 2100)

Der Plattenspieler, der sich selbst bedient, für alle Freunde des perfekten Plattenspielens. Die stabile Mechanik des Phonoautomaten für die beliebte M 45-Platte übernimmt alle Bedienungsgriffe, auch das Reinigen des Saphirs.

DM 74,-;
mit Spannungsumschalter
DM 79,-.

Mignon Phonokoffer (AG 9123)

Phonoautomat Mignon nun auch mit Verstärker und Lautsprecher in geschmackvollem Koffergehäuse als selbständiges Phonogerät für Batteriebetrieb. Eine 6 V-Heizbatterie speist den Transistoren-Verstärker, den Antrieb und die Automatik von Mignon und reicht für 3000 Plattenseiten. In schilfgrüner Ausführung DM 199,-; in Luxusausführung mit Anschluß für Autobatterie DM 218,-; 6 V-Batterie DM 7,90.



HIFI-Plattenspieler (AG 2205)

Ein automatisches Abspielgerät in Tischausführung für höchste Ansprüche. Hervorragende Gleichlaufgenauigkeit durch großen ausgewuchteten Plattenteller. Feinregulierung der 4 Geschwindigkeitsstufen durch Stroboskop mit Glühlampe. Wechselt auch 10 M 45-Platten. Mit umschaltbarem HIFI-Kristallkopf. DM 238,-. Studiausführung mit 2 dynamischen Tonabnehmern, Diamantnadel und Transistor-Vorverstärker. DM 368,-.

Plattenwechsler-Tischgerät (AG 1007)

Dieses Gerät ist „drei in einem“: vollautomatischer Plattenwechsler, automatischer und normaler Plattenspieler mit 4 Geschwindigkeiten für alle Schallplatten. Einfache Bedienung durch 3 Drucktasten. Montiert auf grünem Preßstoffsockel. DM 165,-.



Phonokoffer I (NG 1340)

Ein praktischer Plattenspieler in Kofferausführung mit 4-tourigem Laufwerk in hellbeige oder schilfgrün/hellbeige. DM 98,-; in Luxusausführung mit Kunstlederbezug und langem Tragriemen. DM 119,-.

Plattenwechsler-Box (AG 1207)

Der transportable Plattenspieler (AG 1007) in elegantem schilfgrünen Koffer. DM 198,-. Plattenwechsler-Box (AG 9137) mit 4 Watt-Verstärker und Lautsprecher, Ausführung ähnlich wie oben. DM 298,-.

Phonokoffer III (NG 1360)

Der stabile handliche Koffer mit 4-tourigem Laufwerk, 4-Watt-Verstärker und kräftigem Lautsprecher ist ein selbständiges Abspielgerät in schilfgrün/hellbeige. DM 208,-; in Luxusausführung mit Kunstlederbezug. DM 218,-.



von R6 11/11 verstärkt werden. Die Gitterkombination C 95, R 93 vor R6 11/11 ist jedoch so bemessen, daß die Frequenzen unterhalb von 7 kHz stark geschwächt werden. Die folgenden Betrachtungen gelten also nur für höhere Frequenzen als 7 kHz. R6 11/11 arbeitet als Gleichstromverstärker; in ihrem Anodenkreis liegt das Relais Rel 1. Dieses Relais spricht bei Vorhandensein einer Wechselspannung am Gitter von R6 11/11 verzögert an. Es fällt aber unverzögert ab, wenn die Wechselspannung Null wird.

Die Schaltung arbeitet so, daß die von der Delon-Schaltung Gl 8, Gl 10 abgegebene Gleichspannung über den Widerstand R 173 und den Sperrwiderstand von Gl 9 den Kondensator C 98 auflädt, wodurch die negative Vorspannung von R6 11/11 aufgehoben wird. Es fließt dann Anodenstrom, und das Relais zieht an. Ohne anliegende Wechselspannung fließt die Ladung von C 98 über den jetzt in Flußrichtung gepolten Gleichrichter Gl 9 ab, so daß R6 11/11 wieder gesperrt wird und das Relais abfällt. Da die Aufladung von C 98 über den relativ hohen Sperrwiderstand von Gl 9 erfolgt, spricht das System auf kurze Störimpulse nicht an.

Wenn Rel 1 angezogen hat, wird der Motor M 1 eingeschaltet. Er stellt den Drehkondensator C 100 des SFM-Oszillators so lange nach, bis die Schwebungsfrequenz kleiner als 7 kHz geworden ist. Damit ist dann der Oszillator in den Fangbereich der Reaktanzröhre gekommen. Das Relais fällt ab, und die weitere Nachstimmung erfolgt wieder über die Reaktanzröhre R6 12, deren Schiebepotential an R 91 abgegriffen wird.

Bei angezogenem Relais wird gleichzeitig eine 50-Hz-Wechselspannung an das Gitter der Reaktanzröhre gelegt. Die hierdurch bewirkte Wobbelung mit 50 Hz hat zur Folge, daß die Nachstimmung den kritischen Punkt (25-kHz-Schwebungsfrequenz) überstreicht und keine Fehlabstimmung eintreten kann.

Zum besseren Verständnis der etwas komplizierten Anordnung sei wieder ein Beispiel betrachtet. Die SFM-Frequenz muß in einem Bereich liegen, der mindestens 200 kHz, jedoch höchstens 250 kHz über der Frequenz f_3 des Hauptoszillators liegt. Außerdem muß diese Frequenz ganzzahlig durch 50 kHz teilbar sein. Wenn beispielsweise die einzustellende

Frequenz $f_3 = 3.129$ MHz ist, dann muß die SFM-Frequenz zwischen 3.329 und 3.379 MHz liegen. Die Bedingung der Teilbarkeit durch 50 kHz ist für die Frequenz 3.350 MHz erfüllt. Diese Frequenz ist am SFM-Oszillator einzustellen. Wenn die Frequenz f_2 des SFM tatsächlich 3,35 MHz ist, dann hat die am Gitter der Strahlableitkröhre R6 8 liegende Spannung stets die gleiche Phasenlage zur 50-kHz-Impulsspannung (Bild 5a). In den folgenden Stufen wird also ein Vielfaches der 50-kHz-Frequenz f_1 verstärkt, wobei dieses Signal mit 50 kHz moduliert ist. Infolgedessen gibt die Diode Gl 3 eine unveränderte Richtspannung an die Reaktanzröhre R6 12. Bei jeder Abweichung von der Sollfrequenz, 3,35 MHz tritt im Anodenkreis von R6 8 eine Schwebung auf, die am Gleichrichter Gl 3 eine Nachstimmung liefert. Ist die Frequenzablage größer als 7 kHz, dann erfolgt die Grobnachstimmung über den Kondensator C 100, der vom Motor M 1 angetrieben wird.

Die Nachstimmung des Hauptoszillators

An Hand von Bild 7 soll noch auf einige Einzelheiten der Nachstimmenschaltung für den Hauptoszillator eingegangen werden. Im unteren Teil von Bild 7 ist noch einmal der SFM-Oszillator und daneben der Hauptoszillator MO mit den Röhren $1/2$ R6 13 und $1/2$ R6 14 dargestellt. Sowohl SFM als auch MO sind an die Mischröhre R6 15 angeschlossen, in deren Anodenkreis die Frequenz $f_2 - f_3 = f_5$ entsteht, die zwischen 200 und 250 kHz liegt. Über ein Filter gelangt f_5 an die Mischröhre R6 4, in deren Triodenteil die Frequenz f_4 des Langwellenoszillators LWO erzeugt wird. Die LWO-Frequenz kann zwischen 110 und 160 kHz geändert werden. Mit LWO, auch „Interpolationsoszillator“ genannt, wird die Feineinstellung zwischen den durch den SFM-Oszillator gegebenen Rasterfrequenzen mit 50 kHz Abstand vorgenommen.

Die Mischung der Frequenz f_4 mit der Frequenz f_3 muß jeweils 90 kHz ergeben. Über ein Filter (L 3, L 4, C 26, C 27, C 45) gelangt das Mischprodukt f_6 , also die Differenzfrequenz $f_6 - f_4$, über eine HF-Verstärkerstufe (Heptodenteil von R6 5) an den Phasendiskriminator Ph-D. An ihm liegt über eine Trennstufe (Triodenteil von R6 5) die

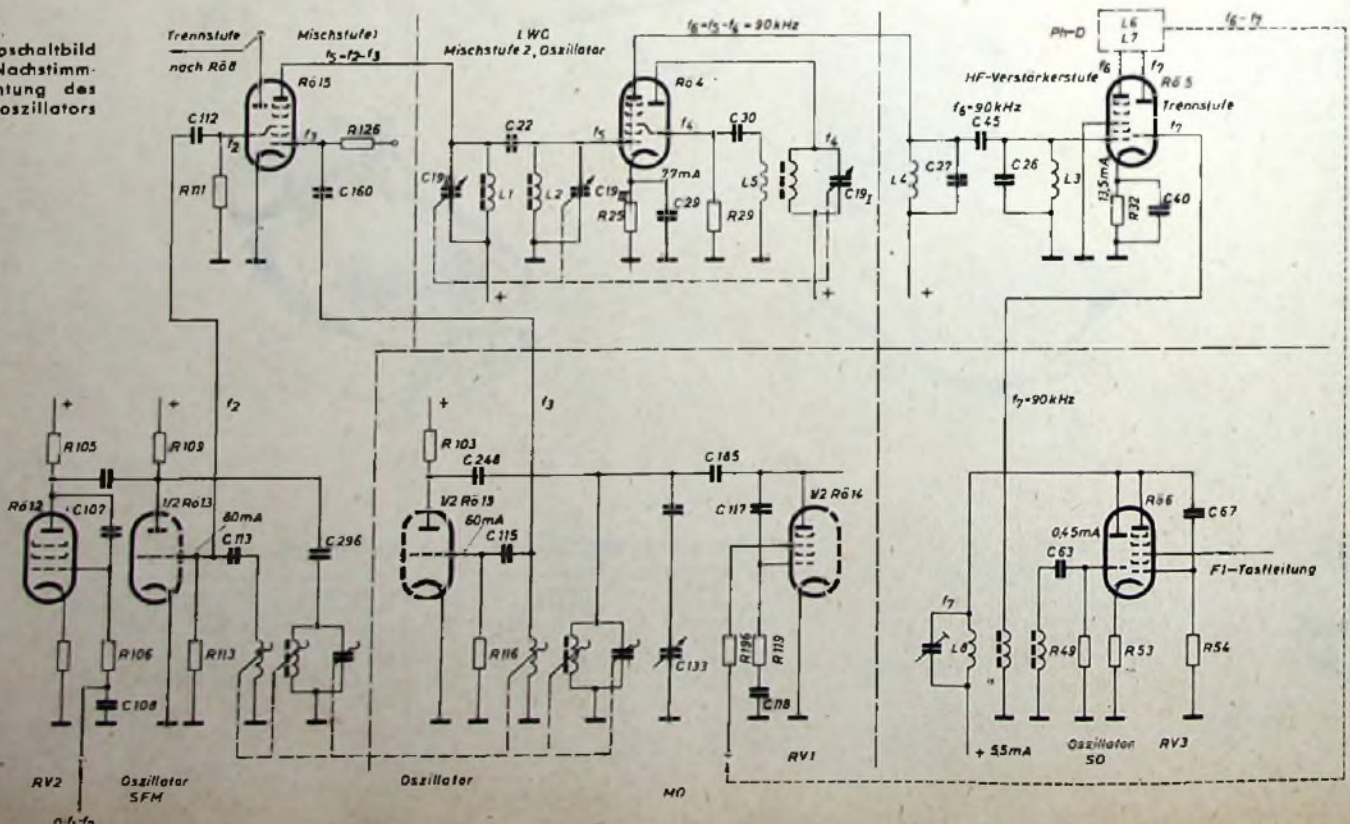
Spannung des 90-kHz-Oszillators SO (Zu SO parallel liegt die Reaktanzröhre R6 6 für die Frequenzumtastung.) Im Phasendiskriminator wird f_6 mit der Frequenz f_7 (90 kHz) in bezug auf Frequenz und Phase verglichen. Bei jeder Abweichung entsteht eine Regelspannung, die der Reaktanzröhre $1/2$ R6 14 (RV 1 im Bild 1) zugeführt wird. Dadurch wird die Frequenz des Hauptoszillators korrigiert, bis $f_5 - f_4 = 90$ kHz geworden ist.

Die Reaktanzröhre $1/2$ R6 14 (RV 1) hat nur einen begrenzten Regelbereich. Daher muß der Hauptoszillator MO ungefähr auf die richtige Frequenz abgestimmt werden. Dazu dient der Kondensator C 133 mit der Bezeichnung „Synchronisation“. Nach Einstellung der gewünschten Frequenz mit dem LWO wird in den meisten Fällen der Hauptoszillator nicht die richtige Frequenz liefern. Am Phasendiskriminator entsteht, solange die Frequenzablage nicht Null ist, keine Gleichspannung, sondern eine Wechselspannung entsprechend der Ablagefrequenz; somit wird auch vom Instrument kein Wert angezeigt. Erst wenn durch Drehen des Abstimmknopfes für den Drehkondensator C 133 der Hauptoszillator die Sollfrequenz erreicht hat, ergibt sich ein Gleichspannungswert, der in Betrag und Richtung von der Phasenlage der miteinander verglichenen Frequenzen abhängt. Die Spannung am Phasendiskriminator nimmt einen festen, von der Phasenlage beider Schwingungen bestimmten Gleichspannungswert an, und die Frequenz des Hauptoszillators wird festgehalten. Der Synchronisationskondensator C 133 hat also die Aufgabe, die Frequenzablage des Hauptoszillators von der Sollfrequenz so weit zu verringern, daß MO durch die Nachstimmrichtung sicher synchronisiert werden kann.

Das neue Steuersenderprinzip erlaubt eine bequeme dekadische Einstellung der Endfrequenz. Durch eine gekoppelte Grobeinstellung der Oszillatoren MO und SFM werden die ganzen und zehntel MHz (beispielsweise 5,3) eingestellt. Mit dem LWO werden dann die 10 kHz, 1 kHz usw. hinzugefügt. Die Ablesung kann dabei ohne weiteres etwa durch Zählwerke erfolgen. Zur Frequenzeinstellung ist außer den erwähnten beiden Knöpfen lediglich noch die „Synchronisation“ zu bedienen.

(Nach Unterlagen der Teletunken GmbH)

Bild 7. Prinzipschaltbild der Nachstimm-einrichtung des Hauptoszillators



Rundfunk, Fernsehen und Phono auf der LEIPZIGER HERBSTMESSE

Die Leipziger Herbstmesse gibt in der DDR für die Gebiete Rundfunk, Fernsehen und Phono immer eine Art Jahresbilanz. Die im Frühjahr vorgestellten Neuheiten durchliefen seitdem zum größten Teil die Serienfertigung, und das Publikum hatte sich in der Zwischenzeit für oder gegen bestimmte Konstruktionen ausgesprochen. Es zeigten sich die Stellen — technisch und kaufmännisch gesehen —, bei denen noch gewisse „Rechnungsabrundungen“ notwendig waren.

Diese Erwartungen wurden beim Besuch des „Hauses der Rundfunk- und Fernsehgeräte“ in Leipzig voll und ganz bestätigt. Die beiden von der Ausstellung eingenommenen Stockwerke hatten äußerlich etwa wieder das gleiche, vom Frühjahr her gewohnte, übersichtliche Bild. Im allgemeinen konnten die Geräte in voller Funktion vorgeführt werden, wenn auch das Antennenproblem (wie auch von anderen nationalen und internationalen Ausstellungen her wohl bekannt) hier und da anscheinend an einigen Ständen noch nicht recht gelöst schien.

Im „Haus der Rundfunk- und Fernsehgeräte“ stellten diesmal ausschließlich Firmen aus der DDR aus, während in anderen Branchen der Mustermesse die technische Verbrauchsgüter mit erfaßte, in den Messehäusern der Stadt und in einigen Hallen auf dem Gelände der Technischen Messe auch über 1000 Aussteller aus der deutschen Bundesrepublik und viele ausländische Firmen vertreten waren.

Rundfunk-Helmeempfänger

- Das konservative Gehäuse und gemäßigt wurde im allgemeinen beibehalten.
- Ergänzungen bezüglich Klangregister, Schallabstrahlung und Ferritantenne.
- Jahresproduktion an Rundfunkempfängern in der DDR etwa 600 000 Stück
- Publikumsnachfrage noch erheblich; in den Geschäften von Leipzig nur jeweils wenige Typen erhältlich.
- Das konservative Gehäuse und gemäßigt moderne Gehäuseformen sind anscheinend stärker als extrem moderne Gehäuseformen gefragt.

Hinsichtlich der technischen Ausführung waren keine grundsätzlichen Abweichungen gegenüber dem im Frühjahr gezeigten Fertigungsprogramm festzustellen. Einige Ergänzungen erstreckten sich auf Zufügung eines Klangregisters, Vermehrung bereits vorhandener Klangregistertasten, Einbau einer drehbaren

Ferritantenne und gelegentlich auf Änderung der Gehäuseform.

Die im Heft 7 (1957) der FUNK-TECHNIK auf S. 217 veröffentlichte Übersicht gilt im großen und ganzen auch heute noch. Der nachstehende Ergänzungs-Kurzbericht entspricht in der Reihenfolge der Hersteller der genannten tabellarischen Zusammenstellung.

RFT VEB Funkwerk Dresden

Die „Dominante“ hat jetzt auch in der Wechselstromausführung drei Lautsprecher; die Allstromausführung erhielt (wie der Wechselstromtyp) eine Ferritantenne. Auch die „Dominante-Edelklangkombination“ (Ausführung wie „Dominante“, jedoch mit getrennter Eckenlautsprecher-Kombination) steht nach wie vor im Programm, hat aber anscheinend noch nicht den erwarteten großen Interessentenkreis gefunden. Die „Bastei“ ist sozusagen der UKW-Empfänger mit Mittelwellenteil geworden.

RFT VEB Stern-Radio Berlin

Mit seinen von der Kunstschule inspirierten, sehr hellen und zum Teil ungewohnten, jedoch keineswegs zu sachlichen Gehäuseformen hatte sich VEB Stern-Radio Berlin wohl am weitesten vorgewagt. Obwohl es nur zwei Grundchassis für den „Potsdam“ und die „Berolina“ gibt, verzeichnen die Listen einschließlich der jeweiligen konservativen dunklen Gehäuseformen beim „Potsdam“ drei Ausführungen und bei der „Berolina“ sechs Ausführungen (bedingt zum Teil auch durch „mit“ oder „ohne“ Ferritantenne), wobei die Gehäuseausführungen noch verschiedene Variationen in vier Farbtonungen erfahren.

RFT VEB Stern-Radio Rochlitz
Keine Änderungen beim „Juwel II“, „Stradivari II“ und Exportgerät „Beethoven II“.

RFT VEB Stern-Radio Sonneberg

Der „Sekretär“ hat zusätzlich ein Magisches Auge EM 80 erhalten und ist auch in einer dritten Gehäuseausführung in Preßstoff zu bekommen, die äußerlich weitgehend dem Holzgehäuse ähnelt. Für den neuen „Erfurt II“ (an Stelle des bisherigen „Erfurt“ getreten) gelten die Daten des „Erfurt“; der neue Empfänger hat jedoch jetzt einschließlich einer Taste für Randbreiteumschaltung 8 Drucktasten, zu denen noch ein fünfstufiges Klangregister (Klangfarben sind mischbar) hinzukommt. Der „Consul“ blieb unverändert.



Großsuper „Rossini 58“ mit Fernbedienungsteil im Vordergrund und Außenlautsprecher oben im Bild (VEB (K) Elektro-Akustik Hartmannsdorf)

RFT VEB Stern-Radio Staßfurt

„Onyx“, „Diamant“ und „Globus Luxus“ haben die alten Daten, der „Diamant“ erhielt eine größere Vollsichtskala.

VEB (K) Elektro-Akustik Hartmannsdorf

Beim „Rossini“ (er heißt nun „Rossini 58“) wurde die EBF 80 durch eine EBF 89 ersetzt. Der Empfänger hat jetzt ferner 4 Lautsprecher (2 Breitband-, 1 Baß- und 1 Hochtonsystem), außerdem ein fünfstufiges Klangregister und einen Fernbedienungsanschluß für Lautstärke, Höhen, Tiefen und Ruhe; ein zusätzlicher Außenlautsprecher (2 entgegengesetzt strahlende Kegel) geben eine überraschende Klangbrillanz.

VEB Elektromaschinenbau Sachsenwerk Alles unverändert

Gerufon Radio

Der neue Name des bewährten „Ultra Exquisit“ ist „Ultra Ferrit 58 W“. Der Empfänger hat gegenüber dem bisherigen Modell zusätzlich eine drehbare Ferritantenne mit separater EF 85 (Anodenkreis wird abgestimmt) erhalten; 12 Röhren werden verwendet, die Kreiszahl ist 9/12 und die Drucktastenzahl 8 + 5 Klangregistertasten. Die Ferritantenne mit ihrer Röhre EF 85 ist übrigens auch als „Selektor 58 W“ (Preßstoffgehäuse; eigene Stromversorgung aus dem Wechselstromnetz) in das Fertigungsprogramm aufgenommen worden; sie eignet sich in dieser Ausführung zum Anschluß an bereits vorhandene Rundfunkempfänger.

Hempel (Heli)

Die Fertigung des „Admiral 8/11“ ist ausgelaufen. Der in seiner Form sehr modern anmutende Empfänger „Sonor“ (Tischgerät) und seine Parallelausführung „Sonorelle“ (Standgerät mit langen schrägen Beinen) entsprechen nach wie vor den im Heft 7 genannten Daten.

Rema

Der 8/11-Kreiser „1200“ blieb ohne Änderungen, während der 10/11-Kreiser „1800“ zwei zusätzliche Klangregistertasten (jetzt 5 Klangregistertasten) und ferner noch eine drehbare Ferritantenne erhielt. Als Exportempfänger wird ferner der schon bekannte „Adagio“ (neuer Name jetzt „Remadagio“) geführt, ein



„Dominante“, ein Spitzensuper mit drehbarer Ferritantenne (VEB Funkwerk Dresden)



„Erfurt II“, ein Mittelsuper von VEB Stern-Radio Sonneberg
Alle Aufnahmen: FT-Schwahn



Blick auf die Skala des Spitzensupers „1800“ (Rema)



6-Kreis-Super „Operetta“
(VEB (K) Funkmechanik, Neustadt-Glewe)

6-Kreis-AM-Super mit den Bereichen 2KML, 5 Drucktasten und wahlweise 1 oder 3 Lautsprecher.

Sonata

Der Betrieb wird jetzt als Werk II von RFT VEB Funkwerk Halle geführt. Der Empfänger „Gieblchenstein“ ist noch in der Fertigung, war jedoch nicht mehr ausgestellt.

VEB (K) Funkmechanik
Neustadt-Glewe

Der Empfänger „Operette“ der auf der Frühjahrsmesse nicht vertretenen Firma ist für Wechselstrom ausgelegt, hat die Bereiche UKML, 8 Röhren (EC 82, EC 92, ECH 81, EF 85, EABC 80, EL 84, BM 80, EZ 80), 6/9 Kreise, 8 Drucktasten + 5 Klangregistertasten, 1 Breitbandlautsprecher, Anschluß für Außenlautsprecher und TA. Die „Operette“ gibt es in drei verschiedenen Gehäuseausführungen (nußbaumartig, helles Holz, schwarz), die später noch je zwei verschiedene Skalenausführungen erhalten.

Musikschränke

Typenmäßig brachten RFT VEB Stern-Radio Staßfurt und Peter Tonmöbellabrik die bekannten Geräte. Bei Peter enthalten die Musikschränke „Caterina“ und „Patricia“ jetzt den Rundfunkempfänger „Olympia 571 W“ (Sachsenwerk) und der Musikschrank „Plauen“ das Rundfunkchassis „Sonor“ (Hella).



Kofferempfänger „Sylva“ (VEB Funkwerk Halle)

Kofferempfänger

Bei RFT VEB Funkwerk Halle erschien der bereits im Frühjahr angekündigte Kofferempfänger „Sylva“; er ist für Batteriebetrieb ausgelegt und ein einsetzbarer Netzteil für Wechselstrom 110 und 220 V ist erhältlich. Weitere Daten: ML 2XDP 191, DAF 191, DL 96, eingebaute Ferritstabantenne, Kunststoffgehäuse mit Kunstlederbezug 240x165x65 mm, etwa 2 kg einschließlich Batterien.

VEB (K) Elektro-Akustik Hartmannsdorf wartete mit dem unveränderten „Spatz“ auf. Auch bei Rema hat der „Trabant“ keine wesentlichen Ergänzungen erfahren; seine Röhrenbestückung ist jetzt: DK 96, DF 96, DAP 96 und DL 94.

Autoempfänger

Außer dem Autoempfänger „Schönburg“ (s. Heft 7, S. 218) führte RFT VEB Funkwerk Halle die neue Rundfunk- und Sprachübertragungsanlage (Omnibusanlage) „Saaleck“ vor. Der Empfangsteil entspricht dem „Schönburg“; der Steuerteil enthält die ECC 83 und ist mit 5 Funktionstasten (mit Anschlußmöglichkeit für Magnettongerät, Plattenspieler und Mikrofon) versehen. Das Mikrofon hat eine besondere Vorrangtaste. Normal arbeitet die Anlage auf 7 Flachlautsprecher, der Netzteil (mit 10-W-Endstufe) ist mit EC 92, 2XEL 84 und Trockengleichrichter bestückt.



Bedienungsteil der Omnibusanlage „Saaleck“
(VEB Funkwerk Halle)

Fernsehempfänger

- ▶ Umstellung auf CCIR-Norm planmäßig abgeschlossen.
- ▶ Tischempfänger noch vielfach mit 30-cm-Bildröhre, Standempfänger ausschließlich mit 43-cm-Bildröhre.
- ▶ 43-cm-Bildröhren in größeren Stückzahlen erst Anfang 1958 aus eigener Produktion.
- ▶ Fernachtsempfänger mit 30-cm-Bildröhre kosten 1200 bis 1350 DM.
- ▶ Fernsehstandempfänger mit 43-cm-Bildröhre kosten 1750 bis 1950 DM.
- ▶ Kombinationstruhen kosten 3200 bis 6800 DM.
- ▶ Propagierung eines neuen Projektionsempfängers.
- ▶ Fernsehempfänger werden jetzt von vier Betrieben hergestellt, und zwar: VEB Ralena Werke (früher Sachsenwerk Radeberg), VEB Stern-Radio Staßfurt, VEB Stern-Radio Berlin, VEB Rundfunkgerätewerk Elbia.
- ▶ Jahresproduktion an Fernsehempfängern in der DDR etwa 100 000 Stück.

Fernsehsender und -empfänger sind in der DDR jetzt auf die CCIR-Norm umgestellt. Die Sender Leipzig und Dresden liegen (obwohl Abstand Bild — Ton der CCIR-Norm entspricht) noch außerhalb des Kanalschemas. Die Zahl der Fernsichtseher wurde am 1. Juni 1957 offiziell mit 102 830 angegeben. Da der derzeitige Inlandsbedarf an Fernsehempfängern aus der laufenden Produktion nur sehr knapp gedeckt werden kann, droht

man anscheinend noch den Export (Exportanteil etwa 10%). Der bisherige Ausstoß an 43-cm-Bildröhren im Fernmeldewerk Oberspree und geringere Bildröhrenimporte genügen noch nicht, um alle Wünsche zu erfüllen. Neue Typen von Tischempfängern sind so ausgelegt worden, daß sich ohne große Umstände die eingesetzte 30-cm-Bildröhre einschließlich der Bildröhrenmaske gegen eine 43-cm-Bildröhre auswechseln läßt. Auf Grund der großen Nachfrage nach Fernsehempfängern besteht zur Preissenkung für den Inlandsbedarf anscheinend noch wenig Neigung. Da die Preise für neue Modelle jedoch etwa 5 bis 10% unter-



„Iris 12“, ein neuer Fernsehempfänger
(VEB Stern-Radio Staßfurt)

halb der Preise liegen, die für bisherige etwa gleichartige Typen angesetzt waren, ist eine Tendenz zur Herabsetzung der Preise zumindest für Geräte der untersten Preisklasse erkennbar. Exportpreise werden nach wie vor auf der Basis, Selbstkosten + Investitionsaufschlag errechnet und in die jeweilige Valuta umgewandelt.

Zwei weitere Betriebe haben ebenfalls Produktionserlaubnis erhalten. Beim VEB Stern-Radio Staßfurt ist die Serienfertigung der neuen Empfänger (alle mit dem gleichen Chassis ausgerüstet) sehr gut angelaufen. Bis zur Messe passierten bereits über 1000 Empfänger die Endkontrolle des Herstellerwerkes. Die Verstärkung der neuen Empfänger wurde



Das Fernsehstandgerät „FST 4301“
(VEB Stern-Radio Staßfurt)




SIEMENS
RÖHREN

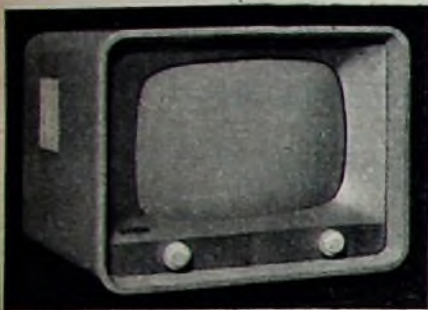
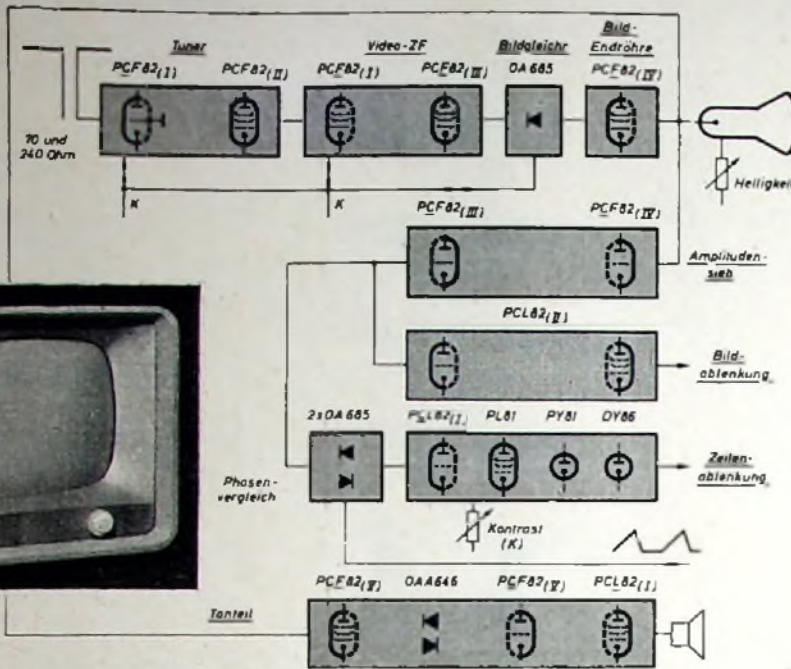
PCC 88

die rauscharme Doppeltriode
für die Eingangsstufe
hochwertiger Fernsehgeräte

Die Doppeltriode PCC 88 ist eine Fernseh-Spanngitterröhre, bei der ein 0,008 mm dünner Gitterdraht mit großer Spannung auf einem festen Rahmen aufgewickelt ist. Damit ergibt sich zwischen Gitter und Kathode ein Abstand von nur etwa 0,05 mm. Aus diesem kleinen Abstand resultieren größere Steilheit, verstärktes Nutzsignal und kleinere Rauschzahl. Eigenschaften, die für den Besitzer eines hochwertigen Fernsehgerätes ein weitgehend rauscharmes Bild und Verbesserung des Fernempfanges bedeuten.



Aufteilung der Röhren bzw. der Röhrensysteme im Fernsehempfänger „Weißensee“ (VEB Stern - Radio Berlin); unten Ansicht des Empfängers



Fernsehkombinationstrube „FSR 4302“ (VEB Stern-Radio Staßfurt)

bewußt sehr hoch getrieben. Auf gute Zeilenkonstanz legte man besonderen Wert; deshalb sind unter anderem die Wicklungen der Toroid-Ablenkeinheit mit thermoplastischen Kunststoffen festgelegt (verschweißt). In der ganzen Serie ergab sich dadurch eine sehr gute Gleichmäßigkeit. An keiner Stelle der Empfänger (ausgenommen am Netzvorwiderstand) übersteigt die Erwärmung während des Betriebes 55° C. Die Röhrenbestückung des Allstrom-Chassis ist: EC(C) 81 (oder EC 84), ECC 82, 4x EF 80, PABC 80, 2x PCF 82, PL 81, PCL 82, PL 83, PY 81, EY 86, 3 Ge-Dioden, Tgl. Das Tischgerät „Iris 12“ enthält eine 30-cm-Bildröhre, während der Tischempfänger „Iris 17“ ebenso wie der Standempfänger „FST 4301“ und die Fernseh-Rundfunk-Kombinationen „FSR 4301“ sowie „FSR 4302“ mit der 43-cm-Bildröhre B 43 M I bestückt sind. Weitere technische Daten: Intercarrier, Bild-ZF 38,9 MHz, Ton-ZF 33,4 und 5,5 MHz, Antenneneingang 240 Ohm symmetrisch und 70 Ohm unsym-

metrisch, 3-W-Breitbandlautsprecher (In den Kombinationstruben sind ein Breitbandlautsprecher für Fernseh- und zwei Breitbandlautsprecher für Rundfunkempfang eingebaut). Die Kombinationen sind mit dem Chassis des Rundfunkempfängers „Onyx“ und entweder mit Plattenspieler für 4 Geschwindigkeiten oder mit Tonbandgerät „Smaragd“ lieferbar.

RFT VEB Stern-Radio hat die Konstruktion eines 10-Röhren-Fernsehempfängers „Weißensee“ gewagt. Dieser Empfänger arbeitet mit 5 x PCF 82, 2 x PCL 82, PL 81, PY 82, DY 86, 5 Ge-Dioden und Tgl. Die Aufteilung der Röhren bzw. der Röhrensysteme geht aus dem nebenstehenden Prinzipschema hervor. Auch dieser Empfänger ist auf sehr hohe Verstärkung gezüchtet worden, er liegt klassenmäßig etwa in der Mitte zwischen einem Regional- und einem Standardempfänger und enthält eine 30-cm-Bildröhre, die man ebenfalls leicht gegen eine 43-cm-Röhre auswechseln kann. Der Service ist durch ein Vertikal-Chassis erleichtert. Im übrigen arbeitet der Empfänger nach dem Intercarrier-Verfahren mit einer Bild-ZF von 36,5 MHz. Als Lautsprecher wird ein 1,5-W-System verwendet; das neuartige Gehäuse ist kunstlederbezogen und in verschiedenen Farbausführungen erhältlich.

Die Empfänger von *Ralena* und von *Elbia* (s. Tab. I) sind bereits vom Frühjahr her bekannt. Von den *Ralena-Werken* wurde übrigens jetzt eine Mappe „Service-Helfer“ mit sehr übersichtlichen Unterlagen herausgegeben, die für alle Fernsehempfänger-Typen das Schaltbild, die technischen Daten, Angaben über den Abgleich, Hinweise für die Service-Einstellungen usw. enthält. Der RFT Kundendienst ist gut durchorganisiert. Auf der Messe wurde eine 32seitige Broschüre vorgelegt, die alle Vertragswerkstätten in der DDR auflistet. Auch dem Auslandskundendienst widmet man besondere Beachtung.

Mit der Entwicklung eines Projektionsempfängers begab sich RFT VEB Stern-Radio Berlin auf Neuland. Der vorgeführte Empfänger ist bei 2 m Projektionsabstand durchaus auch für normale Wohnzimmer geeignet. Als Grundchassis enthält der Empfänger den neuen Fernsehempfänger „Weißensee“, der durch sieben zusätzliche Röhren für eine dritte Video-ZF-Stufe, getastete Regelung, automatische Schärfregelung usw. ergänzt wurde. Als Pro-

Tab. I. Fernsehempfänger-Typen und voraussichtliche Endverbraucherpreise

Art des Empfängers	Tischempfänger		Standempfänger	Kombinationstruben mit			
				Rundfunk	Rundfunk und Plattenspieler	Rundfunk und Magnetton	Rundfunk, Plattenspieler und Magnetton
Bildröhre (Diagonale)	30 cm	43 cm	43 cm				43 cm
Hersteller							
VEB Ralena Werke	Rubena ¹⁾ (1350,— DM)	Dürer (1850,— DM)	Format (1830,— DM) Atelier (1950,— DM) Forum ²⁾ (1850,— DM)	Clivia II (3200,— DM)			Cabinet (8600,— DM)
VEB Stern-Radio Staßfurt	Iris 12 (1200,— DM)	Iris 17 (1550,— DM)	FST 4301 (1750,— DM)		FSR 4301 (3060,— DM) FSR 4302 (3060,— DM)	FSR 4301/M (3800,— DM) FSR 4302/M (3800,— DM)	
VEB Stern-Radio Berlin	Weißensee (1100,— DM)	Ferner Projektionsempfänger „Teleprojektor“ in Kofferform mit 0,8 x 0,8 m großem Bild (Kinooptik) und mit 1,2 x 1,8 m großem Bild (Schmidt Optik) (Preise lagen noch nicht vor) sowie „Teleprojektor in Kombinationstrube“ (0,8 x 0,8 m großes Bild) mit Rundfunk und Plattenspieler (3200,— DM)					
VEB Rundfunkgerätekwerk Elbia	Nordlicht (1300,— DM)	Nordlicht (1600,— DM)					

¹⁾ zusätzlich mit 1 (2) UKW-Kanälen ²⁾ mit organisch eingebautem UKW-Teil



SIEMENS RADIO

Die große Serie
mit den starken
Verkaufsargumenten



Siemens-Rundfunkgeräte mit Vollklang-Automatik

Kleinsuper A 7	159 DM	Luxussuper H 7	468 DM
Spezialsuper B 61	208 DM	Spitzensuper M 7	528 DM
Spezialsuper B 7	238 DM	Phonosuper K 7	509 DM
Standardsuper C 7	316 DM	Musiktruhe TR 1	798 DM
Meistersuper D 7	378 DM	Musiktruhe TR 2	798 DM
Modellsuper F 7	385 DM	Musiktruhe TR 3	998 DM
Großsuper G 7	418 DM	Konzertschrank TR 4	1085 DM

Siemens-Fernsehgeräte mit Selektivfilter

43-cm-Tisch-Fernsehgerät T 743	898 DM
53-cm-Tisch-Fernsehgerät T 753	1098 DM
Luxus-Fernsehgerät S 653 ks mit 53-cm-Bildröhre	1489 DM
Fernseh-Musiktruhe FTR 1 mit 53-cm-Bildröhre	1698 DM
Fernseh-Konzertschrank FTR 2 mit 53-cm-Bildröhre	2450 DM



Vorführung und Verkauf
der Siemens-Rundfunkgeräte, Siemens-Musiktruhen und Siemens-Fernsehgeräte
durch den Radio-Fachhandel

SIEMENS-ELECTROGERÄTE AKTIENGESELLSCHAFT

jektionsröhre verwendet man z. Z. die MW 6-2 (25 kV Anodenspannung). Die Projektion erfolgte in Leipzig mit Hilfe einer normalen Kinooptik ($f = 1.6$). In der laufenden Fabrikation, mit der Anfang 1958 zu rechnen ist, will man eine Kinospzialoptik ($f = 1.3$) verwenden, die die Krümmungen des Bildschirms der Projektionsröhre noch besser ausgleicht. Der Empfänger wird in einem kunst-

spielerkoffer land man in der vom Frühjahr her gewohnten Ausführung bei den Privatfirmen S. Oelsner und K. Ehrlich. Das bisherige RFT-Magnetton-Standardgerät „Smaragd BG 20“ (s. Heft 7, S. 222) kommt mit der Zusatzbezeichnung „.../2“ als Koffer für 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit auf den Markt; zusätzlich hat es eine Bandzähluhr, Tricktaste und Tonblende erhalten. RFT VEB

betrieb und 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit die Aufnahmedauer 2×60 min. mit Normalband 2×45 min. Bei 4,75 cm/s Geschwindigkeit sind die Aufnahmezellen entsprechend doppelt so lang.

Bauelemente

Bauelemente wurden nur „am Rande“ ausgestellt, z. B. Empfängerrohren in einer Kollektivschau der Röhrenwerke der DDR. Aus der 80er Serie sind einige bisher nur angekündigte Rohren jetzt ebenfalls lieferbar. Neu war als Anzeigeröhre für Batteriegeräte auch die DM 70/71 (Magischer Strich). Die Endverbraucherpreise von 80er Röhren liegen heute etwa zwischen 15 und 20 DM; die 43-cm-Bildröhre kostet listenmäßig 275 DM.

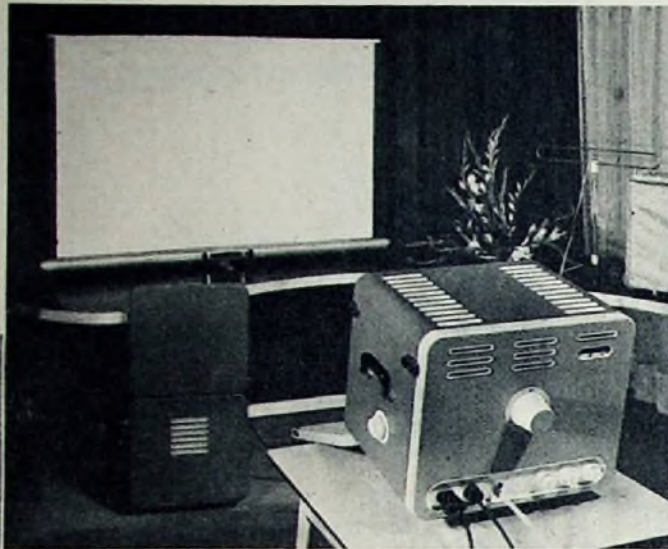
VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik, Teltow, zeigte wieder Spitzentransistoren (Verstärkungstransistor, Audiontransistor, Oszillatortransistor und Schalltransistor) sowie pnp-Flächentransistoren für NF-Verstärker, außerdem acht Germanium-Flächengleichrichter-Typen und als neueste Entwicklung fünf Germanium-Miniatur-Flächengleichrichter für maximale Eingangsspannungen zwischen 14 und 140 V, die eine Gleichstromentnahme in Einwegschaltung zwischen 30 und 60 mA zulassen. Die Grenzfrequenz der Miniatur-Flächengleichrichter ist belastungsabhängig und liegt zwischen 100 und 500 kHz. Die Gleichrichter wiegen nur 0,055 g und haben einen Durchmesser von etwa 3 mm. Die Liefermöglichkeit größerer Stückzahlen von Transistoren und Germanium-Flächengleichrichtern scheint jedoch zur Zeit noch etwas beschränkt zu sein.

Ergänzungen der Lautsprecherreihe sah man bei VEB Funkwerk Leipzig (staubgeschützte und feuchtigkeitsgesicherte Ausführungen für 2, 8, 12,5 VA) und bei VEB (K) Elektrogerätebau Leipzig.

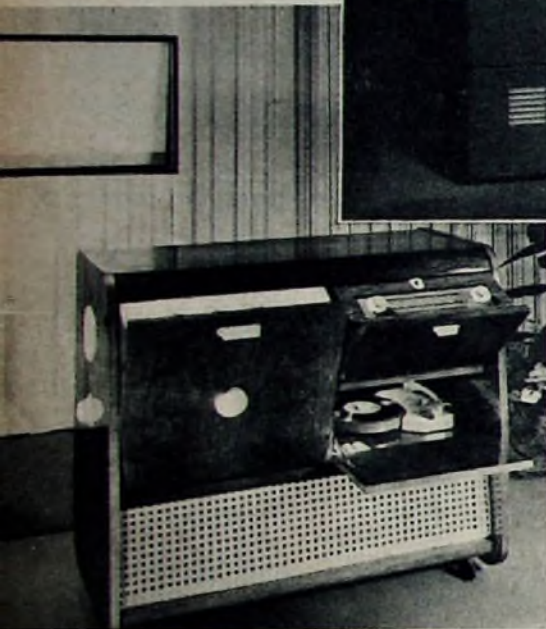
Die Kondensatoren- und Schalterfirmen wiesen im allgemeinen ihr Frühjahrsprogramm vor. Entstörstecker, -muffen und -widerstände für Kfz-Entstörung waren in den Ausstellungen von VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik, Teltow, zu finden.

R. Jänicke

„Teleprojektor“ (VEB Stern-Radio Berlin)



„Teleprojektor“-Schrankkombination



Fernmeldewerk Leipzig wartete als Überraschung mit dem Tonbandgerät „KB 100“ auf. Dieses Tischgerät (in modischer Tragetasche ein handliches Koffergerät) ist mittels eines polumschaltbaren Synchronmotors auf 9,5 oder 4,75 cm/s Bandgeschwindigkeit umschaltbar. Kombikopf, Tastensteuerung, schneller Vor- und Rücklauf, Band-Endausschaltung, Überblendmöglichkeit durch getrennte Eingangsregler, Tricktaste, Aussteuerungskontrolle mit Magischer Waage (auch bei Wiedergabe wirksam), eingebauter Verstärker, abschaltbarer Lautsprecher, zwei Eingänge (Mikrofon und Rundfunk; Mindesteingangsspannung für Vollaussteuerung 0,7 mV, maximale Eingangsspannung etwa 3 V), Ausgangsleistung etwa 2,5 W. Bestückung mit EF 86, ECC 83, EL 84, EM 83, EC 92 und EZ 80 (oder Tgl.) sind einige Merkmale. Konstruktiv wählte man die Bausteinform mit einem Netzteil und einem Verstärkerteil. Das Gerät hat die Abmessungen $360 \times 315 \times 155$ mm und wiegt etwa 12 kg. Mit Langspielband (Agfa Wollen hatte ein technisch dem CH-Band entsprechendes Langspielband angekündigt, während der Messe aber wieder zurückgezogen) ist bei Doppelspur-

lederbezogenen, tragbaren Koffer geliefert. Auch ein Kombinationsschrank mit „Teleprojektor“, Rundfunkassis „Berolina“ und Plattenspieler soll in das Herstellungsprogramm aufgenommen werden. Das $0,6 \times 0,8$ m große Bild war verhältnismäßig gut ausgeleuchtet. Der Projektionskoffer „Teleprojektor“ wurde in Leipzig auch mit Schmidt-Optik für ein $1,2 \times 1,6$ m großes Projektionsbild eingesetzt. Die ungenügende Verdunkelung am Ausstellungsstand ließ eine eindeutige Beurteilung der erreichten Bildhelligkeit leider nicht zu.

Phono, Magnetton

Bei der Fabrikation von Phono-Abspielgeräten und von Magnettongeräten behält sich anscheinend eine straffere Zusammenfassung an Viertourige Plattenspieler und auch Platten-



Magnettongerät „KB 100“ (VEB Fernmeldewerk Leipzig); links die Bausteine des Magnettongeräts (Verstärkerteil, Netzteil, polumschaltbarer Motor)

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Septemberheft unter anderem folgende Beiträge:

Neuentwicklungen auf dem Gebiet des industriellen Fernsehens

Kontaktlose und leistungslose Messung von Drehmoment und Drehzahl
RC- und LC-Resonanzfilter und ihre Anwendung in selektiven Verstärkern

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungswise von Mikrowellenröhren II

Messung und Bewertung des Schrots in Videoband

Berechnungsanleitung für Flip-Flip-Schaltungen

Modell eines auf festgelegter Fahrbahn elektrisch gelenkten Fahrzeuges

7. Jahrestagung des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik

Angewandte Elektronik - Aus Industrie und Wirtschaft - Befehle - Neue Bücher - Patentschau

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis 3,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Was verlangt der Fachmann von einem Fernsehgerät ?

Strahlende Helligkeit bei gestochener Bildschärfe.

Gleichbleibende Punktschärfe bis in die äußersten Bildränder durch hohe Anodenspannung und neues Ablenssystem mit Zickzack-Cosinusspulen.

Gleichbleibendes Bildformat, unabhängig von Röhrenalterung und Netzspannungsschwankungen.

Unabhängige Netztaste zum Ein- und Ausschalten des Gerätes.

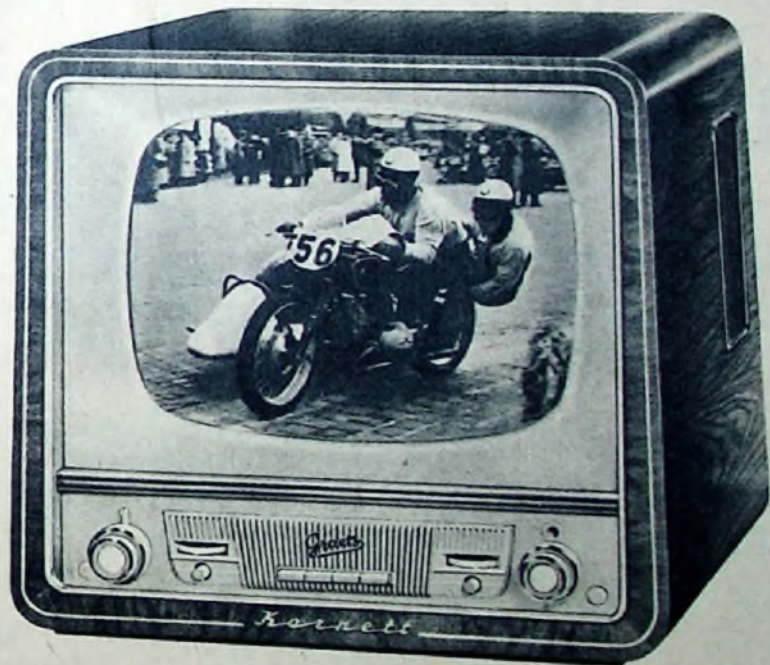
Größtmögliche Schonung von Röhren und Einzelteilen durch verlustlose Regelung.

Wenig Service-Arbeit.

Diese u. noch weitere Vorteile sichern ihm zufriedene Kunden.

Alle diese Forderungen werden erfüllt durch die

TV-automatic



Graetz

KORNETT DM 898,-

...selbstverständlich auch mit Schallkompressor,
Klarzeichner, Schnellwahltasten und Sonderröhre
PCC 88. Alle Geräte sind störstrahlungsfrei.

Burggraf DM 1 098,- · Kalif DM 1 398,- · Monarch DM 1 668,- · Landgraf DM 1 098,-
Reichsgraf DM 1 298,- · Kurfürst DM 1 568,- · Maharadscha DM 1 698,- · Maharani DM 1 948,-

Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre



18

6. Die Röhre als Verstärker

Die Verstärkung schwacher Signale gehört zu den wichtigsten Aufgabengebieten der Elektronenröhre. Man unterscheidet zwischen der Verstärkung von Spannungen und der Verstärkung von Leistungen. Bei der Spannungsverstärkung ist eine Unterscheidung zwischen der Verstärkung kleiner und der Verstärkung großer Wechselspannungen zweckmäßig. Zunächst sei die Verstärkung kleiner Spannungen näher betrachtet.

6.1 Verstärkung kleiner Wechselspannungen

6.1.1 Formeln für die Verstärkung

Bisher galt immer die Annahme, daß die Anode der Röhre unmittelbar mit dem Pluspol der Anodenspannungsquelle verbunden sei. Der äußere Anodenkreis enthielt also keinen Widerstand. Dann ließ sich die Steilheit der Röhre nach Gl. (22) ermitteln. Durch Umstellen von Gl. (22) erhält man

$$\Delta I_a = S \Delta U_g \quad [\text{mA}] \quad (38)$$

Die Anodenstromänderung entspricht dem Produkt aus der Steilheit und der Gitterspannungsänderung (Bild 69). Eine verstärkte Spannung kann also dem Anodenkreis nicht entnommen werden. Deshalb fügt man jetzt in die Verbindungsleitung zwischen Anode und Anoden-

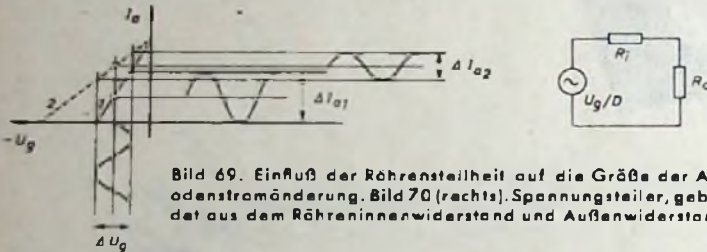


Bild 69. Einfluß der Röhrensteilheit auf die Größe der Anodenstromänderung. Bild 70 (rechts). Spannungsteiler, gebildet aus dem Röhreninnenwiderstand und Außenwiderstand

stromquelle einen ohmschen Widerstand, den „Außenwiderstand“, ein. So ergibt sich die Ersatzschaltung im Bild 70; sie zeigt einen Generator in Reihe mit dem Röhreninnenwiderstand R_i und dem Außenwiderstand R_a . Die Generatorspannung hat den Wert U_g/D (das ist die durch die Röhre um den Faktor $1/D = \mu$ verstärkte Gitterwechselspannung). Eine „leerlaufende Röhre“ kann man deshalb als Spannungsquelle mit der Leerlaufspannung U_g/D betrachten. Diese Leerlaufspannung läßt sich jedoch nur dann messen, wenn R_a so groß ist, daß der Innenwiderstand R_i dagegen vernachlässigt werden kann. Im allgemeinen bilden R_a und R_i einen Spannungsteiler, so daß die an R_a auftretende Nutzspannung stets kleiner als U_g/D ist.

$$V = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \quad (39)$$

Bei $R_a \gg R_i$ wäre $V = 1/D$, man hätte also den Fall der leerlaufenden Röhre. Der andere Extremfall ist durch $R_i \gg R_a$ gekennzeichnet; dann ergäbe sich $V \rightarrow 0$: Eine Spannungsverstärkung wäre überhaupt nicht mehr vorhanden.

Wertet man Gl. (39) zahlenmäßig aus, so erhält man für beispielsweise $D = 10$ ($\mu = 10$) die Werte der nachstehenden Tabelle.

R_a/R_i	0,5	2	4	6	8	10 ... ∞
V	3,3	6,6	8,0	8,6	8,9	9,1 ... 10,0

Die Werte dieser Tabelle sind im Bild 71 grafisch aufgetragen. Die Kurve zeigt also den Zusammenhang zwischen der Verstärkung V und dem Widerstandsverhältnis R_a/R_i . Nach einem steilen Anstieg wird sie immer flacher. Man erkennt, daß beispielsweise bei $R_a/R_i = 5$ bereits die Verstärkung $V = 8,3$ ist, es werden also schon 83% der Leerlaufspannung ausgenutzt. Ist $R_a = 10 R_i$, dann hat die Spannungsausnutzung einen Wert von 91%. Bei noch größerem Widerstandsverhältnis steigt die Kurve nur noch sehr flach an, so daß der Verstärkungsgewinn unwesentlich ist. Die Vergrößerung von R_a über etwa $10 R_i$ hat nur noch geringen Wert und führt meistens zu Schwierigkeiten, weil man dann nämlich (bei ohmschen Außenwiderständen) sehr hohe Betriebsspannungen braucht, um den richtigen Arbeitspunkt auf der Kennlinie zu erhalten.

Gl. (39) gilt für alle Röhren, also auch für Pentoden. Bei Pentoden ist aber im allgemeinen $R_a < R_i$, so daß Gl. (39) in

$$V = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i} \quad (40)$$

übergeht. Setzt man nun $D = 1/SR_i$, so erhält man

$$V = S R_i \cdot \frac{R_a}{R_i} = S R_a \quad (41)$$

Die Verstärkung ist dem Produkt aus Steilheit und Außenwiderstand proportional. Mit dieser Formel rechnet man bei Pentoden meistens.

6.1.2 Dynamische Steilheit

Sobald sich im Anodenkreis ein Außenwiderstand befindet, schwankt die Anodenspannung, wenn die Röhre gesteuert wird: Bei einer Erhöhung der Gitterspannung erhöht sich der Anodenstrom, und die Anodenspannung verringert sich um den Wert des am Außenwiderstand auftretenden Spannungsabfalles. Wegen der geringeren Anodenspannung fließt aber ein kleinerer Anodenstrom als ohne Außenwiderstand. Verringert sich die Gitterspannung, so sinkt der Anodenstrom, der Spannungsabfall an R_a wird kleiner, und die Anodenspannung steigt, so daß sich ein größerer Anodenstrom als ohne Außenwiderstand einstellt. Die durch die Gittersteuerung auftretende Stromschwankung ist also im ganzen gesehen kleiner als bei fehlendem Außenwiderstand. Da die Anodenstromänderung dem Produkt aus Steilheit und Gitterspannungsänderung entspricht, ist offenbar die Steilheit kleiner geworden. Dieser neue Steilheitswert wird als „dynamische Steilheit“ bezeichnet. Auch hier ist das Verhältnis R_a/R_i maßgebend, und es läßt sich zeigen, daß die dynamische Steilheit S_d den Wert

$$S_d = S \cdot \frac{R_i}{R_a + R_i} \quad [\text{mA/V}] \quad (42)$$

hat. Ist $R_a \ll R_i$, so wird $S_d = S$; die dynamische Steilheit ist dann gleich der „statischen“ Steilheit ohne Außenwiderstand. Dieser Fall liegt beispielsweise bei Pentoden vor, die stets sehr hohe Innenwiderstände haben. Bei diesen Röhren entspricht die dynamische Steilheit der statischen Steilheit. Bei Trioden ergeben sich dagegen erhebliche Unterschiede. Im Bild 71 ist für $S = 10$ der Verlauf von S_d in Abhängigkeit von R_a/R_i aufgetragen. Für $R_a = 0$ ist, wie man sieht, $S = S_d$, aber schon bei $R_a = R_i$ ist $S = 2 S_d$, das heißt, die dynamische Steilheit hat nur noch den halben Wert der statischen Steilheit. Auf diese Tatsache ist bei Trioden zu achten.

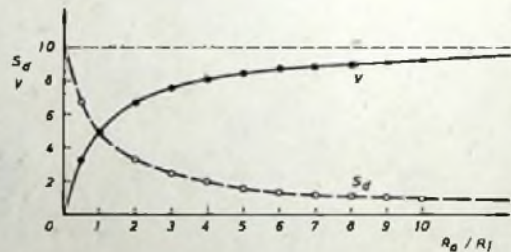


Bild 71. Einfluß des Verhältnisses R_a/R_i auf die Verstärkung und die dynamische Steilheit bei Trioden

Solange die Steuerspannungen sehr klein sind, läßt sich mit den vorstehenden einfachen Formeln ohne wesentliche Einschränkungen arbeiten. Man kann dann nämlich mit praktisch geradlinigen Kennlinien rechnen, wie sie bei der Aufstellung der Gleichungen angenommen wurden. Sobald jedoch die Steuerspannungen größer werden, macht sich die stets vorhandene Nichtlinearität der Kennlinien bemerkbar. Zwar lassen sich die Abweichungen vom linearen Verlauf auch rechnerisch erfassen (man macht davon auch gelegentlich Gebrauch), für den Praktiker ist es jedoch einfacher und übersichtlicher, wenn er in diesem Fall mit grafischen Konstruktionen arbeitet, die wirklichen Verhältnisse also an Hand von Kennlinienbildern betrachtet. Wie stark sich Nichtlinearitäten auswirken können, ist im Bild 72 dargestellt. Innerhalb des Anodenstrombereiches a ist die Kennlinie linear, und wenn man mit der Wechselspannung 1 aussteuert, so ergibt sich auch ein unverzerrter Anodenstromverlauf i' . Sowohl am unteren als auch am oberen

Kennlinienende fällt die Röhrensteilheit sprunghaft auf den Wert 0. Erhöht man nun die steuernde Wechselspannung (2), so entsteht eine sehr stark ausgeprägte Nichtlinearität, die sich in einer völlig verzerrten Anodenstromkurve 2' bemerkbar macht. Eine formgetreue Verstärkung ist also beim Überschreiten der Steuerspannung 1 nicht mehr möglich, und die angegebenen Formeln haben bei höheren Steuerspannungswerten keine Gültigkeit mehr; sie machen zum Beispiel über die auftretenden starken Verzerrungen keine Aussagen. Dazu kommt, daß die meisten Röhrenkennlinien auch innerhalb der Grenzen a (Bild 72) niemals ganz linear sind; der Einfluß dieser Nichtlinearität tritt mit wachsender Steuerspannung immer stärker hervor, so daß die Formeln dann nur Annäherungswerte liefern können. Das Arbeiten mit Röhrenkennlinien ist daher stets vorteilhaft.

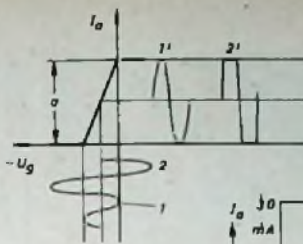


Bild 72. Auswirkung größerer Aussteuerungen auf die Kurvenform des Anodenstromes

6.2 Verstärkung großer Wechselspannungen

6.21 Konstruktion der Anodenwiderstandsgeraden

Zur Untersuchung der Verhältnisse eignet sich am besten das I_a-U_a -Kennlinienfeld. Bild 73 zeigt die I_a-U_a -Kennlinienscharen einer Triode. Jede Kennlinie gilt für eine bestimmte Gitterspannung und gibt den Zusammenhang zwischen Anodenstrom und Anodenspannung bei fehlendem Außenwiderstand R_a an. Ist R_a vorhanden, so läßt er sich leicht mit Hilfe einer „Widerstandsgeraden“ berücksichtigen. Diese Gerade ist die Kennlinie des Außenwiderstandes. Ihre Konstruktion läßt sich aus folgendem Zahlenbeispiel ersehen: Die Betriebsspannung soll 400 V sein. Sie tritt an der Röhrenanode auf, wenn kein Anodenstrom fließt. Befände sich im Anodenkreis kein Außenwiderstand, so bliebe diese Anodenspannung bei beliebigen Anodenströmen erhalten. Als Widerstandsgerade ergäbe sich dann die im Bild 73 gestrichelt eingezeichnete, senkrechte Linie. Ist dagegen $R_a = 20$ kOhm, so würde an ihm bei $I_a = 20$ mA die volle Betriebsspannung abfallen; dann wäre die Anodenspannung Null. Verbindet man daher den Wert 20 mA auf der Stromachse ($U_a = 0$) mit dem Wert 400 V auf der Spannungsachse ($I_a = 0$), so erhält man die Kennlinie des Außenwiderstandes; die gewünschte Widerstandsgerade ist damit konstruiert. Führt man die gleiche Konstruktion für $R_a = 40$ kOhm durch, so verläuft die dabei entstehende Gerade flacher. Man sieht, daß die Steilheit der Widerstandsgeraden mit zunehmendem Widerstandswert abnimmt und Null wird, wenn $R_a = \infty$ ist. Zwischen den Extremwerten der horizontalen Wider-

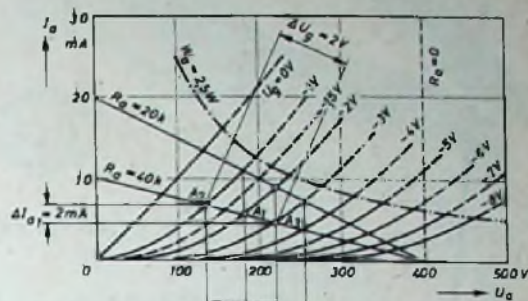


Bild 73. Ermittlung der Grunddaten einer Verstärkerstufe aus dem I_a-U_a -Kennlinienfeld bei einer Triode

$$V_1 = \frac{\Delta U_{a1}}{\Delta U_g} = \frac{85}{2} = 42,5$$

$$V_2 = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_g} = \frac{75}{2} = 37,5$$

standsgeraden, die auf der Spannungsachse liegt ($R_a = \infty$), und der senkrecht stehenden Geraden ($R_a = 0$) gibt es also die verschiedensten endlichen Zwischenwerte, die sich nur durch ihre Steilheit voneinander unterscheiden.

Liegt nun ein vollständiges I_a-U_a -Kennlinienfeld mit eingetragener Widerstandsgeraden vor, so lassen sich sämtliche für den Verstärkungsvorgang wichtigen Zahlenwerte ermitteln. Dabei spielen die Schnittpunkte der Widerstandsgeraden mit den einzelnen statischen Kennlinien eine große Rolle. Jeder solche Schnittpunkt bedeutet nämlich einen praktisch möglichen Arbeitspunkt, weil in ihm der Anodenstrom mit dem Strom durch den Außenwiderstand identisch ist (was vorausgesetzt werden muß, weil ja R_a mit der Röhre in Serie liegt). Arbeitspunkte auf den statischen Kennlinien, die nicht Schnittpunkte mit der Widerstandsgeraden sind, sind physikalisch undenkbar, weil sie den schaltungsmäßigen Voraussetzungen nicht entsprechen.

(Wird fortgesetzt)



TELEFUNKEN

Röhren und Halbleiter sind zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer mehr als 50jährigen, steten Fortentwicklung erarbeitet hat.

Röhren für industriellen Einsatz mit großer Steilheit

E 180 F

Steilheit 16,5 mA/V
Verlustleistung 3 W

E 88 CC

Steilheit 12,5 mA/V
Verlustleistung 1,5 W

Diese Röhren zeichnen sich aus durch Zuverlässigkeit, lange Lebensdauer, enge Toleranzen, Stoß- und Vibrationsfestigkeit.



TELEFUNKEN · RÖHRENVERTRIEB · ULM

Zellenablenkschaltung mit geringer Leistungsaufnahme

Da die für die Zellenablenkung der Bildröhre aufzuwendende Arbeit im Hinblick auf die Zellenrückführung insgesamt gleich Null ist, dient die für die Ablenkung verbrauchte Leistung nur zum Ausgleich der in der Ablenkung auftretenden Verluste. Diese Verluste können in einem Fernsehempfänger größer als 40 W sein. Man ist ständig bemüht, durch Verbesserungen der Ablenkerschaltungen und durch Kunstgriffe die Verluste soweit wie möglich herabzusetzen. Diesem Ziel dient auch die vom Verfasser vorgeschlagene neuartige Ablenkerschaltung. Sie befindet sich zwar noch im Versuchsstadium, soll aber doch schon erkennen lassen, daß trotz ihrer guten Eigenschaften nur ein Energieverbrauch auftritt, der rund ein Drittel des der heute üblichen Ablenkerschaltungen ist.

Im Bild 1 ist das Grundprinzip der neuen Ablenkerschaltung dargestellt. Die Ablenkspule L_1 liegt über einen Leistung für die Zellenrückführung liefernden Kondensator C_2 an einem Schalter S_1 ; der sich periodisch und mit der Ablenkfrequenz öffnet und schließt. Parallel zur Ablenkspule ist

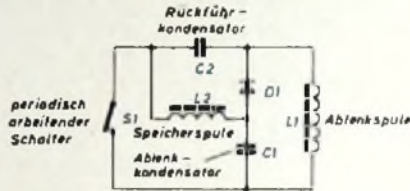


Bild 1. Das Grundprinzip der neuartigen verlustarmen Ablenkerschaltung für Katodenstrahlröhren

ein großer Ablenkkondensator C_1 in Reihe mit einer Diode D_1 geschaltet. Schließlich ist noch die zur Speicherung und Übertragung von Energie dienende Selbstinduktion L_2 vorhanden. In dieser Schaltung pendelt die zur Zellenablenkung und Zellenrückführung benötigte Energie während einer Ablenkperiode hin und her; diese Pendelung wird durch den Schalter S_1 gesteuert. Von außen muß der Schaltung nur so viel Energie zugeführt werden, wie zum Ausgleich der bei der Pendelung in der Schaltung eintretenden Verluste erforderlich ist.

Die Arbeitsweise der Schaltung wird aus Bild 2 verständlich; dort sind die Verhältnisse in der Schaltung zu verschiedenen Zeiten während einer Ablenkperiode wiedergegeben. Im Zeitpunkt t_1 ist die Ablenkung der Zelle beendet, und die Rückführung soll beginnen. Der Kondensator C_2 ist jetzt mit der angedeuteten Polarität maximal aufgeladen, und der zuvor offene Schalter S_1 wird im Zeitpunkt t_1 geschlossen. Dadurch gelangt die volle Kondensatorspannung an die Spule L_1 , durch die ein schnell ansteigender Strom i_1 fließt. Bis zu dem Zeitpunkt t_2 , in dem die Zellenrückführung beendet ist, ist alle Energie vom Kondensator C_2 in die Ablenkspule L_1 übertragen worden; C_2 ist völlig entladen.

Während der Zeit von t_2 bis t_3 und von t_3 bis t_4 , in der die lineare Zellenablenkung vor sich geht, fließen zwei voneinander unabhängige Ströme i_1 (durch die Ablenkspule L_1) und i_2 (durch die Speicherspule L_2) in der aus Bild 2 ersichtlichen Weise. Zwischen t_2 und t_3 fließen der Ablenkstrom i_1 durch L_1 , C_1 , D_1 und der viel kleinere Strom i_2 durch L_2 , C_1 , S_1 . Hierbei überträgt i_1 Energie von L_1 in den Kondensator C_1 , die wiederum teilweise vom Strom i_2 in die Speicherspule L_2 transportiert wird.

Der Ablenkstrom i_1 nimmt inzwischen linear ab und erreicht im Augenblick t_3 den Wert Null. In diesem Moment öffnet sich der Schalter S_1 . Der Ablenkstrom i_1 wird negativ und setzt seinen linearen Verlauf fort. Wie man aus Bild 2 sieht, fließt der Ablenkstrom i_1 nun in Sperrrichtung durch die Diode D_1 . Das ist möglich, weil beim Öffnen vom S_1 der Strom i_2 Weg und Richtung geändert hat und in Durchlaßrichtung durch D_1 fließt. Der

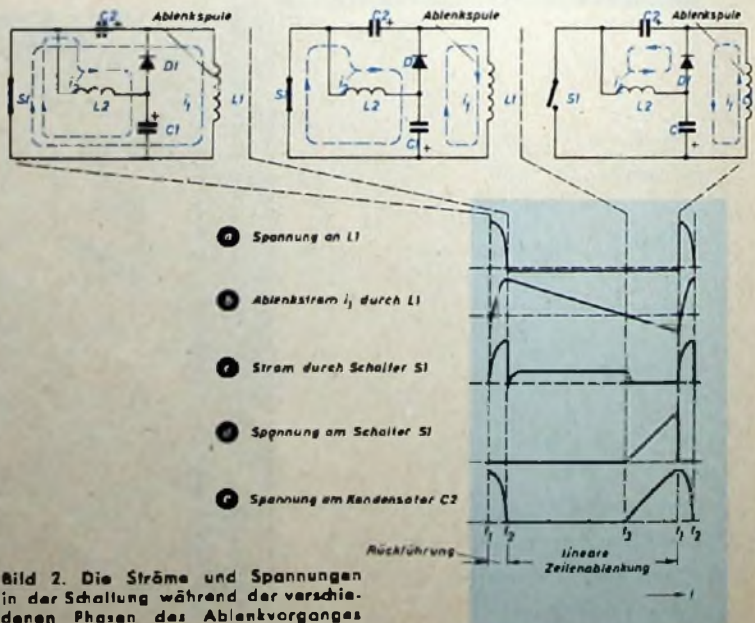


Bild 2. Die Ströme und Spannungen in der Schaltung während der verschiedenen Phasen des Ablenkvorganges

WIMA
Tropydur
KONDENSATOREN

werden nach dem patentierten Warmtauchverfahren hergestellt. Die Umhüllung wird mit Hilfe von Vakuum aufgebracht und ist ohne Luftpfeinschlüsse. **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** sind feuchtigkeits- und wärmebeständig und ein ausgezeichnetes Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte.

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

NORA

Ein Radiogerät aus unserem großen Verkaufsprogramm 57/58

BOSTON

Ein Hochleistungssuper, modern und leistungsfähig, 5 Lautsprecher.
DM 389,-

Fordern Sie bitte ausführliche Prospekte über unser gesamtes Verkaufsprogramm

NORA-RADIO GMBH - BERLIN-CHARLOTTENBURG 4

HÖR UND SEH MIT **NORA**

Ablenksstrom I_1 kann also so lange fließen, wie er nicht größer als I_2 ist. Sobald der absolute Wert von I_1 gleich dem von I_2 geworden ist, sperrt die Diode D_1 , und die Zellenablenkung ist beendet. Während dieser Zeit hat der Ablenksstrom I_1 einen Teil der Energie aus dem Kondensator C_1 zur Ablenkspule L_1 zurückgebracht, während der Strom I_2 die Energie aus der Speicherspule L_2 in den Kondensator C_2 überführt und den verhältnismäßig kleinen Kondensator C_2 maximal aufgeladen hat. Es ist jetzt wieder der gleiche Zustand wie im Augenblick t_1 erreicht; der Schalter S_1 wird geschlossen, und die Zellenrückführung beginnt.

Der fremdgesteuerte Schalter S_1 kann an und für sich beliebiger Art sein; Elektronenröhren und Transistoren sind dafür geeignet. Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen, wird man vorzugsweise einen Leistungstransistor als Schalter benutzen, so daß sich die Schaltung nach Bild 3 ergibt, in der der in Emitterschaltung arbeitende Transistor T_1 von Rechteckimpulsen gesteuert wird.

Mit dem Transistor kann man recht hohe Ströme und Spannungen schalten. Im Bild 2 zeigen die Kurven c und d, daß am Schalter S_1 immer nur sehr kurze Spannungs- und Stromspitzen auftreten. Diese kurzzeitigen Spitzen können daher die sonst für den Transistor zulässigen Bedingungen weit übersteigen. So wurde in einem Versuchsgerät ein Leistungstransistor verwendet, dessen zulässige Verlustleistung 3 W war; ohne die geringste Gefahr einer Beschädigung konnte er Spannungsspitzen von 180 V und Stromspitzen von 5 A bewältigen.

Die bisherigen Versuche mit der neuen Ablenkschaltung zeigen, daß zur 90° Ablenkung einer Bildröhre die mit einer Beschleunigungsspannung von 16 kV arbeitet, nur ungefähr 15 W Gleichstromleistung mit einer Batteriespannung von 20 V aufgebracht werden müssen. Daher würde die neue Schaltung einen großen Fortschritt bedeuten, wenn sie auch in der Praxis die in sie gesetzten Hoffnungen erfüllen sollte. Der als Schalter wirkende Transistor wird an der Basis von einem synchronisierten Impulsgenerator über einen Transformator gesteuert. Dabei muß der Basis eine Steuerleistung von etwa 1 W zugeführt werden.

Wenn die Ablenkspule L_1 und die Diode D_1 völlig verlustlos wären, würde der Ablenksstrom I_1 streng linear verlaufen, wie es im Bild 2, Kurve b, dargestellt ist, sofern nur der Ablenk Kondensator C_1 groß genug ist. Durch die Verluste von L_1 und D_1 und den mit abnehmendem Ablenksstrom wachsenden Widerstand von D_1 tritt jedoch eine Verzerrung ein, so daß mit der einfachen Schaltung nach Bild 3 keine bessere Ablenklinearität als $\pm 5\%$ zu erreichen ist. Eine ganz wesentliche Verbesserung der Linearität ist möglich, wenn man während der Zeit zwischen t_2 und t_1 , in der die stärksten

Bild 3. Die einfachste Ausführungsform der neuen Ablenkschaltung mit als Schalter wirkendem Leistungstransistor

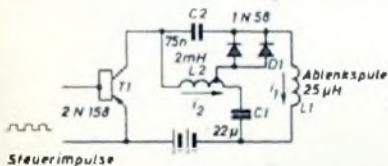
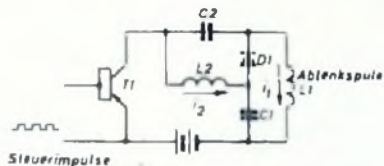


Bild 4. Abgeänderte Schaltung mit Kompensation zur Verbesserung der Linearität des Ablenksstromes I_1

Abweichungen von der Linearität auftreten, eine zusätzliche Sägezahnspannung an L_1 legt und dadurch die Ablenkspannung erhöht. Hierzu wird ein Teil der während t_2-t_1 an C_2 oder L_2 entstehenden Sägezahnspannung ausgenutzt, indem man das untere Ende von D_1 an eine Anzapfung der Speicherspule L_2 legt und einen Teil dieser Spule in den Kreis L_1, C_1, D_1 einschaltet (Bild 4). Der im Kreis L_1, C_1, D_1 liegende Teil der Spule L_2 liefert eine Kompensationspannung, die eine ausgezeichnete Linearität des Ablenksstromes I_1 durch L_1 ergibt.

Dr. F.

(Guggi, W. B.: CRT deflection circuit has high efficiency. Electronics Bd 30 (1957) Nr. 4, S. 172)

PERTRIX



ein Wertbegriff

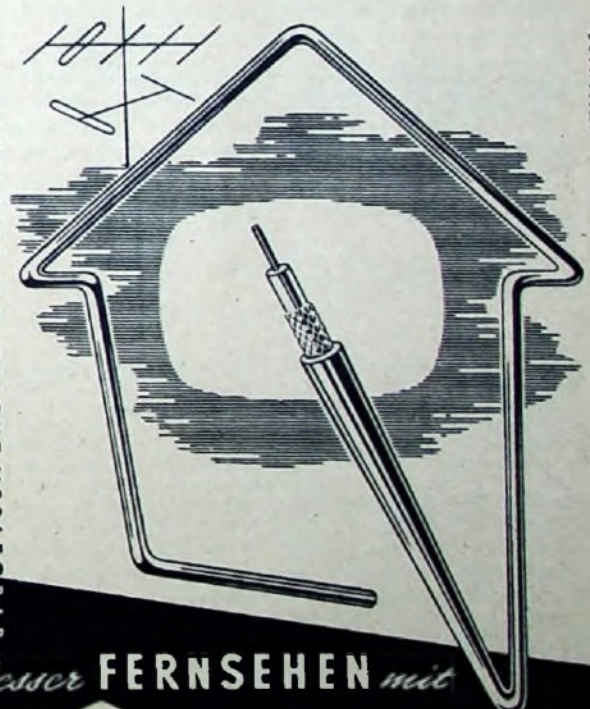
ein Weltbegriff



PERTRIX-UNION GMBH · FRANKFURT/MAIN

PH 50614

DÄMPFUNGSARM · LEICHT VERLEGBAR



besser **FERNSEHEN mit**
TELO KABEL

GUTSCHEIN

(Bitte ausschneiden und einschieken an Telo-Antennenfabrik, Hamburg-Wandsbek)

für 1 Kabel-Muster-Karte A 4

Ihre Berufserfolge

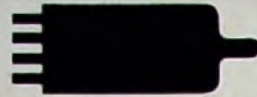
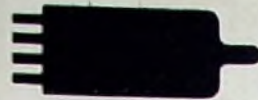
hängen von Ihren Leistungen ab. Je mehr Sie wissen, um so schneller können Sie von schlechtbezahlten in bessere Stellungen aufrücken. Viele frühere Schüler haben uns bestätigt, daß sie durch Teilnahme an unseren theoretischen und praktischen

Radio- und Fernseh-Fernkursen

mit Aufgabekorrektur und Abschlußbestätigung (getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene) bedeutende berufliche Verbesserungen erwirkt haben. Wollen Sie nicht auch dazugehören? Verlangen Sie den kostenlosen Prospekt! Gute Fachleute dieses Gebietes sind sehr gesuch!

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK Ing. Heinz Richter
Güntering 3 · Post Hechendorf/Pilsensee/Obb.

Als Neubestückung und Ersatz



sind Lorenz-Röhren stets am Platz!

Die Stromverstärkung des Transistors

Die Selbsterregungsformel nach Barkhausen gibt an, unter welchen Bedingungen eine rückgekoppelte Röhre spontan zu schwingen beginnt und stabil schwingt. Nach dieser Formel muß dabei das Produkt aus Rückkopplungsfaktor und Verstärkung gleich Eins sein; die Verstärkung ist dann also gleich dem reziproken Rückkopplungsfaktor. Wenn man daher den Rückkopplungsfaktor mit einiger Genauigkeit bestimmen kann, ist man in der Lage, daraus die Verstärkung und die Steilheit der betreffenden Röhre abzuleiten. Eine geeignete Meßschaltung für diesen Zweck ist auch schon früher vorgeschlagen worden. Den Rückkopplungsfaktor kann man mit ausreichender Genauigkeit aus den Schaltungsdaten ermitteln. Ausgehend von einem kleinen Wert, erhöht man den Rückkopplungsfaktor langsam, bis die Selbsterregung der Röhre einsetzt. In diesem Augenblick ist der Rückkopplungsfaktor gleich der reziproken Verstärkung der Röhre. Den Schwingungseinsatz kann man leicht mittels eines Kopfhörers oder Lautsprechers feststellen, wenn man dafür sorgt, daß die Schwingfrequenz der Röhre im Tonbereich liegt.

Das gleiche Meßprinzip läßt sich zur Bestimmung der Stromverstärkung eines in Emitterschaltung arbeitenden Transistors, also des negativen Quotienten aus Kollektorstrom I_c und Basisstrom I_b , heranziehen. Die Messung gestaltet sich außerordentlich einfach und liefert recht genaue Resultate. Das dazu benötigte Meßgerät hat eine ganz unkomplizierte Schaltung und läßt sich

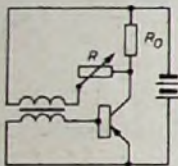


Bild 1. Grundschaltung zur Messung der Stromverstärkung durch Bestimmung des Schwingungseinsatzes

leicht und billig aufbauen. Die Grundschaltung dieses Gerätes und seine Arbeitsweise gehen aus dem schematischen Bild 1 hervor. R_0 ist der Kollektorwiderstand, an dem die tonfrequente Schwingungsspannung $I_c \cdot R_0$ auftritt. Die Schwingungsspannung ist über den veränderbaren Widerstand R und den Niederfrequenztransformator, der ein Übersetzungsverhältnis von $1:n$ hat, auf die Basis rückgekoppelt und erzeugt den Basisstrom I_b . Wenn man voraussetzt, daß R_0 klein gegen die Ausgangsimpedanz des Transistors und R groß gegen die durch n^2 dividierte Eingangsimpedanz des Transistors ist, so ist der Basisstrom

$$I_b = - \frac{I_c \cdot R_0}{n(R_0 + R)}$$

woraus sich für die Stromverstärkung

$$-\frac{I_c}{I_b} = n \left(1 + \frac{R}{R_0} \right) \quad (1)$$

ergibt. Diese Gleichungen gelten für den Schwingungseinsatz, wenn man R von seinem Maximalwert aus allmählich immer kleiner macht. Der Schwingungseinsatz läßt sich ausreichend genau beobachten. Man braucht also für R nur eine geeichte Widerstandsskala und liest im Augenblick des Schwingungseinsatzes ab, welchen Wert R jetzt hat, um die Stromverstärkung aus Gl. (1) ausrechnen zu können. Noch bequemer ist es natürlich, wenn man die Skala von R unmittelbar in Verstärkungswerten eicht, die man nach Gl. (1) berechnet. Benutzt man für R ein lineares Potentiometer, so wird die Eichung in dem Bereich, in dem R/R_0 groß gegen 1 ist, linear. Die weiter oben erwähnten Voraussetzungen für die Bemessung der Widerstände R_0 und R lassen sich in der Praxis für die meisten Transistortypen erfüllen.

Die vollständige Schaltung des Meßgerätes, die möglichst einfach gehalten wurde, geht mit ihren Schaltungsdaten aus Bild 2 hervor. Mit Hilfe eines doppelartigen Umschalters können wahlweise npn- und pnp-Transistoren gemessen

werden. Durch entsprechende Vorwiderstände in den Basis-, Emitter- und Kollektorkreisen ist dafür gesorgt, daß sich der jeweils zur Messung angeschlossene Transistor auf einen bestimmten gleichstrommäßigen Arbeitspunkt einstellt. Wenn die Widerstände die im Bild 2 angegebenen Werte haben, nehmen alle Transistoren, deren Stromverstärkung innerhalb des Meßbereiches (10fach ... 170fach) liegt, ein Kollektorpotential von ungefähr

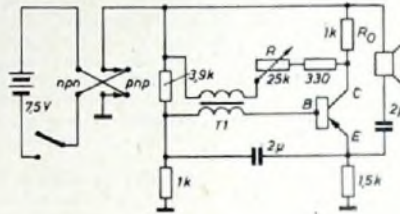


Bild 2. Die vollständige Schaltung des nach dem Prinzip von Bild 1 arbeitenden Meßgerätes

5 V bei einem Kollektorstrom von etwa 1 mA an. Der Transformator hat ein Übersetzungsverhältnis von $1:7$.

Die Frequenz beim Schwingungseinsatz hängt von den Eigenschaften des Transformators und dem Phasenwinkel zwischen I_c und I_b ab. Wenn dieser Phasenwinkel klein ist, beginnt der Transistor mit einer Frequenz zu schwingen, die nahe dem Maximum in der Stromübertragungskennlinie des Transformators liegt. Die meisten Niederfrequenztransformatoren haben ein breites Maximum um 1 kHz oder 2 kHz herum. Bei größeren Phasenwinkeln ist die Schwingfrequenz kleiner. Da die Bedingung für den Schwingungseinsatz, also auch das durch Gl. (1) definierte Verhältnis von I_c und I_b , kaum von der Frequenz abhängig ist, kann man in jedem Fall mit einer Meßgenauigkeit von wenigen Prozenten rechnen.

Für Vergleichsmessungen, bei denen keine größere Genauigkeit gefordert wird, kann die Skala von R gewonnen werden, indem man in Gl. (1) die bekannten Werte von R_0 sowie von n einsetzt. Eine genauere und zuverlässigere Eichung der Skala läßt sich nach der im Bild 3 dargestellten

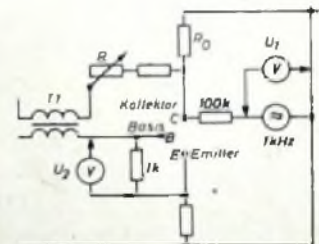


Bild 3. Die Eichung der Skala von R mit Hilfe eines Wechselstromgenerators im Kollektorkreis

Methode gewinnen. Zwischen die kurzgeschlossenen Batterieanschlüsse und den Kollektor des Transistors legt man in Reihe mit einem 100-kOhm-Widerstand einen Tonfrequenzgenerator, der eine Frequenz von ungefähr 1000 Hz mit einer einstellbaren Spannung U_1 von 10 ... 50 V liefert. Zwischen Basis und Emitter des Transistors wird ein 1-kOhm-Widerstand geschaltet, und die daran entstehende Wechsellspannung U_2 wird mit einem empfindlichen Voltmeter gemessen. Die Stromverstärkung ist dann

$$-\frac{I_c}{I_b} = \frac{U_1}{10^3} \cdot \frac{U_2}{10^3} = \frac{1}{100} \cdot \frac{U_1}{U_2}$$

Die einzelnen Punkte der Skala von R erhält man durch mehrfache Variation der Generatorspannung und jeweilige Messung von U_1 und U_2 . — 95

(Montgomery, F.: Transistor beta tester, Electronics Bd 30 (1957) Nr. 5, S. 198)

Wenn Ela: dann

PHILIPS ELA



Erfahrene Ingenieure stehen Ihnen in unseren Niederlassungen unverbindlich zur Verfügung

Facharbeiter für Techniker- stellen *gesucht*

Hätten Sie Lust und Mut, sich für eine interessante und gut bezahlte Technikerstelle zu bewerben? Oder reichen Ihre technischen Kenntnisse für einen so anspruchsvollen Posten nicht aus? Wenn Sie Ihre theoretischen Kenntnisse durch einen Christiani-Fernlehrgang erweitern können Sie schon in zwei Jahren reif für eine gehobene Stellung als Techniker, Werkmeister oder Betriebsleiter sein. Wie Sie sich das höhere technische Wissen in Ihrer Freizeit, also ohne Berufsunterbrechung, aneignen, erfahren Sie aus dem interessanten Taschenbuch **DER WEG AUFWARTS**. Sie erhalten dieses Buch kostenlos mit den Lehrgängen Maschinenbau, Elektrotechnik, Radlotechnik, Bautechnik, Stabrechnen u. Mathematik. Schreiben Sie heute noch eine Postkarte an das Technische Lehrinstitut

Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1657



Aus Wehrmachtsbeständen Antennen - Stromanzeig - Instrument
mit Thermokreuz, Keramikspule, induktive Ankopplung — eingebaut in Aluminiumgehäuse (125 x 97 x 52 mm) mit 3 Keramik-Durchführungsklemmen. Stück DM 6,90
Schmetterlings-Luftdrehkondensatoren B 30 + 16 - 80 pF Kugelgelagert, keramische Ausführung DM 1,65 - Amerikanische Morantantenn Stück DM 3,90
KRUGER, MÜNCHEN, ERZGIESSEREI STRASSE 29



Fernseh & UKW- Antennen Transformator

z. B. 4 Element 1. Etage DM 13,10 netto
10 Element 1. Etage DM 29,50 netto
Versand und Verpackung frei

Schutz-Regel- und Vorachsttransformatoren bis 5 KVA mit und ohne Gehäuse. Ferner Transformatoren 1. Verstärkeranlagen u. Radio-Drosseln in Einzel- und Serienanfertigung, billigst kurzfristig lieferbar. Bitte fordern Sie Preislisten an

I. G. SCHMIDBAUER
Transformator-Geräte- u. Antennen-Hersteller
Hebertsleiden/Spangberg (Hdb)



Ch. Rohloff - Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rolandsteck 289

Ein neues Fachbuch für alle Freunde der Photographie

DR. EDWIN MUTTER

Kompodium der Photographie

I. BAND: Die Grundlagen der Photographie

INHALT: Geschichte der Photographie · Die Voraussetzungen der Photographie · Die photographische Sensitometrie · Die photographischen Schichten, ihr Aufbau, ihre Eigenschaften und Verwendung · Die zweckmäßige Dunkelkammerbeleuchtung · Die Hypersensibilisierung und Latensifikation · Allgemeine Chemie und photographische Chemie · Optik und Abbildungsgesetze · Beleuchtungs- und Belichtungstechnik · Die Farbenphotographie.

355 Seiten · 156 Abbildungen · Ganzleinen 26,— DM

Bestellungen nehmen alle Buch- und Photohandlungen im Inland und im Ausland sowie der Verlag entgegen.

Spezialprospekt „C“

mit ausführlichem Inhaltsverzeichnis auf Anforderung.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE · EICHBORNDAMM 141—167

METALLGEHÄUSE
FÜR
INDUSTRIE
UND
BASTLER
PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA · CLAUSSTR. 4-6

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szebebelly, Hamburg-Altona, Schlächterbuden 8. Tel.: 31 23 50

Wehrmachtgeräte, Meßgeräte, Röhren. Restpostenankauf. Alzertadio, Berlin. Siresemannstr. 100. Ruf: 24 25 26

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH., München 2, Lenbachplatz 9

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

Labor-Instr., Kathographen, Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

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

Verkäufe

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

Artt Bauteile-Katalog 1957
468 Seiten
Radio
Elektronik
Fernsehen
NUR 2 Mark

EUROPAS GRÖSSTE FUNKAUSSTELLUNG

in Buchform. Weit über 1000 Abb. mit Schaltungen für Kristalloden — einmalig auf allen Gebieten der Elektronik, Fernseh- und Rundfunktechnik. Tausende außerordentlicher Gelegenheitskäufe. Kein Katalog Europas ist derart willkommen. —

Sofort bestellen, denn der Walter-Artt-Bauteile-Katalog 1957 ist jetzt in der 2. Auflage erschienen und wird schnell vergriffen sein.

Schreiben Sie daher umgehend! Preis 2,— DM mit Gutschein. Bei Voreinsendung 2,50 bei Nachnahme 3,— DM.

Artt-Radio-Elektronik · Walter Artt
Berlin-Neukölln, Karl-Marx-Straße 27
Postcheck: Berlin-West 197 37

Bln.-Charlottenbg., Kaiser-Friedr.-Str. 18
Düsseldorf, Friedrichstraße 61 a
Postcheck: Essen 373 36



Hochwertige Werkzeuge für alle Berufe
BELZER-WERK · WUPPERTAL
Verkauf durch den Fachhandel

FERNSEH-KABEL RÖHREN · ELKOS

nach wie vor preiswert!



BERLIN-NEUKÖLLN
Am S- und U-Bahnhof Neukölln
Silbersteinstraße 5-7, Tel.: 62 12 12
Geschäftszeit: 8-17 sonnabends 8-14 Uhr
Röhrenangebote stets erwünscht!

Braunsche Röhre 5BP4 DM 15,—
Fassung hierzu DM 2,20

Ein komplettes Röhrenprogramm zu besonders günstigen Preisen.

Allradio-Versand G. m. b. H.
Bremen, Friedrich-Ebert-Straße 24
Ruf: 51300

ENGEL-LÖTER

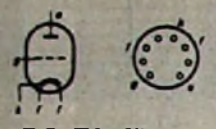


3 Typen
● 60 Watt
● 100 Watt
● Batteriebetrieb

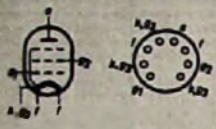
Verlangen Sie Prospekt

ING. FRICH & FREY (INGEL) G. U. H.

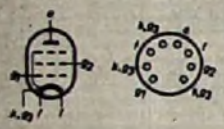
EM 31 791



EC 71 für
HF-Verstärker
NF-Verstärker
Oszillatoren bis 1000 MHz



EF 731 für
HF-Verstärker
NF-Verstärker



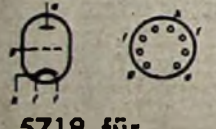
EF 732 für
HF-Verstärker
NF-Verstärker



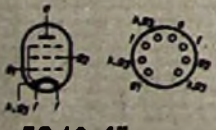
Fassung
B 1 506 81



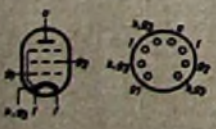
Kühlklemme
ZE 1100



5718 für
HF-Verstärker
NF-Verstärker
Oszillatoren bis 1000 MHz



5840 für
HF-Verstärker
NF-Verstärker



5899 für
HF-Verstärker
NF-Verstärker

Indirekt geheizte Subminiatur-Röhren

Bei dieser neuen Typenreihe befinden sich in Subminiatur-Kolben Röhrensysteme mit einer Leistungsfähigkeit, wie sie sonst nur von Röhren mit wesentlich größeren Abmessungen erreicht wird. Weitere Vorzüge neben dem geringen Raumbedarf sind die niedrige Heizleistung und die Brauchbarkeit bis zu Frequenzen in der Größenordnung von 1000 MHz. Die neuen Subminiaturröhren sind deshalb besonders für vielseitige Geräte aller Art geeignet, bei denen man mit einer sehr kleinen Zahl von Röhrentypen auskommen will.

Die Röhren 5718, 5840 und 5899 dieser Typenreihe genügen außergewöhnlich hohen Ansprüchen hinsichtlich ihrer elektrischen und mechanischen Eigenschaften und sind den amerikanischen Typen mit gleicher Bezeichnung äquivalent. Sie zeichnen sich aus durch

- Vibrationsfestigkeit • Stoßfestigkeit • geringe Vibrations - Störausgangsspannung • hohe Heizfaden-Schaltfestigkeit • Höhenfestigkeit • hohe Isolationswiderstände • enge Toleranzen • hohe Spannungsfestigkeit zwischen Heizfaden und Katode

gemäß den MIL-Vorschriften. Ihre Verwendung ist vor allem dort angebracht, wo hohe Zuverlässigkeit trotz rauher Betriebsbedingungen verlangt wird, z. B. in Anlagen der industriellen Elektronik, der Luft- und Seefahrt und der beweglichen Funkdienste.

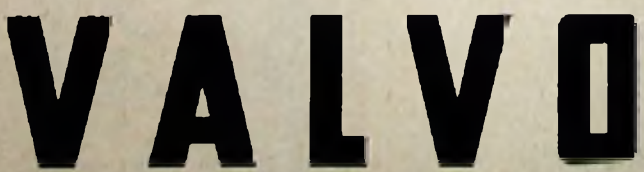
Die Röhren können mit 38 oder 5 mm langen Anschlußdrähten zum Einlöten oder Einstecken in Fassungen (B 1 506 81) geliefert werden. Zur Wärmeabführung an das Chassis ist die Verwendung der Kühlklemme ZE 1100 erforderlich.

Wir erteilen gern weitere Auskünfte; bitte, schreiben Sie uns.

	EC 71	EF 731	EF 732	5718	5840	5899	
Kenndaten	$U_a =$	100	100	100	100	100	V
	$I_a =$	8,5	7,2	7,5	$8,5 \pm 2,5$	$7,5 \pm 2$	mA
	$S =$	5,8	4,5	5	$5,8 \pm 1$	$5 \pm 0,8$	mA/V
Grenzdaten	$U_a =$	max.	max.	max.	max.	max.	V
	$I_k =$	25	15	15	27,5	16,5	mA
	$N_a =$	2	1	1	3,3*	1,1	W

Heizung: 6,3 V; 150 mA (bei allen Typen)

* Bei erhöhten Ansprüchen an die Lebensdauer max. 0,9 W gemäß MIL



HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19